

Josef Daneš a kolektiv

AMATÉRSKÁ RADIOTECHNIKA A ELEKTRONIKA

2. díl NAŠE VOJSKO
PRAHA

Editor © Josef Daneš, 1986

Autorský kolektiv: Ing. František Šimek, Jiří Bláha, Raymond Ježdík, Ing. Vladimír Geryk, Petr Novák, Zdeněk Ryba, Ing. Boris Kačírek, Ing. Ján Grečner, Jiří Borovička, dr. Ing. Miroslav Joachim, Ondrej Oravec, dr. Ing. Josef Daneš. Obrázky kreslili: Karel Turek, Ctibor Tyl, Alena Šrutová.

Lektorovali: Jiří Bláha, Ing. Vladimír Geryk, Raymond Ježdík

Předmluva

Trioda, tetroda, pentoda, fantastron, reaktční elektronka. Komu z nás se nevybavují při těchto názvech chvilky vzrušení, prožívané při prvních zmínkách o tajích, nebezpečnostech, ale i možnostech více či méně komplikovaných zapojení. S radostí vzpomínáme i na napětí, které vyvolávala těsná zpětná vazba jednolampovky, mající za následek nečekaný zrod „amatéra – vysílače“, oblažujícího svým hvízdáním blízký éter. Kde byly všechny začátky budoucích, bývalých i současných radioamatérů? Byly to magické pokusy v hodinách fyziky, nahodilá setkání s těmi vyspělejšími, kteří již zvládli úskalí skříněk (pro mnohého černých), přivádějících v úžas své okolí podivnou funkcí transformující existenci dvou zdírek se vsunutou anténou a uzemněním do slyšitelných signálů.

Zdroje těchto pokusů nebo chuti pokusy opakovat bychom těžko vyjmenovávali. Všechny však měly a mají jedno společné. Touhu po poznání, po komunikaci s těmi, kteří mají blízké či dokonce totožné zájmy. Touhu dělit se o výsledky své práce a snahy. Sdělovat si své pocity a bojovat za to, aby štědrý a povolný éter nebyl zaplněn vojenskými hlášeními a povely k ničivé činnosti.

Již tato skutečnost je dostatečným důvodem k tvrzení, že jde o činnost mimořádně vítanou zvláště v období, kdy vzrůstá nebezpečí možného jaderného konfliktu.

Ruku v ruce s úsilím o nejlepší výsledky v zaměstnání kráčí životem snaha o seberealizaci ve chvílích volna, a to v oblastech či disciplínách, které nás lákají. Každý jednou stane před otázkou, jak začít a mnohokrát pak stojí před další – jak pokračovat. V obou případech zcela jistě pomůže kniha – přítel nejvěrnější. Máme to štěstí, že ji držíme v rukou. Je třeba si však uvědomit, že není učebnicí, po jejímž prostudování se z laika stane odborník, není ani souhrnem nejnovějších výsledků vědy. Tím prvním být nemůže pro svou útlost

(přesto, že příliš útlá není), tím druhým nemůže být proto, že se asi nikdy nepodaří v tomto oboru sestavit autorský kolektiv v dostatečném počtu a vytisknout knihu alespoň v týdenní lhůtě.

Elektronické disciplíny jsou totiž v současné době právě těmi, jejichž dnešní pravdy jsou zítřkem znevažovány a pozití přetvářeny. Přes tyto neustálé revoluční změny nebo snad právě díky jim se objevují a zůstávají skutečnosti, poznatky a děje stálé, opakovatelné.

Vezměme tedy za vděk touto zatím stálou základnou a využijme ji v naší pouti za poznáním nového, neznámého či nejasného. Nenajdete-li odpověď právě na tu svou otázku, snad najdete alespoň radu, kde ji hledat. A nepodaří-li se ani to, nemusíte zoufat. Radioamatérství slavilo v naší zemi v době vzniku této knihy právě půlstoletí své existence. Za těchto padesát let vyrostlo mezi námi mnoho nadšenců, kteří dosáhli významných výsledků. Mnoho z poznatků, nápadů a řešení těch, pro něž je vůně tavené kalafuny nad vůni vzácných květin, bylo a je stále využíváno v profesionální praxi. Je to proto, že jejich práce, byť prováděná ve volném čase, nepostrádá zaujetí, poctivost a snahu něco dokázat. A co víc, povahám těchto lidí je naprosto vlastní ochota se o své vědomosti, znalosti a um nezištně podělit s kýmkoliv, kdo projeví zájem.

Zbývá snad jen prozradit, kde tyto nadšence najdete. V pracovním čase za traktorem, u soustruhu, na lokomotivě, v letadle či na letišti, za katedrou vysokých či na stupních základních a středních škol, v úřadech i ústavech, na lodích i v přístavech, prostě všude. Po práci pak doma nebo v klubovnách jejich svazarmovských organizací. V nich se snaží vytvořit si ty nejlepší podmínky pro svou práci. Podmínky společenské i materiální, a to za pomoci svých kamarádů a prostředků, které naše společnost na rozvoj osobnosti vynakládá. Nejsou to prostředky malé. Aby byly dobře a co nejrychleji zhodnoceny v odborné úrovni našich občanů a zvláště mládeže, k tomu by měl přispět i 2. a 3. díl Amatérské radiotechniky a elektroniky. Publikaci jsme dlouho postrádali, ale trpělivost přináší ovoce. Poděkujeme autorům i nakladatelství a čtème a studujeme. A nehledejme tetrodu či fantastron. Píše se rok 1987.

Ing. František Šimek, OK1FS1
vedoucí oddělení elektroniky
ÚV Svazarmu

RADIOAMATÉŘI VČERA, DNES A ZÍTRA

Již v předmluvě k prvnímu dílu této knihy bylo uvedeno, že od vydání první dvoudílné „Amatérské radiotechniky“ uplynulo třicet let. Teprve po této dlouhé době, v které elektrotechnika a elektronika prodělala nepředstavitelný rozvoj, se podařilo vydat novou, zatím dvoudílnou „Amatérskou radiotechniku a elektroniku“.

Mnohokrát jsem se přesvědčil, že po celé toto období řada radioamatérů čerpala technické a provozní zkušenosti z původní Amatérské radiotechniky. Naskytá se tedy otázka, jak dlouho bude stačit právě vycházející knížka současným mladým radioamatérům a elektronikům. Pochybuji, že budou čekat opět třicet let na další, moderní zpracování. Při nynějším tempu rozvoje elektroniky to je naprosto iluzorní. Vždyť v současné době dělá autorům jednotlivých kapitol starost, který radioamatérský výrobek popsat, aby při vydání knížky nebyl beznadějně zastaralý.

Nechme se tedy překvapit, čeho elektronika a radiotechnika v nejbližším období dosáhne a podívejme se, jak vypadá dnešní činnost radioamatérů ve srovnání s předešlým třicetiletým obdobím.

Vlastní činnost radioamatérů, organizovaných celé toto období ve Svazarmu, se rozvíjí ve stále stejných oblastech – v telegrafii, provozu na krátkých a velmi krátkých vlnách, technické stavbě elektronických zařízení, branných sportech – rádiovém orientačním běhu a moderním víceboji telegrafistů. Ale srovnáme-li dřívější a nynější technické vybavení kolektivních stanic a radioklubů, finanční zajištění činnosti, péči o členy a hlavně mládež, uvidíme veliký kvalitativní skok ve všech jmenovaných oblastech. Byl dosažen cílevědomou prací širokého radioamatérského aktivu a stálou péčí svazarmovských orgánů o radioamatérskou činnost.

Podívejme se, jak se vývoj projevil v jednotlivých oborech radioamatérské činnosti:

V provozní činnosti na krátkých vlnách se přešlo od jednoduchých zařízení, představovaných a upravovaných členy radioklubů a kolektivních stanic z inkurantního zařízení z 2. světové války (SK 10, SK 3, GERLACH, přijímače EK 10, MwEc, FORBES apod.) na moderní zařízení, vyhovující stále se zvyšujícím provozním a technickým nárokům. Od oblíbeného „fonického“ provozu s anodovou modulací se přešlo na moderní a účinný provoz s potlačenou nosnou a jedním postranním pásmem (SSB). Protože málokterý amatér může tato technicky náročná zařízení vyrobit, vnikl svazarmovský podnik „Radiotechnika“, který ve svých nynějších třech provozovnách v Teplicích, Praze a Hradci Králové vyrábí zařízení pro všechny obory radioamatérské činnosti.

Radiokluby a kolektivní stanice začaly být vybavovány radiostanicemi Petr 103, později oblíbenou řadou všepásmových transceiverů OTAVA, mezi mládeží oblíbenými JIZERAMI. Vyvrcholením má být moderní všepásmový transceiver LABE, který je zaváděn do výroby. Inkurantní přijímače byly nahrazeny všepásmovým přijímačem ODRA a u mládeže oblíbenými PIONÝRY pro různá pásma.

Pro překrytí nedostatku výkonných stanic bylo dovezeno několik desítek transceiverů pro krátké vlny SOKA FT 505 a 747.

V činnosti na velmi krátkých vlnách je kvalitativní skok ve vybavení kolektivních stanic ještě zřejmější. Od jednoduchých sólooscilátorů, superreakčních přijímačů, tak hojně používaných, se přechází k zařízení kvalitativně vyšším. I zde se zavádí provoz SSB a úzkopásmová modulace FM.

Radioamatéři budují svépomocí převaděče VKV, které umožňují i ze špatných bydlišť (z hlediska šíření VKV) být aktivním na VKV. Kolektivní stanice jsou vybavovány nejprve vysílači FM Petr 101 a Petr 104, později oblíbenou i diskutovanou řadou transceiverů BOUBÍN. V současné době je vyvinut moderní transceiver VKV na pásmo 145 MHz pro všechny druhy provozu. Aby byla vyspělým kolektivům umožněna účast na závodech VKV, bylo dovezeno několik desítek transceiverů VKV SOKA FT 221 a 225.

Zvlášť rychlý vývoj zaznamenal branný radioamatérský sport, původně zvaný „hon na lišku“, nynější rádiový orientační běh. Z původního sportu, kterého se zúčastňovalo jen několik desítek radioamaté-

rů schopných postavit si zaměřovací přijímač se ROB stal nejoblíbenějším a nejmasovějším sportem mladých radioamatérů. Podnik „Radiotechnika“ na požadavek Svazarmu již před patnácti roky začal produkovat první „stříbrné“ a „zlaté“ zaměřovací přijímače pro ROB. Pro velký zájem byly stále vylepšovány a přes několik typů JUNIORŮ se došlo až k nyní používaným ORIENTŮM a ROB 80. Současně byl vyvinut i přijímač DELFÍN pro pásmo 2 m. Nezapomnělo se ani na moderní automatické vysílače MINIFOX a přijímače pro dispečink.

Tato technická podpora umožnila masový rozvoj ROB mezi mládeží, vznikly sportovní základny talentované mládeže, kterých je v současné době v ČSR dvacet. V nich vyrůstají spolehliví reprezentanti, kteří v r. 1984 pomohli našemu družstvu přivést z MS ve Švédsku 10 medailí.

Další dvě poměrně specializované činnosti – telegrafie a moderní víceboj telegrafistů nejsou pro svou značnou náročnost u mládeže tak rozšířené jako ROB, ale kdo z mladých těmto sportům podlehně, zůstane jim věrný.

I pro tyto sporty zajistil Svazarm buď prostřednictvím „Radiotechniky“ nebo dovozem přiměřené vybavení. Pro MVT to jsou kvalitní přenosné transceivery M 160, pro nácvik telegrafie byl dovezeny speciální dávače z Bulharska.

Cvičné texty pro oba jmenované sporty, dříve pracně nahrávané pomocí perforátoru a dávače na magnetofonové pásky, se nyní nahrávají ve stoprocentní kvalitě a téměř absolutní přesností pomocí počítače.

Při tomto výčtu nesmíme zapomenout ani na to, že radioamatéři chtějí zachovat svůj „rod“, proto soustřeďují pozornost na výcvik mládeže, pro kterou – mimo pravidelnou činnost v radioklubech a kolektivních stanicích – pořádají každoročně technické soutěže od místních přeborů až po přebor ČSR, závody na KV a VKV pásmech a řadu specializovaných letních táborů talentované mládeže v různých krajích ČSR. Pro ženy jsou určeny pravidelné kursy v České ústřední škole Svazarmu.

A co bude zítra?

Tak jako v každém druhu činnosti, plánuje se i v radioamatérství.

Je zpracována podrobná koncepce radioamatérské činnosti na další období, plánuje se a uskutečňuje výstavba kabinetů elektroniky na krajích i okresech. Nechme však na tuto otázku odpovědět ty mladé, nyní začínající, v dalším zpracování „Amatérské radiotechniky“ – doufám že dříve než za třicet let.

Raymond Ježdík, OK1VCW

ANTÉNY PRO VKV

Pod pojmem velmi krátké vlny (VKV) rozumíme u nás, v souladu s mezinárodními zvyklostmi, kmitočty vyšší než 30 MHz. Už nenávratně pryč jsou doby, v nichž českoslovenští radioamatéři měli k dispozici pásma 50 (56), 86 a 220 MHz, která dnes užívají jiné služby. Naše dnešní radioamatérská pásma VKV začínají pásmem 145 MHz, dále máme pro svou činnost vyhrazena pásma 433, 1 296, 2 320 MHz a pásma v tzv. centimetrových a milimetrových vlnových délkách. Mnohaletou praxí jsou ověřeny určité zásadní rozdíly v provozu i technice v pásmech KV a VKV, které se projevují téměř všude – ať jde o závodní a soutěžní činnost, elektronické části amatérských zařízení, antény, anebo o šíření elektromagnetických vln. Proto kapitoly o anténách pro VKV bývají v nejrůznějších publikacích samostatné.

Technika pro pásma VKV je složitější a požadavky na elektronické součástky jsou vyšší. VKV však mají výhodu v kratších vlnových délkách, pro které lze snadněji konstruovat antény vesměs bez kompromisů a dosáhnout tak maximálně možných zisků a přijatelných impedancí bez složitých přizpůsobovacích obvodů. Navíc u antén pro VKV je téměř vždy zcela zanedbatelný vliv země na jejich vlastnosti, což dovoluje u seriózních konstrukcí dobrou reprodukovatelnost, ovšem za předpokladu respektování všech důležitých rozměrů, konstrukčních náležitostí a zásad pečlivé práce.

Výhody optimálních rozměrů antén pro VKV nelze vtěsnat do jediné knižní kapitoly. Protože se jedná o rozsáhlou problematiku, bude se kapitola o anténách pro VKV stručně zabývat pouze:

- základní terminologií a souvisejícími definicemi,
- možnými ziskovými a impedančními vlastnostmi,
- všesměrovými anténami,
- směrovými anténami (jednopásmové lineární, širokopásmové lineární a jednopásmové s kruhovou polarizací),

- vozidlovými anténami, anténními výhybkami a anténami pro přenosné radiostanice,
- reflektometrem pro pásma 145 a 433 MHz.

Pro detailnější seznámení s dílčí problematikou jsou v závěru kapitoly uvedeny literární odkazy.

Ani samostatná kniha o anténách by neudělala z nikoho anténáře, a proto se kapitola o anténách pro VKV soustředila v úvodní části na poznatky, které běžnému radioamatérovi pomohou orientovat se mezi různými konstrukčními návody, na popisy konstrukcí vzbuzujících dobrý dojem, ať již vyzkoušenými měřeními, nebo dlouholetou praxí. To mj. i proto, že pro seriózní konstrukční činnost jsou potřebné v mnoha případech téměř unikátní měřicí přístroje a hlavně zcela vyhovující prostorové uspořádání včetně okolí anténního měřicího pracoviště. Je proto lepší, když každý uživatel antén pro VKV bude své antény elektricky jen kontrolovat a zjišťovat neměnnost jejich vlastností a nebude ztrácet ve většině případů čas snahami o jejich měření.

Anténní terminologie a definice

Aby se lidé domluvili, musejí používat slova a pojmy, jimž shodně rozumějí. To platí ve všech oborech lidské činnosti. Proto se různé názvy, významy a termíny definují a názvoslovně normalizují. Ke snadnější komunikaci se čtenáři kapitoly o anténách pro VKV nejprve něco z ČSN 36 7210 „Televizní a VKV přijímací antény“. Název normy nevylučuje její aplikaci na radioamaterské antény a vysílací antény vůbec.

Směrová anténa – anténa, která soustřeďuje energii z jednoho do jednoho či více směrů na úkor ostatních směrů.

Dipól – přímý elektricky souměrný (symetrický) zářič určité délky vzhledem k délce vlny.

Dipól $\lambda/2$ – přímý elektricky souměrný zářič se souměrným rozložením proudu charakteru stojaté vlny a s délkou rovnající se přibližně polovině délky použité vlny.

Aktivní prvek – prvek, který je připojen k napájecí.

Pasivní prvek – prvek, který není připojen k napájecí (direktor, reflektor) a tvoří elektrickou součást antény.

Směrovost antény – vlastnost antény přijímat z (vysílat do) určitého směru více energie než ze (do) směrů ostatních.

Polarizace – směr vektoru intenzity elektrického pole elektromagnetické vlny vzhledem k zemskému povrchu. Kromě antén trychtýřového typu (horn) a šterbinových antén (skeleton, schlitze) je rovina polarizace totožná s rovinou prvků antény.

Postupná vlna – elektromagnetické vlnění, které se šíří prostředím nebo podél vedení od zdroje k zátěži.

Odražená vlna – vlna odražená od rozhraní dvou prostředí a vracející se prostředím původní vlny.

Stojatá vlna – elektromagnetická vlna, u níž lze na vedení nebo v prostoru indikovat její průběh s maximy a minimy ve tvaru sinusoidy.

Napěťový činitel stojaté vlny (ČSV) – označuje se δ a je to poměr maximální hodnoty k minimální hodnotě napětí stojaté vlny na vedení, jehož fyzikální a elektrické veličiny se s délkou nemění. Vyjadřuje se jím velikost impedančního nepřizpůsobení antény k napájecí. Již mnoho let je jím nahrazen dřívější termín „poměr stojaté vlny“, který byl doslovným překladem anglického termínu „standing wave ratio“ – SWR.

Činitel odrazu – označuje se ρ a je převratnou hodnotou ČSV. U nás se téměř nepoužívá, ale je možno se s ním setkat v některé zahraniční literatuře.

Impedance antény – je dána výrazem $Z_a = R_a \pm jX_a$, kde R_a je odporová (reálná) složka a X_a je reaktanční složka. Hodnoty jsou udávány na vstupních (výstupních) svorkách antény.

Reaktanční složka může mít kapacitní nebo induktivní charakter. U jediné antény je možno mít podle kmitočtu oba charaktery reaktanční složky. Impedance se měří impedančními či admitančními můstky nebo měrným vedením, u něhož převádíme zjištěné velikosti ČSV a polohy minim stojaté vlny na něm pomocí Smithova diagramu do podoby graficky znázorněné komplexní hodnoty impedance. Samotnou hodnotu ČSV je možno měřit a kontrolovat pomocí reflektometru (směrového vazebního členu).

Relativní diagram záření – (směrový diagram) antény při určitém kmitočtu a v určité rovině je grafické znázornění poměru mezi vstupním napětím (proudem) a maximálním výstupním napětím (proudem) této antény v určené rovině. Poměr je sledován jako funkce úhlu, pod nímž stejně polarizované elektromagnetické vlny dopadají na měřenou anténu. Diagramy jsou zcela nezávislé na impedančním zakončení antény, ale mohou být závislé na nedokonalé provedené symetrizaci.

Pro ilustraci toho, jak je nutné měřit směrový diagram, uvádíme několik základních podmínek měření. Aby nedošlo k chybám při měření směrových diagramů, musí být mezi anténami vzdálenost dána vztahem:

$$D = \frac{2(A_1^2 + A_2^2)}{\lambda}, \quad [m; m; m;],$$

kde D – vzdálenost mezi anténami,

A_1, A_2 – největší rozměry obou antén,

λ – vlnová délka.

Pro minimální vzdálenost mezi měřenou anténou a nejbližšími odraznými objekty platí vztah:

$$D = C_1 \cdot G \cdot e_\Phi^2 \quad [m; -; -; -; m]$$

nebo $D = C_2 \cdot A$ (platná hodnota je ta, která je větší), $[m; -; m]$

kde je D – vzdálenost mezi anténou a nejbližším odrazným objektem,

G – provozní zisk měřené antény ve směru hlavního laloku,

e_Φ – poměr mezi výstupním napětím ve směru α a napětím ve směru $\Phi = 0^\circ$. Ten lze zjistit z diagramu směrovosti,

λ – vlnová délka,

A – největší rozměr měřené antény,

C_1, C_2 – konstanty závislé na požadované přesnosti měření.

Pro přesnost měření 10 až 3 % je $C_1 = 1,2$ až $4,0$ a $C_2 = 0,5$ až $1,3$.

Homogenita elektromagnetického pole v okolí měřené antény měřená dipólem $\lambda/2$ nesmí kolísat o více než 1 dB na kmitočtech pod 300 MHz a více než o 0,5 dB u kmitočtů nad 300 MHz. Indikátor napětí z měřené antény musí umožňovat odečítání napětí s úrovní -23 dB pod hodnotou maximálního napětí.

Postranní laloky směrového diagramu – parazitní maxima vzniklá rozštěpením hlavního laloku směrového diagramu. Je žádoucí, aby byly

co nejvíce potlačeny proti maximální úrovni signálu ze směru 0° hlavního laloku.

Úhel záření – v rovině E (rovina prvků u Yagiho antény) nebo v rovině H (rovina kolmá k rovině prvků u Yagiho antény), někdy nepřesně označovaných jako roviny horizontální a vertikální, je dán dvojnásobkem úhlu natočení antény, která odpovídá poklesu napětí na výstupu antény z maximální hodnoty na 71 % uvedené hodnoty (na 50 % výkonu).

Činitel zpětného záření (ČZZ) – poměr mezi napětím na výstupu antény ve směru maximálního příjmu a maximálním napětím v opačném nežádoucím směru. Je jím nahrazen dříve používaný termín „předozadní poměr“ (angl. front-to-back ratio, něm. Vor-Rück-Verhältnis).

Provozní zisk antény – poměr napětí na výstupu uvedené antény připojené k zátěži, jejíž hodnota je reálná a rovna charakteristické impedanci napáječe, pro který je anténa navržena, k napětí na výstupu referenční antény – dipólu $\lambda/2$, zakončené přizpůsobenou zátěží ($\text{ČSV} < 1,1$) pro každý kmitočet. Obě antény musejí být v homogením elektromagnetickém poli a orientovány pro maximální příjem. Zjištěný poměr obou napětí vyjádřený v dB je provozní zisk antény. Referenční dipól má být umístěn tak, aby jeho střed byl v přibližném středu měřené antény.

Některé prameny zjevně nebo skrytě uvádějí zisk antény proti fiktivní všesměrové anténě (izotropnímu zářiči), proti které má dipól $\lambda/2$ zisk 2,15 dB. Občas se stane, že zmíněných 2,15 dB vylepšuje publikované parametry. V kapitole o anténách pro VKV mají uváděné popisy antén zisk uváděný důsledně proti dipólu $\lambda/2$, pokud není uvedeno jinak.

Ziskové a impedanční vlastnosti

Kmitočty amatérských pásem nad 30 MHz poskytují možnosti, a provoz v nich si vyžaduje, používat antény s vyjádřenými směrovými (ziskovými) vlastnostmi. Provozní zisk je proto parametrem, který u antén pro pásma VKV patří k nejsledovanějším. Je souhrnem dílčích

vlastností každé antény, k nimž patří: relativní diagram záření, postranní laloky směrového diagramu, úhel záření v obou rovinách a činitel zpětného záření.

V praxi převažuje určování provozního zisku proti základnímu anténnímu prvku v podobě půlvlnného dipólu a udává se v poměrové jednotce decibel (dB). Aby bylo zřejmé, že se jedná o již zmíněný zisk vůči dipólu $\lambda/2$, označuje se někdy poměrová jednotka dBd, na rozdíl od zisku udávaného proti izotropnímu zářiči, kdy se poměrová jednotka označuje dBi. Pochopitelně zájem každého provozovatele antény je, aby provozní zisk byl vůči ziskovému normálu co největší, i když v některých případech, jako jsou např. vozidlové antény, může být i záporný. Půlvlnný dipól má proti izotropnímu zářiči zisk 2,15 dB a zmíněný rozdíl v určování zisku může být „přehlédnut“, hlavně ve firemních publikacích, k dosažení většího obchodního úspěchu.

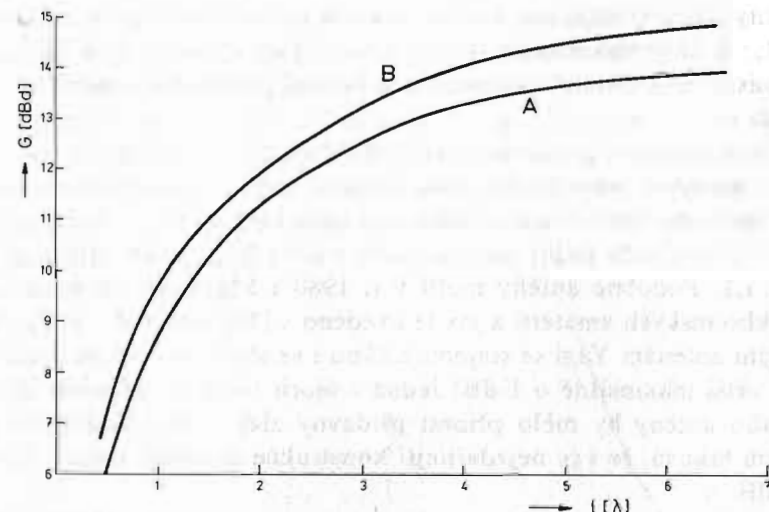
Kladného provozního zisku vůči uvedenému ziskovému normálu se dosahuje takovým konstrukčním uspořádáním antény, aby její záření bylo v některých směrech či rovinách potlačeno a v jiných zdůrazněno. Znamená to, že se buď vhodným způsobem k aktivnímu (napájenému) prvku (zářiči) připojují další nenapájené (parazitní) prvky, nebo zářič jako celek sestává z více napájených prvků. V některých speciálních případech se ještě antény s vlastním ziskem mohou sdružovat do anténních soustav nebo systémů.

Po konstrukční stránce se provozního zisku dosahuje použitím víceprvkového zářiče, u něhož se jednotlivé prvky napájejí s ohledem na fázi, aby došlo k fázovému sčítání. U antén s parazitními prvky jde vlastně o totéž, ale tady navíc hraje svou úlohu vzájemná vazba mezi nenapájenými prvky (vzdálenosti) a jejich délkový rozměr vzhledem k rezonanci.

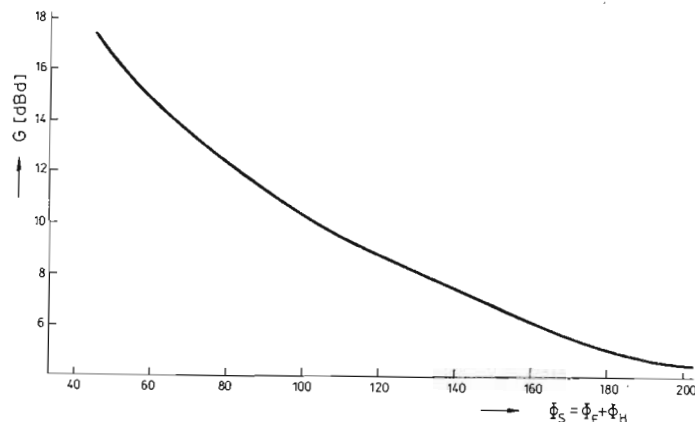
Jak už bylo řečeno v předcházejících odstavcích, dílčí vyzářovací vlastnosti musejí korespondovat s provozním ziskem. Pokud tomu tak není, existuje nějaká nesrovnalost v udávaných parametrech té či oné antény, a protože jsou dostatečně známé vzájemné vztahy mezi dílčími vyzářovacími vlastnostmi, lze na každou nesrovnalost přijít a z toho vycházet při posouzení serióznosti každého konstrukčního návodu. Téměř obecně platí, že čím méně má anténa udaných parametrů, tím větší nedůvěru vzbuzuje.

V naší i dostupné zahraniční literatuře se určitým způsobem provoznímu zisku věnovaly články [1 až 20], z nichž několik bylo vlastně napsáno jen proto, aby uvedly na správnou míru nepravosti publikované o některých anténách či určitých konstrukcích antén.

Aby bylo možné alespoň přibližně posoudit kvalitu určitých anténních konstrukcí, jsou na obr. 1.1. a 1.2. graficky zachyceny některé vzájemné závislosti mezi rozměry směrových antén Yagi a jejich ziskem i úhly záření v rovinách E a H . Na obr. 1.1. jsou křivky, které ukazují závislost provozního zisku na délce antény, která je uvedena ve vlnových délkách. Křivka A platí pro možné zisky optimálně nastavených antén podle stavu poznání ve druhé polovině šedesátých let, a křivka B pro výsledky optimalizačních prací na Yagiho anténách podle [21]. Křivky B odpovídají i výsledky zahraničních měření u antén podle [22] a konstrukce antény v [19]. Oboje potom souhlasí i s [23]. Jak je vidět, dosáhl pokrok během asi 20 let v nejlepším případě jednoho decibelu. Někteří konstruktéři směrových antén se snažili



Obr. 1.1. Závaznost zisku při optimálním nastavení Yagiho antény na její délce vyjádřené ve vlnových délkách; křivka A podle stavu poznání z poloviny šedesátých let, křivka B zobrazuje výsledky optimalizačních prací do konce sedmdesátých let



Obr. 1.2. Závislost zisku Yagiho antény na součtu úhlů záření v rovinách E a H

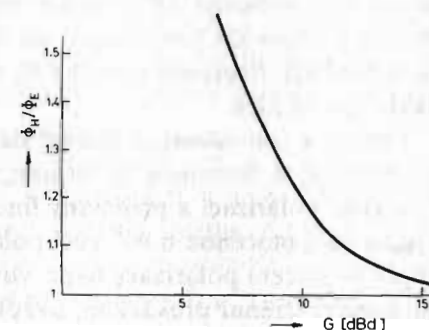
dosáhnout dalšího zisku důraznějším vyjádřením směrových vlastností aktivního prvku u Yagiho antén. Použili k tomu části logaritmické antény [22] a vznikla tak anténa Swan se ziskem asi 12 dBd při délce asi $1,5 \lambda$. Je to zisk, který vykazují antény Yagi s délkou 2 až $2,5 \lambda$, ale s podstatně jednodušší konstrukcí a hlavně příznivější vstupní impedancí.

Jinou cestou se pustili konstruktéři, kteří zářič a reflektor u Yagiho antény mají ve tvaru prvků quad (smyček) a nazývají své antény quagi. Příkladem takové antény může být třeba [24], která při délce 2λ má zisk 11 dBd, tedy stejný jako klasická anténa Yagi podle křivky A na obr. 1.1. Podobné antény měřil v r. 1980 i SM5CHK se skupinou stockholmských amatérů a jak je uvedeno v [18], naměřil – proti klasickým anténám Yagi se stejnou délkou i se stejným počtem prvků – zisk větší maximálně o 1 dB! Jedna z teorií tvrdí, že zdvojení délky Yagiho antény by mělo přinést přídatný zisk 3 dB. Skutečnost je ovšem taková, že i ty nejzdařilejší konstrukce dosahují kolem 2,2 až 2,4 dB.

Na obr. 1.2. je v grafické podobě uvedena závislost zisku u antén Yagi na úhlech záření v rovinách E a H . V obou rovinách proto, že vyzařovací diagram Yagiho antén s délkami asi do 7λ nemá rotační charakter a u běžných s délkou do 4λ už o něm vůbec nelze hovořit.

Neznalost zmíněné vlastnosti antén Yagi vede převážně k tomu, že někteří považují znalost úhlu záření v rovině H za zbytečnou, a protože je větší než úhel záření v rovině E , považují jej za „zbytečný“ i někteří tvůrci anténních katalogů. Na obr. 1.2. je závislost zisku na součtu úhlů záření v obou rovinách od 40° do 200° , tj. od 17 do 5 dB. Jak jsme již řekli, je úhel záření v rovině H větší než úhel záření v rovině E a se stoupajícím ziskem se úhel v rovině H přibližuje úhlu v rovině E . Na obr. 1.3. je uvedena závislost poměru obou úhlů na zisku Yagiho antény.

K oběma uvedeným obrázkům a předcházejícímu odstavci alespoň dva příklady. U antény je udán zisk 12 dBd a úhly záření v rovině E 45° a v rovině H 55° . Součtem obou úhlů dostaneme 100° , což odpovídá v grafu na obr. 1.2. zisku 10,3 dBd. Podle druhého příkladu je opět u antény udán zisk 12 dBd a úhel záření v rovině E 45° . Kdybychom předpokládali rotační vyzařovací diagram – a to víme, že nemůžeme – byl by součet úhlů v obou rovinách 90° , což je podle příslušného grafu zisk 11,4 dBd, ale podle obr. 1.3. je při 45° v rovině E a zisku asi 12 dBd úhel v rovině H asi 1,20 krát větší, tj. 54° . A součet 45° a $54^\circ = 99^\circ$, což podle grafu v obr. 1.2. představuje zisk 10,3 dB! V praxi se ovšem někdy tisknou takové reklamní údaje, proti kterým jsou rozdíly v předcházejících příkladech zanedbatelné. K obr. 1.3. ještě poznámku: graf v něm byl konstruován podle změřených úhlů záření u antén, u nichž byly značné předpoklady správnosti publikovaných parametrů. Proti podobnému grafu v [12] je mírně upraven po získání dalších podkladů.



Obr. 1.3. Idealizovaný poměr úhlů záření v rovinách H a E u Yagiho antény se ziskem od 6 do 15 dBd

Zbývá ještě upozornit na to, že při úplném uvedení parametrů směrové antény je její provozní zisk menší o 1 až 2 dB, než by např. odpovídalo úhlům záření v obou rovinách. Tady se třeba projeví nedostatečné potlačení postranních laloků vyzařovacího diagramu nebo dosažení menší hodnoty ČZZ. Druhý ze zmíněných parametrů by měl být alespoň -15 dB, pochopitelně čím větší, tím lépe. Totéž platí o potlačení postranních laloků. Jak je uvedeno v [17], dosahují ČZZ nebo postranní laloky u antény HB9CV jen -8 až -10 dB, u víceprvkových antén quad -12 dB a u víceprvkových antén nazývaných „loop Yagi“ -15 dB. Proti tomu u dobře udělané antény Yagi mají uvedené parametry hodnotu nejméně -18 dB a vůbec nejlepší jsou v tomto směru logaritmicko-periodické antény, u nichž se převážně dosahuje -20 dB a více.

Na závěr úvah o možných ziscích ještě důležitou poznámku. Zisky jsou rozhodně platné v případech, kdy se antény používají k vysílání. Naopak u příjmu může dojít během provozu k tomu, že mnoha okolnostmi ovlivněný signál od protistanice nevytvoří v místě příjmu homogenní elektromagnetické pole a různé části antény se nacházejí v místech s velmi rozdílnou intenzitou pole, která způsobuje, že i dobrá anténa se chová jako anténa s podstatně menším ziskem.

Dosud jsme hovořili pouze o provozním zisku u antén Yagi nebo modifikací uvedeného typu. Antény převáděčů i antény pro komunikaci přes ně jsou však vertikálně polarizované a navíc většinou všesměrové. U nich se většího zisku dosahuje obvykle omezením záření v rovině *E*. Děje se tak řazením vertikálních zářičů nad sebe a pokud dosáhne součet jejich délek čtyřnásobku proti dipólu $\lambda/2$, získá se tím zisk přibližně 5,5 až 6 dB, tzn., že úroveň signálu stoupne na svorkách přijímače protistanice asi o 1 S při zachování všesměrového vyzařovacího diagramu v rovině *H*, což je horizontální rovina při vertikální polarizaci.

Tady je v souvislosti se ziskem nutná zmínka o polarizační separaci. Zmíněným termínem se rozumí, o kolik slabší je signál vysílaný s lineární polarizací a přijímaný lineárně polarizovanou anténou, ale s polarizací otočenou o 90° vůči polarizaci vysílací antény. Pokud nedojde ke stáčení polarizace např. vlivem ohybu, odrazu nebo průchodu signálu terénní překážkou, uvádí se, že u kmítočtů řádově stovek

MHz dosahuje polarizační separace hodnoty -15 až -20 dB. Bude-li např. na vysílací straně horizontálně polarizovaná anténa se ziskem 6 dB směřovat k převáděči s vertikálně polarizovanou anténou, bude anténa převáděče dodávat na svorky přijímače signál slabší o 9 až 14 dB, tj. zeslabený o 1,5 až asi 2,3 S proti případu, v němž by byl na vysílací straně použit jednoduchý vertikální dipól $\lambda/2$. Chceme-li však i v uvedeném případě dosáhnout toho, aby přijímač převáděče přijímal opačně polarizovaný signál se stejnou úrovní, jaká by byla při vysílání s půlvlnným vertikálním dipólem, musíme o zmíněných 9 až 14 dB zvýšit výkon vysílače, tzn. 6krát až 25krát. To není právě hospodárné zacházení s energií a navíc to může způsobit rušení rozhlasu či televize, což také není zanedbatelné. Tatáž úvaha může platit např. i u přímého spojení s mobilní stanicí, pokud ke spojení s ní bude u pevné stanice použita horizontální polarizace. Podle zákona reciprocity bude stejným způsobem zeslaben signál od mobilní stanice či z převáděče. Zmíněná čísla jsou tak vysoká, že to v některých případech může znamenat až ztrátu spojení.

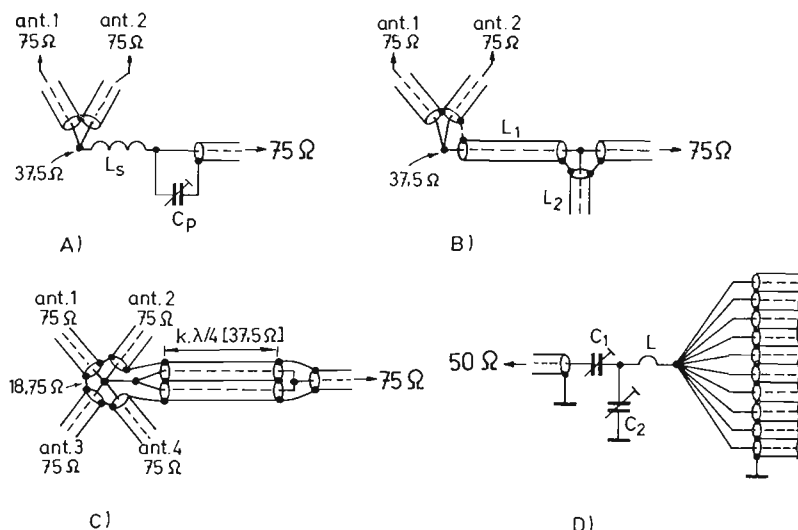
Další a zpočátku někdy méně sledovanou vlastností antén je jejich vstupní impedance. Snahou každého konstruktéra je, aby jím konstruovaná anténa měla vstupní impedanci co nejvíce se přibližující impedanci některého z běžně vyráběných napáječů. Pokud ji má, a bez použití nějakých přizpůsobovacích obvodů, svědčí to o určitých znalostech a zkušenostech jejího konstruktéra. Tady by snad bylo vhodné připomenout, že pod pojmem konstruktér se zde rozumí člověk vytvářející nové věci tvůrčím způsobem, a nikoliv jen kopírující podle získaných podkladů, což je pouze činnost reprodukční. Zdařilá konstrukce po stránce impedanční se pozná i podle toho, že např. zářič směrové antény tvoří jednoduchý nebo skládaný dipól u trubek o stejném průměru, protože zářič z trubek o nestejném průměru nebo s bočníkovým buzením a s kapacitní kompenzací u antén pro VKV bývá jen málo elegantní a je výrobně složitý.

Vstupní impedance antény má v anténních soustavách také svou úlohu pro dosažení většího zisku. V soustavách, u nichž většinou paralelní řazení výslednou impedancí systému snižuje, a proto přináší jisté komplikace použití základní jednotky s impedancí 50 nebo 75 Ω do systému ze dvou nebo čtyř antén. V takových případech se snaží-

me volit základní anténní jednotku s impedancí 200 nebo 300 Ω , abychom v místě napájení všech čtyř antén měli výslednou impedanci 75 Ω (nebo 200 $\Omega \rightarrow 50 \Omega$).

Někdy ani při nejlepší vůli není možné pracovat s impedancemi totožnými s tzv. normalizovanými impedancemi u továrně vyráběných napáječů. Musíme si proto pomoci impedančními transformátory, případně impedančními transformátory, které současně symetrizují, tj. umožňují přechod z nesymetrického vedení na symetrické a opačně.

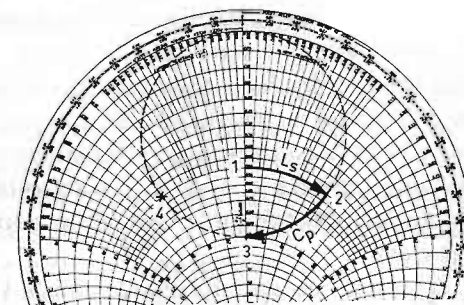
Jeden z možných způsobů pro napájení anténních soustav s výslednou impedancí menší než 50 Ω ukazují obr. 1.4A až C pro 145 MHz, které byly původně publikovány v [25]. Impedanční kompenzace na obr. 1.4A a B vycházejí z toho, že dva napáječe s impedancí 75 Ω jsou spojeny paralelně a v místě spojení je impedance 37,5 Ω . Kompenzace spočívá v tom, že vhodným způsobem upravíme impedanci v místě



Obr. 1.4. Impedanční kompenzace pro získání stejné impedance jakou má koaxiální kabel; A) pomocí diskretních prvků, B) pomocí laděného vedení, C) pomocí čtvrtvlnného transformátoru, D) složitějším způsobem třemi diskretními prvky

spojení sériovou indukčností tak, aby se pomocí paralelního kondenzátoru získala opět impedance 75 Ω .

Tentýž způsob pomocí vedení je na obr. 1.4B. Bylo by samozřejmě možné zvolit i způsob spočívající v tom, že se nejprve použije sériová kapacita a k ní paralelní indukčnost, ale indukčnost se hůře nastavuje než kapacita a navíc by se přerušilo galvanické spojení středního vodiče koaxiálního kabelu. Mechanismus impedanční kompenzace je uveden na obr. 1.5, kde se vychází z bodu 1 sériovou kompenzací do bodu 2 a dále paralelní kapacitou do bodu 3. Proměnná paralelní kapacita se nastavuje na minimum ČSV. Uvedený způsob opětného získání impedance je kmitočtově závislý co do hodnot kompenzačních prvků. V případě způsobu podle obr. 1.4A je cívka tvořena 2,5 závity drátem o průměru 1,4 mm Cu nebo CuAg samonosně na průměru 8 mm s mezerou mezi závity 1,4 mm a délka přívodů kolmých k rovině závitů je 3 mm. Paralelní kapacitu tvoří proměnný kondenzátor s konečnou kapacitou 30 pF, který je možno po nastavení změřit a nahradit pevným provedením. U případu na obr. 1.4B se využívá toho, že vysokofrekvenční vedení se může podle své délky a způsobu zakončení chovat jako kapacita nebo indukčnost. Vedení L_1 představuje indukčnost a vedení L_2 kapacitu. Kabel L_1 má fyzikální délku 114 mm a kabel L_2 244 mm za předpokladu, že jsou koaxiální kabely s plným polyetylenovým dielektrikem s činitelem zkrácení 0,67. Uvedené délky platí pro vzdálenosti mezi konci opletení při požadavku co nejkratších přívodů. Popsané způsoby jsou vhodné pro paralelní spojení antén, z nichž žádná nemá ČSV horší než 1,5. Nezapojený konec kabelu L_2 je naprázdno.



Obr. 1.5. Znárodnění mechanismu kompenzace z obr. 1.4A a B na Smithově diagramu

Na obr. 1.4C je uveden kmitočtově nezávislý způsob, protože rozměry jsou udány ve vlnových délkách pro případ, kdy jsou do jednoho místa spojeny napáječe $75\ \Omega$ od 4 antén. V takovém případě se transformuje impedance $18,75\ \Omega$ pomocí čtvrtvlnného transformátoru s impedancí $37,5\ \Omega$ ze dvou paralelně spojených kusů kabelu $75\ \Omega$, na impedanci $75\ \Omega$ podle vzorce:

$$Z = \sqrt{(Z_1 \cdot Z_2)},$$

kde Z – impedance transformátoru,

Z_1 – impedance v místě paralelního spojení čtyř napáječů,

Z_2 – impedance koaxiálního napáječe k zařízení (obr. 1.5).

Jiný příklad opět kmitočtově závislé kompenzace je na obr. 1.4D. Jedná se o případ podle [26], v němž u převáděče pro 433 MHz byla použita anténa z 10 půlvlnných dipólů napájených 10 kabely spojenými paralelně a každý z 10 uvedených kabelů měl impedanci $50\ \Omega$. Mezi místem paralelního spojení a napáječem k převáděči byla použita kompenzace ze sériové kapacity a indukčnosti společně s paralelní kapacitou. Kondenzátory C_1 a C_2 mají rozsah 2 až 10 pF a cívka L_1 je tvořena vodičem z drátu o průměru 1,63 mm a délce 26 mm, z něhož je vytvořen oblouček mezi dvěma místy vzdálenými 20 mm (místo spojení dvou kondenzátorů a místo paralelního spojení středových vodičů 10 koaxiálních kabelů).

Platné předpisy pro instalaci antén kromě jiného vyžadují, aby celá konstrukce byla uzemněna stejným způsobem jako jsou uzemňovány bleskosvody a navíc, aby byl galvanicky spojen s kostrou antény i napájený prvek. Někteří konstruktéři antén s impedancemi 50 nebo $75\ \Omega$ používají napájené prvky izolované od nosné konstrukce antény a doporučují napájení přímo koaxiálním kabelem, jehož opletení není vodič spojeno s konstrukcí antény. I za cenu menší výrobní komplikovanosti by bylo vhodné, aby nejen pro získání totožnosti mezi mechanickou a elektrickou osou antény, ale hlavně z bezpečnostních důvodů byly používány čtvrtvlnné symetrizátory netransformující impedanci, protože u nich je možno vodič spojit s konstrukcí antény zkratovací můstek mezi opletením napájecího kabelu a čtvrtvlnným pahýlem.

Připojení nesymetrického napáječe k symetrické anténě i nějakým

zvláštním, ale nedefinovaným způsobem, přináší vyzařování povrchu koaxiálního napáječe proudy vybuzenými nedokonalým přechodem mezi symetrickou anténou a nesymetrickým napáječem. Dochází potom k deformaci vyzařovacího diagramu, menšímu zisku atd.

Všesměrové antény

V dnešní době, kdy se rozšířil a dále rozšiřuje provoz v pásmu 145 MHz prostřednictvím převáděčů i mobilní provoz, jsou potřebné antény se všesměrovým vyzařovacím diagramem v horizontální rovině. Protože se ke zmíněnému provozu používá vertikální polarizace, jde o všesměrový vyzařovací diagram v rovině H . Nic samozřejmě nebrání tomu, aby jednotliví účastníci takového provozu používali i směrové antény, ale ty se při vertikální polarizaci obtížně instalují, pokud chceme zachovat jejich vlastnosti (vliv stejně polarizovaného stožáru). Navíc jsou pro většinu případů zbytečné, protože v našich podmínkách provozní parametry nejbližších převáděčů jsou takové, že skutečně postačuje všesměrová anténa, případně všesměrová anténa se ziskem od 3 do 6 dB (viz poznámka o polarizační separaci v podkapitole o ziskových a imedančních vlastnostech antén).

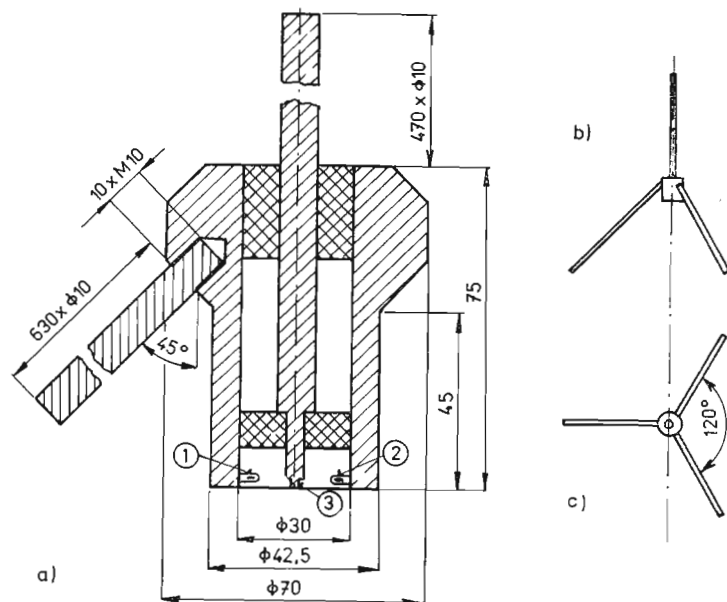
Modifikovaná anténa GP pro 145 MHz

Pro všesměrové vyzařování vysílané energie nebo všesměrový příjem lze použít různé typy antén, ale některé z nich při instalaci mohou činit určité potíže, lépe řečeno jejich vyzařovací diagram, nevhodnou instalací (vliv stožáru, střeš apod.). Navíc se dá počítat i s vlivem na jejich impedanci. Anténa, u níž by podobné problémy neměly nastat, je modifikovaná anténa GP, která byla původně popsána v [27]. Její modifikace proti klasické anténě GP nad vodorovnou protiváhou spočívá ve sklonění laděné protiváhy směrem dolů, které samo o sobě přineslo dvě velké výhody. Ta první spočívá v tom, že maximální vyzařování antény je v elevaci pod úhlem 0° , kdežto u antény GP s vodorovnou protiváhou to mohou být až desítky stupňů

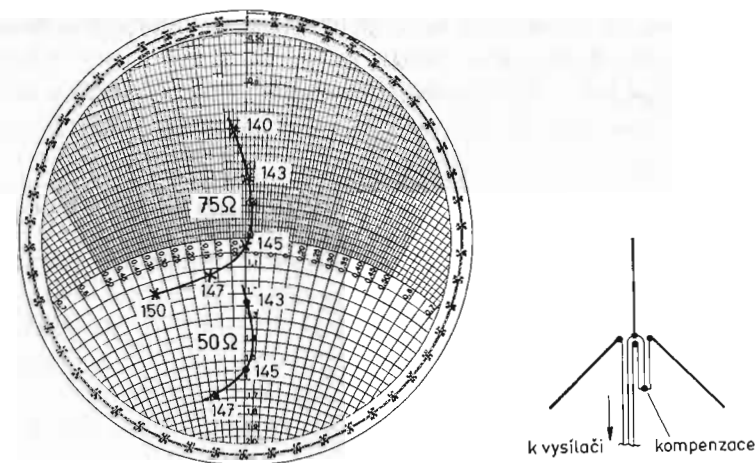
směrem vzhůru. Druhá výhoda je v příznivější impedanci, protože klasická anténa GP má s jednoduchým zářičem impedanci $35\ \Omega$ a se skládaným $150\ \Omega$, což v obou případech znamená použití určitých impedančních transformátorů – tedy celkem zbytečnou komplikaci u jinak jednoduché antény.

Anténa, jejíž schematický náčrtek je na obr. 1.6, má díky skloněným prvkům protiváhy impedanci $75\ \Omega$ (její ČSV nepřesahuje 1,15). Protože některá továrně vyráběná zařízení pro amatéry mají výstupní impedanci $50\ \Omega$, ukazuje obr. 1.7 její impedanční průběh i při normalizování na $50\ \Omega$ a je zřejmé, že ČSV ani v uvedeném případě nepřekračuje hodnotu 1,65.

Kompenzace uvedená ve formě koaxiálního pahýlu na obr. 1.6 jednak mírně zlepšuje průběh impedance, ale také mírní účinky statické



Obr. 1.6. Rozměrový náčrtek všesměrové vertikální antény pro 145 MHz a její prostorové uspořádání; 1 a 2 – místa pro připojení opletení koaxiálních kabelů, 3 – místo pro připojení středních vodičů koaxiálního napáječe a kompenzačního pahýlu



Obr. 1.7. Impedanční průběh antény ve výřezu ze Smithova diagramu pro dvě normované impedance

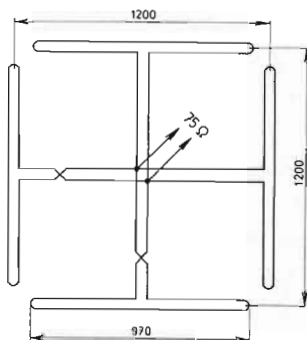
elektřiny (ne však přímý úder blesku!) a zároveň působí jako první filtr proti silným signálům z jiných pásem. Samozřejmostí by mělo být, že nosný stožár antény je uzemněn podle platných ČSN. Kompenzační pahýl má délku téměř elektrickou čtvrtvlnu, a proto se chová pro kmitočty pásma 145 MHz jako velký odpor a kmitočty nad pásmem i pod pásmem potlačuje až zkratuje. Jeho fyzikální délka z kabelu s plným polyetylenovým dielektrikem je 340 mm. Může být i z kabelu slabšího, než je napájecí kabel, např. z kabelu VFKP 250 apod.

Na obr. 1.6 jsou všechny důležité rozměry antény a orientační náčrt pro celkové uspořádání. Střed antény tvoří kovová objímka, do které jsou vetknuta tři ramena šikmé protiváhy a ve středu izolovaně umístěn zářič. Je samozřejmé, že přesnost při výrobě zářiče, horního izolátoru a horní části kovové objímky by měla být taková, aby zabránila vtékání vody, a tím působení koroze i na napáječ a kompenzaci. Vhodnými materiály pro kovové části antény jsou povrchově chráněná ocel, tvrdší hliníkové slitiny (např. pantal) nebo proti mrazu odolné mosazné slitiny. V žádném případě není vhodná kombinace různých kovů, protože může podstatně urychlit postup koroze. Nejvhod-

nější materiál pro středový izolátor je teflon. Ten však nebývá snadno dostupný a tak bude nutné použít třeba teflex nebo proti vlhkosti chráněný silon. Jako další možnost se nabízí odlití izolátoru z dentakrylu nebo epoxidové pryskyřice s vhodným plnidlem, např. křemenným prachem.

Všesměrová anténa s horizontální polarizací pro 145 MHz

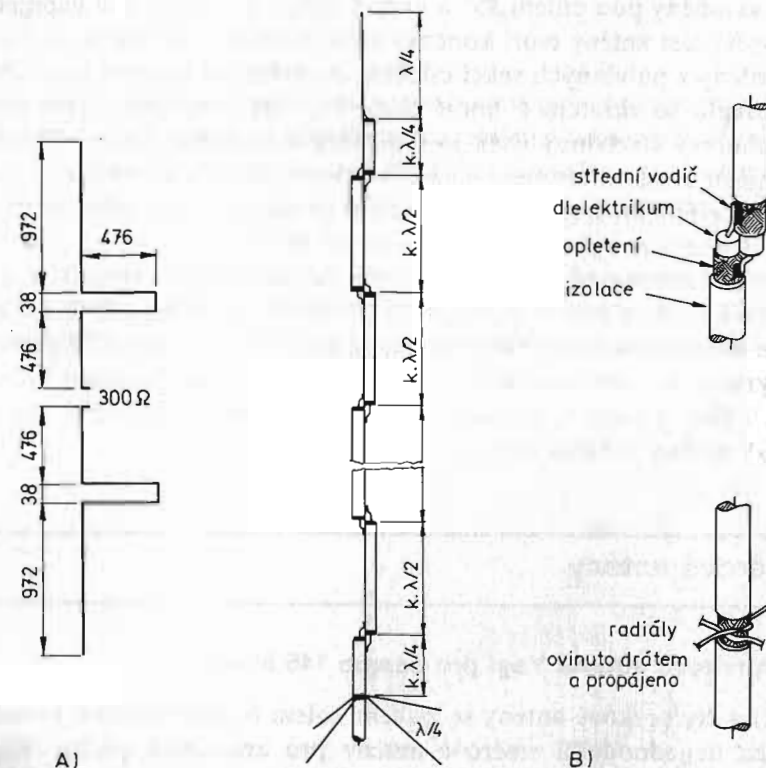
K nejjednodušším anténám s vyzařovacím diagramem v horizontální rovině, který se mírně přibližuje všesměrovému, je horizontální dipól profilovaný do tvaru písmena U nebo V. U něj se setkáváme nejen se záporným ziskem proti signálu z maxima normálního dipólu, ale navíc ve tvaru vyzařovacího diagramu jsou minima -6 až -8 dB pod úrovní maxima. Další možnost je použít dvou zkřížených dipólů, kdy se vyzařovací diagram zlepšuje, ale zisk soustavy je asi o 2 dB nižší, než je zisk skutečně všesměrové antény. Té se přibližuje konstrukce ze 4 dipólů, sestavených do čtverce s napájecí paralelně spojenými do jednoho místa (obr. 1.8). Všechny čtyři dipóly jsou umístěny v jedné rovině kolem anténního stožáru a jsou napájeny symetrickými vedeními $300\ \Omega$ o stejné délce, která jsou spojena do jednoho bodu, kde vznikne z paralelně řazených impedancí $300\ \Omega$ výsledná impedance $75\ \Omega$, kam se připojuje koaxiální napáječ o téže impedanci přes čtvrtvlnný netransformující symetrizátor. Zisk popsané anténní soustavy je 0 dB s jen nepatrnými minimy ve všesměrovém vyzařovacím diagramu.



Obr. 1.8. Rozměrový náčrt všesměrové antény s horizontální polarizací pro 145 MHz

Antény s vertikální polarizací a ziskem pro pásmo 145 MHz

Modifikace antény Franklin-Harris pro pásmo 145 MHz byla publikována v [29] a je to verze VK2AXZ podle antény popisované v příručkách ARRL (obr. 1.9A). Její celková délka je $1,5\ \lambda$ a z toho můžeme odvodit zisk asi 4 dB. Horní a dolní dipól jsou napájeny ze středního dipólu přes čtvrtvlnná fázovací vedení, aby všechny tři půlvlnné dipóly měly souhlasnou fázi. Konstruktivní uspořádání antény může být dvojitý. Buď je anténa vhodně upevněna ke stožáru (když je kovový, musíme potom počítat s určitou deformací ve směrovém vyzařova-



Obr. 1.9. A) Rozměry vertikální antény podle VK2AXZ, B) rozměry kolineární antény z úseků koaxiálního kabelu a detail jejich propojování

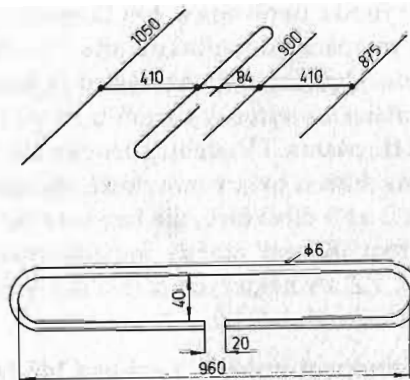
cím diagramu i s určitou změnou impedance), nebo je umístěna v samostatné trubce z izolačního materiálu. Potom zůstávají zachovány její parametry. Jsou známy i varianty [30], kdy taková anténa má fázovací vedení složitějšího tvaru rovnoběžně se svou podélnou osou.

Jinou variantou kolineární antény je její konstrukční řešení z úseků koaxiálního kabelu, které bylo u nás popsáno např. v [14]. Je to opět anténa, jejíž jednotlivé části jsou vytvořeny $\lambda/2$, u nichž je ovšem nutné počítat s činitelem zkrácení podle dielektrika použitého kabelu. V dolní části je anténa oddělena od napájecího koaxiálního kabelu úsekem $\lambda/4$ nad rezonanční protiváhou ze čtvrtice vodičů $\lambda/4$, které jsou skloněny pod úhlem 45° a vodiče spojeny s opletením napáječe. Nejvyšší část antény tvoří koncový zářič o délce $\lambda/4$, jenž je od zbytku antény z půlvlnných sekcí oddělen čtvrtvlnným úsekem koaxiálního kabelu se zkratem v horní části. Paprsky rezonanční protiváhy a vrcholový čtvrtvlnný úsek jsou z drátu o průměru 3 mm. Na obr. 1.9B jsou uvedeny rozměry antény ve vlnových délkách spolu s detailem propojování jednotlivých úseků a připojení rezonanční protiváhy. Uvedeným způsobem konstrukčně pojatou anténu je vhodné umístit v samonosné trubce z izolantu. Je samozřejmé, že zisk antény stoupá s počtem půlvlnných sekcí a přibližně šestidecibellového zisku by se mělo dosáhnout se čtyřmi až pěti půlvlnnými sekcemi. Optimální vyzařování i impedance jsou závislé na správném nastavení jednotlivých částí antény vzhledem k činiteli zkrácení koaxiálního kabelu a ČSV antény neklesá pod 1,5.

Směrové antény

Čtyřprvková anténa Yagi pro pásmo 145 MHz

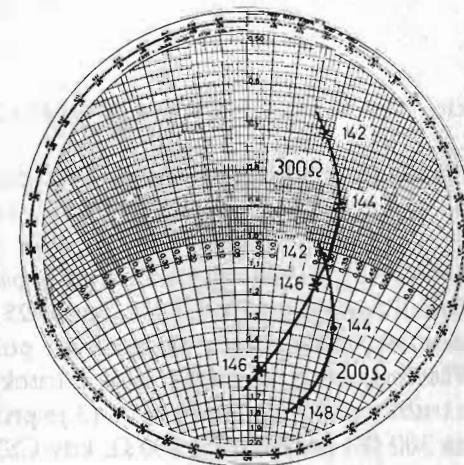
Tři a čtyřprvkové antény se ziskem kolem 6 dBd můžeme považovat za nejjednodušší směrové antény pro amatérská pásma VKV. K nim se řadí čtyřprvková anténa, která byla původně popsána v [31]. Její rozměry jsou uvedeny na obr. 1.10 a impedanční průběh na obr. 1.11. Z něho je zřejmé, že ČSV anténa není horší než 1,4 pro 300Ω ,



Obr. 1.10. Rozměry antény a jejího zářiče

tzn. pro koaxiální napáječ 75Ω zakončený symetrizujícím transformátorem $\lambda/2$. Z impedančního diagramu zřetelně také vyplývá, že anténa je použitelná i pro impedanci $50/200 \Omega$, protože v uvedeném případě nepřekročí ČSV hodnotu 1,8. Činitel zpětného záření má anténa lepší než 18 dB a zisk 6,5 dBd.

Všechny její pasívní prvky mohou být z trubky o průměru 6 až 8 mm, přičemž jen pečlivým měřením se zjišťují nepatrně lepší výsledky s průměry 6 mm, aktivní prvek je také z trubky o průměru 6 mm.



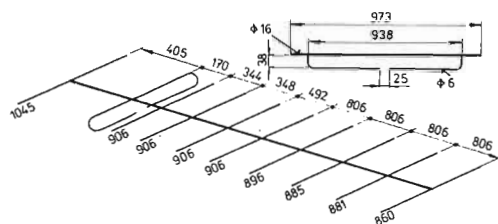
Obr. 1.11. Průběh impedance antény pro 300 a 200Ω

Obecná výhoda impedance $300\ \Omega$ spočívá v tom, že anténu lze také napájet symetricky dvoulinkou a je ji možné bez přílišných kombinací řadit do soustav, v nichž výsledná impedance je 150 nebo $75\ \Omega$. Ráho antény lze vytvořit z profilu $18 \times 12\ \text{mm}$, který se používá u antén pro III. pásmo TV, nebo z trubky s průměrem 15 až $20\ \text{mm}$.

Popsaná anténa byla v minulosti „vylepšována“ některými uživateli přidáním 2 až 3 direktorů, ale bez valného výsledku, jak ukázala pozdější měření. Kromě změny impedančních vlastností došlo u ní ke zhoršení ČZZ a v některých případech k rozštěpení vyzařovacího diagramu na několik laloků.

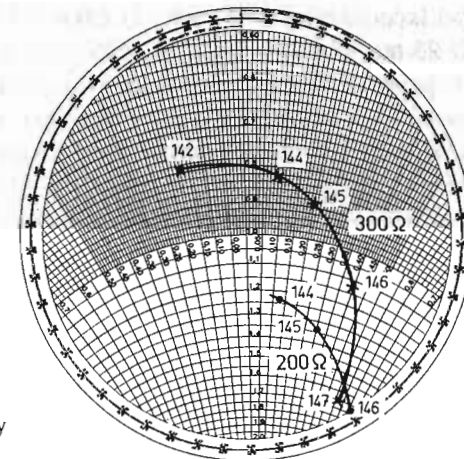
Desetiprvková anténa Yagi pro $145\ \text{MHz}$

Jedna z vyzkoušených antén, která má proti předcházející anténě dvojnásobný zisk, je desetiprvková, kterou zkonstruoval PA0MS a jejíž stručný popis byl u nás publikován v [32]. Na obr. 1.12 jsou všechny důležité rozměry antény včetně rozměrů aktivního prvku, který



Obr. 1.12. Rozměrový náčrt antény PA0MS a jejího aktivního prvku

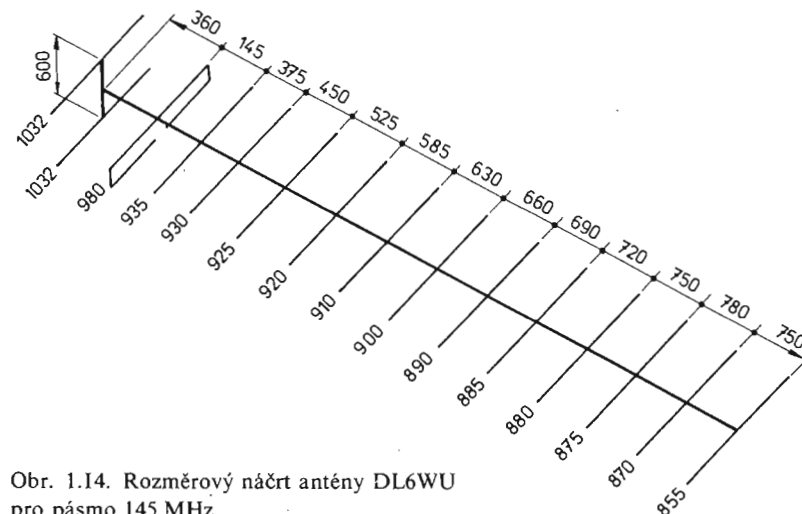
musel autor antény pro dosažení žádané impedance konstruovat jako bočníkem buzený dipól k získání nízkého ČSV pro impedanci $300\ \Omega$. Provedení dipólu musí být dokonalé, proto vyžaduje pájení mědi nebo sváření. Popisovaná anténa má v pásmu $145\ \text{MHz}$ ČSV $1,25$ až $1,5$, činitel zpětného záření udává autor $25\ \text{dB}$ a zisk $13\ \text{dBd}$, který s ohledem na délku antény se bude asi pohybovat mezi 12 až $12,5\ \text{dBd}$. Všechny parazitní prvky jsou z trubky $\varnothing 6\ \text{mm}$ a ráho antény je z trubky $\varnothing 20\ \text{mm}$. Na obr. 1.13 je průběh impedance při normování na $300\ \Omega$ i přepočten na $200\ \Omega$, kdy ČSV je stále ještě lepší než 2.



Obr. 1.13. Impedanční křivky antény PA0MS

Čtrnáctiprvková anténa Yagi pro $145\ \text{MHz}$

Ke známým konstruktérům antén pro VKV patří DL6WU, jehož čtrnáctiprvková anténa pro pásmo $145\ \text{MHz}$ byla popsána v [33]. Je u ní uváděn zisk $13,5$ až $14\ \text{dB}$, úhel záření v rovině E $29,5^\circ$, v rovině



Obr. 1.14. Rozměrový náčrt antény DL6WU pro pásmo $145\ \text{MHz}$

$H 31^\circ$, potlačení bočních laloků -17 dB a ČZZ -22 dB. Celková délka ráhna $\varnothing 25$ mm (nebo profilu 25 a 25 mm) je 742 cm a jsou do něho vetknuty prvky $\varnothing 6$ mm. Podle [34] může být dvojitý reflektor ve vzdálenosti 360 mm nahrazen jedním při zvětšení vzdálenosti na 390 mm. Potom je ovšem celková délka antény 745 cm. Rozměrový výkres antény je na obr. 1.14. Impedance antény je 200Ω , a proto je vhodná pouze pro napájení koaxiálním kabelem s impedancí 50Ω přes symetrizující transformátor impedance $\lambda/2$.

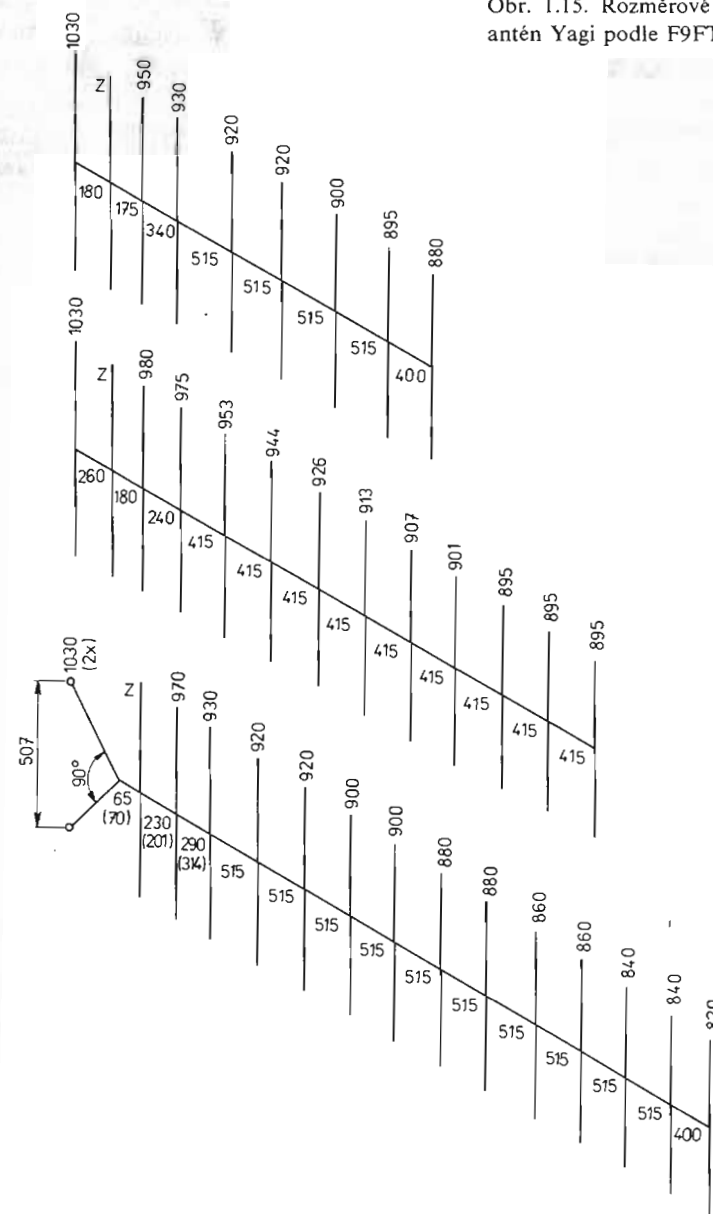
Antény F9FT pro pásmo 145 MHz

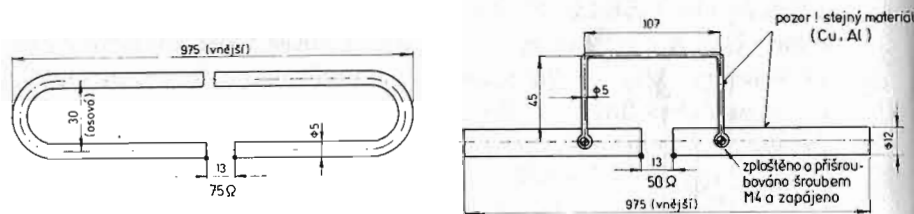
OK1MBS uveřejnil v [34] stručné popisy tří typů Yagiho antén pro pásmo 145 MHz konstrukce F9FT. Antény s 9, 13 a 15 prvky mají původním autorem deklarovaný zisk 10,5, 12 a 13,5 dBd. Patnáctiprvkový typ je někdy uváděn jako šestnáctiprvkový, protože má dvojitý reflektor. Avšak poněvadž reflektor – bez ohledu na konstrukční provedení – je pouze jeden parazitní prvek, hovoří se o patnáctiprvkové anténě. Všechny tři antény je možné použít pro napájení koaxiálním kabelem s impedancí 50 nebo 75 Ω , ovšem nutnost instalace zářičů izolovaných od anténního ráhna v obou případech není zcela v souladu s bezpečnostním požadavkem, aby anténa měla uzemněn i aktivní prvek. Všechny důležité rozměry, včetně různých dipólů pro impedance 50 nebo 75 Ω , jsou uvedeny na obr. 1.15 až 1.18. Ačkoli lze podle F9FT antény napájet přímo koaxiálním kabelem bez symetrizace, je vhodnější pro jejich napájení použít čtvrtvlnnou symetrizaci, u které je možné na konstrukci antény uzemnit spojku čtvrtvlnného pahýlu s opletením napájecího kabelu. Jinak je nutné dodržet doporučení F9FT o instalaci napáječe – viz obr. 1.18.

Sedmiprvková anténa quad pro 145 MHz

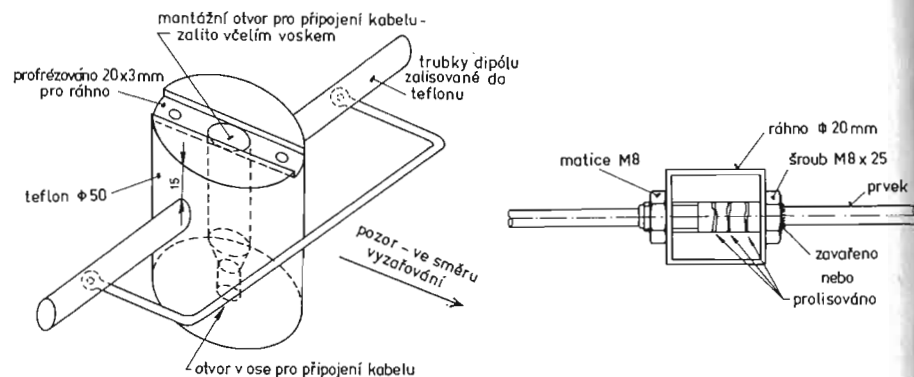
V některých případech nelze používat v pásmu 145 MHz antény o délce kolem $2,5 \lambda$ a zisku 10 až 11 dB je v takovém případě možné dosáhnout za cenu větší konstrukční složitosti, např. tím, že všechny prvky antény jsou ve tvaru „cubical quad“. Takovou anténu se 7 prvky vytvořil GW4CQT a z dostupnějších literárních pramenů byla popsána např. v [35]. Jednotlivé prvky antény jsou z trubky z hliníkové slitiny $\varnothing 8$ mm, čtvercové elementy jsou pomocí rozpěrných tru-

Obr. 1.15. Rozměrové výkresy antén Yagi podle F9FT

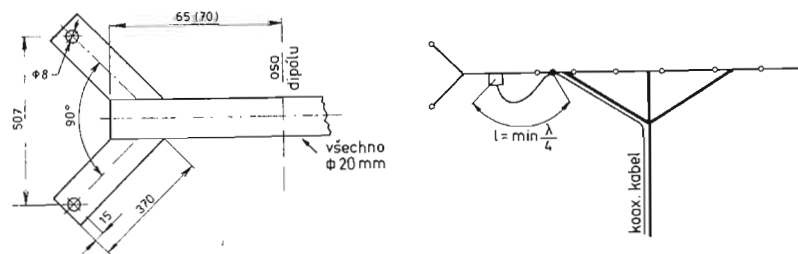




Obr. 1.16. Rozměrový výkres zářiče pro impedance 50 a 75 Ω



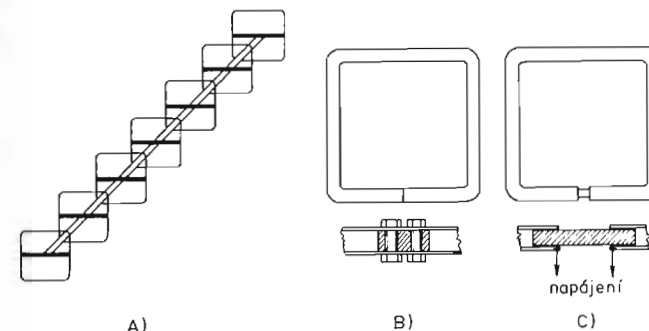
Obr. 1.17. Upevnění zářiče a parazitních prvků



Obr. 1.18. Konstrukční provedení dvoupřvkového reflektoru a místo, v němž se podle F9FT může poprvé přiblížit napáječ (izolovaně) k ráhnu

bek z izolantů Ø 20 mm upevněny na ráhnu o průměru 25 mm. Hlavní rozměry antény jsou: vzdálenost mezi reflektorem a zářičem 482 mm, mezi zářičem a 1. direktorem 431 mm, mezi prvními direktory 533 mm, mezi 2. a 3. direktorem 393 mm, mezi 3. a 4. direktorem 584 mm a mezi zbývajícími direktory (tj. 4. a 5.) 508 mm. Obvodová délka reflektoru je 2 273 mm, zářiče 2 139 mm a direktorů 2 006 mm.

Na obr. 1.19 je pohled na celkové uspořádání antény a detailní provedení konců prvků i jejich zpevnění k dosažení stálé polohy. I když anténa měla původně deklarovaný zisk 12,8 dBd, nezávislá kontrolní měření prokázala (jako dříve v jiných případech), že zisk antény je 10,5 dBd, což daleko více odpovídá délce antény 2 931 mm, tj. 1,4 λ. Vstupní impedance antény je 75 Ω.



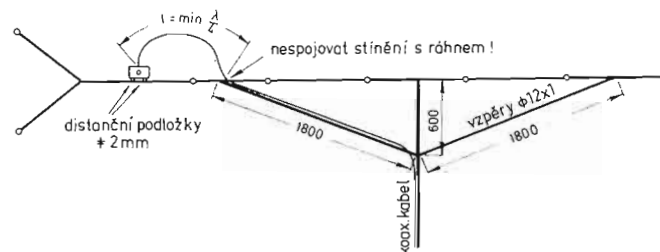
Obr. 1.19. A) Prostorové uspořádání antény „cubical-quad“, B) konstrukční zpevnění konců parazitních prvků kovovým roubíkem, C) izolované oddělení konců zářiče pomocí silonového či teflonového roubíku a místo k připojení napáječe

Anténní soustavy pro 145 MHz

Pro některé speciální druhy provozu se ukázalo, že použití antén se ziskem 13 až 14 dB nestačí, anebo stačí jen v některých výjimečných případech. Za klasický příklad, kdy uvedený zisk je malý, může sloužit komunikace odrazem signálů od měsíčního povrchu. Proto se základní anténní jednotky sdružují do soustav, u nichž platí, že dobře udělaná soustava ze čtyř antén má teoretický zisk větší o 6 dB. V pra-

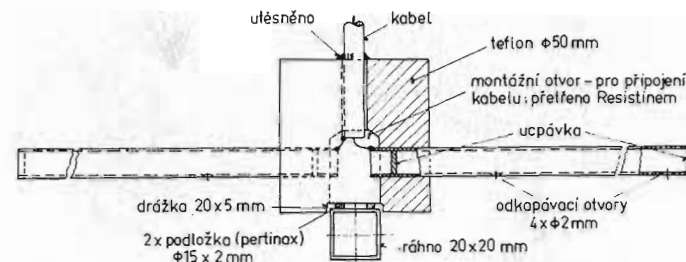
xi se však dosahuje hodnoty o 1 až 0,5 dB méně, a to i za předpokladu, že byly zvoleny optimální vzdálenosti mezi anténami, pro rozvod napájení byl použit kabel s malým útlumem, jednotlivé impedance byly vhodně transformovány atd. Požadavek kabelu s malým útlumem se musí splnit i pro napáječ mezi vysílačem a kabelovým rozvodem mezi anténními jednotkami, protože rozměrnější anténní systém se obvykle nedá umístit blízko vysílače. V každém případě jde o to, aby v kabelovém rozvodu nepřišel nazmar pracně dosažený zisk anténní soustavy, výkon vysílače, ani nutně špičkové parametry vstupu přijímače.

Za příklad anténních soustav pro pásmo 145 MHz lze vybrat anténní systémy, které používal a používá OK1MBS. Základní stavební prvek pro čtyřnásobné i osminásobné provedení je patnáctiprvková anténa F9FT v impedanční verzi $50\ \Omega$, která je spolu s konstrukčními podrobnostmi uvedena na obr. 1.15 až 1.18. Proti samostatné anténě jsou u soustavy učiněny některé menší konstrukční úpravy.

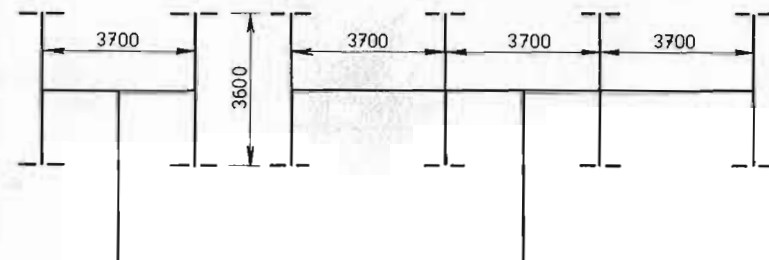


Obr. 1.20. Systém rozpěr a instalace napáječe u základní jednotky

Na obr. 1.20 jsou uvedeny rozměry vzpěr pro každou z antén, instalace napáječe a upevnění držáku dipólu. Proti upevnění dipólu na obr. 1.16 je dipólový držák na anténním ráhnu shora a je upevněn přes izolační podložky $\varnothing 15 \times 2\text{ mm}$. Zmíněná úprava je nutná proto, aby voda měla kudy odtékat a místa připojení napáječů k dipólům mohla větrat. Změny způsobu uchycení držáku dipólu a jeho napájení proti způsobu u samostatné antény s 15 prvky v téže podkapitole,



Obr. 1.21. Konstrukce držáku dipólu a jeho upevnění na ráhnu

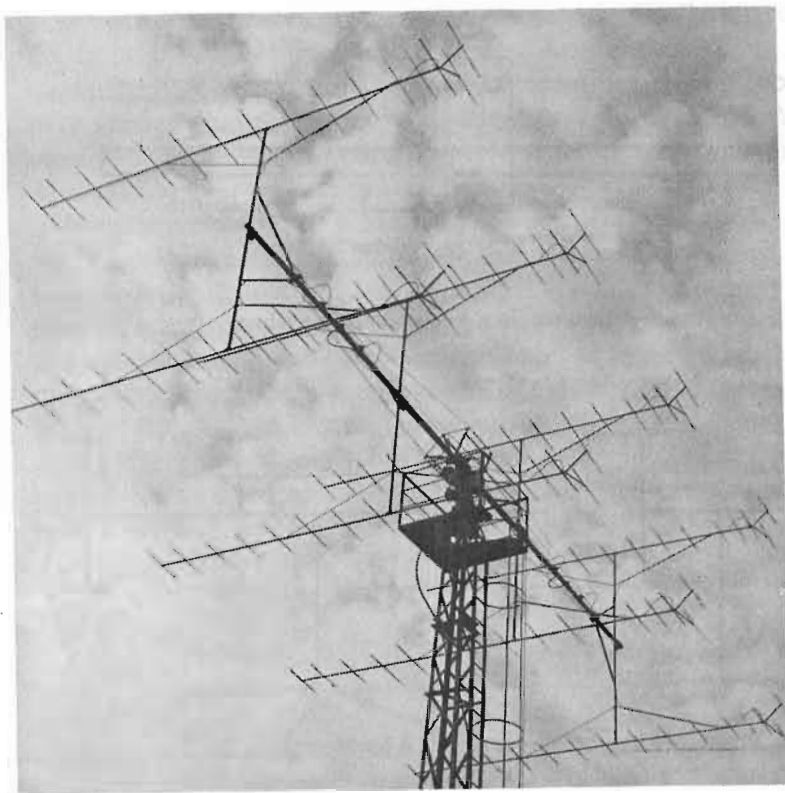


Obr. 1.22. Prostorové rozmístění soustav se 4 a 8 anténami

vyplynuly ze zkušeností při provozu i z dlouhodobé instalace a lze je samozřejmě využít u všech antén podle F9FT pro 145 MHz.

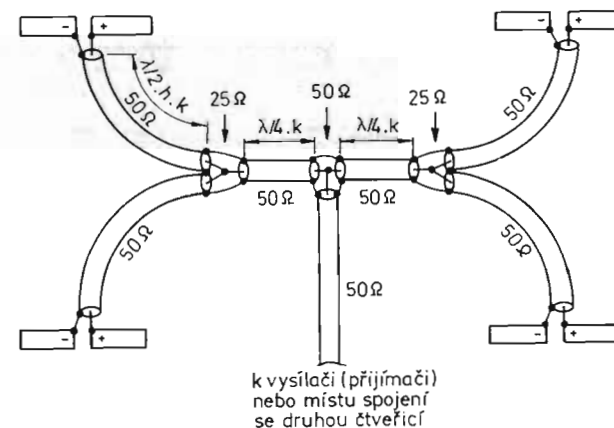
Prostorové uspořádání verzí se 4 a 8 anténami F9FT s 15 prvky je na obr. 1.22 a určitou představu o tom, jaký prostor větší verze zaujímá, si lze udělat ze snímku na obr. 1.23. Na obr. 1.24 je schéma napáječové instalace pro soustavu se 4 a na obr. 1.25 s 8 anténami. Ve všech případech byly jednotlivé díly kabelového rozvodu zhotoveny z koaxiálního kabelu VCCZE-50-6,4, u něhož je činitel zkrácení $k=0,81$. Jednotlivé úseky rozvodu jsou označeny údaji ve vlnových délkách, kde se kromě činitele zkrácení ještě vyskytuje symbol n , který znamená celistvý násobek.

Protože je důležité, aby všechny základní stavební jednotky soustav

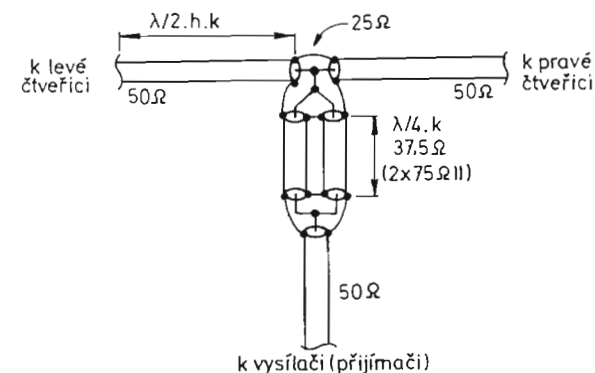


Obr. 1.23. Snímek systému s 8 anténami 15Y F9FT

pracovaly se shodnou fází a nedošlo ke štěpení vyzařovacího diagramu, jsou u dipólů na obr. 1.24 znaménky „+“ a „-“ označena připojení středních vodičů a opletení koaxiálního kabelů. Na obr. 1.25 je jedna výjimka, a sice, že čtvrtvlnný transformátor s výslednou impedancí $37,5\ \Omega$ mezi napáječem a začátkem napáječového rozvodu je z paralelní dvojice kabelů s impedancí $75\ \Omega$, typ VCCZE-75-6,4. Ještě je nutné poznamenat, že opakující se díly rozvodu musejí být zcela shodné včetně délky. Zisk čtyřnásobné anténní soustavy je 18,5 dBd a osminásobné 21 dBd.



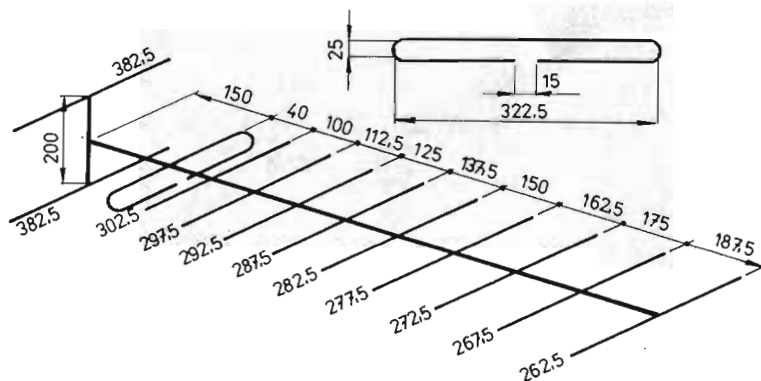
Obr. 1.24. Napáječový rozvod pro systém se 4 anténami



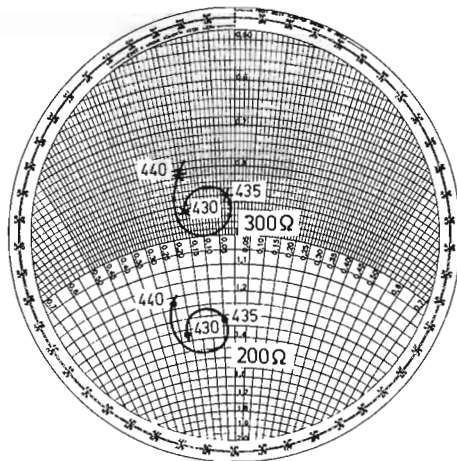
Obr. 1.25. Napáječový rozvod pro systém s 8 anténami

Dvanáctiprvková anténa pro pásmo 433 MHz

Popisovanou anténu konstruoval OK1WGO tím způsobem, že zmenšil na polovinu všechny rozměry antény, která byla pro 11. kanál



Obr. 1.26. Rozměrový náčrtek 12prvkové antény OKI WGO



Obr. 1.27. Impedanční křivky antény OKI WGO

v III. pásmu TV publikována v dříve platné rozměrové normě pro televizní antény (ČSN 36 7212). Měřením bylo zjištěno, že ČSV pro kmitočty 430 MHz je 1,2, pro 433 MHz 1,15 a pro kmitočty 440 MHz 1,33 při impedanci 300 Ω. Anténa má zisk 10 dBd a ČZZ je lepší než 20 dB. Popis antény byl u nás v [32]. Všechny prvky antény jsou z materiálu Ø 4 mm a ráhno z trubky Ø 10 až 12 mm. Ostatní důležité roz-

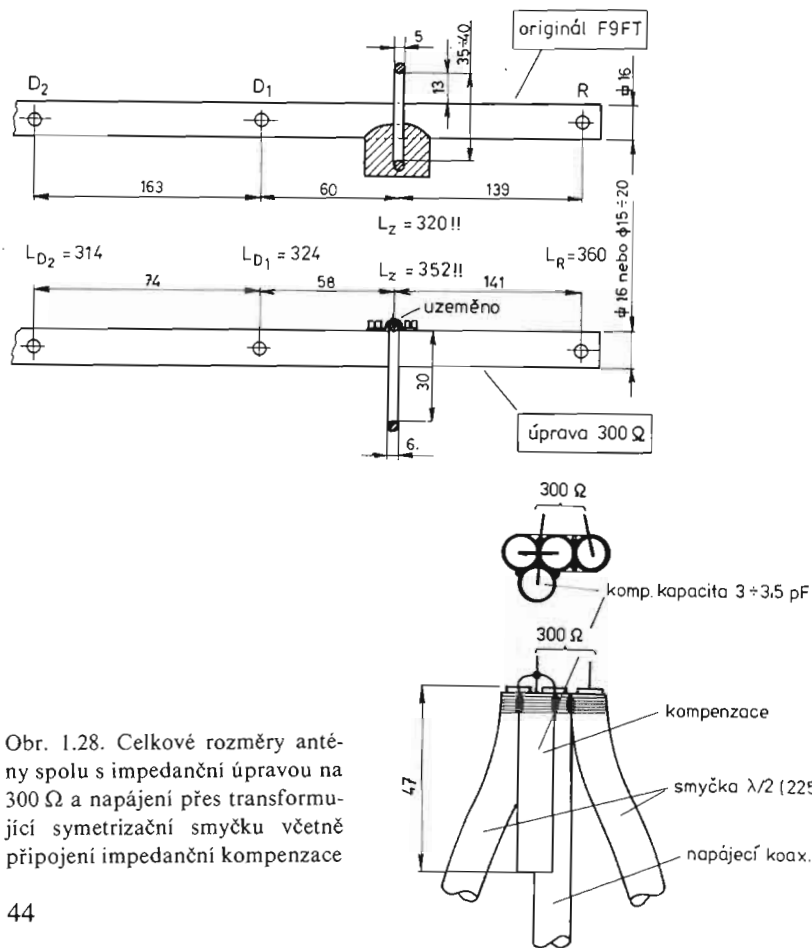
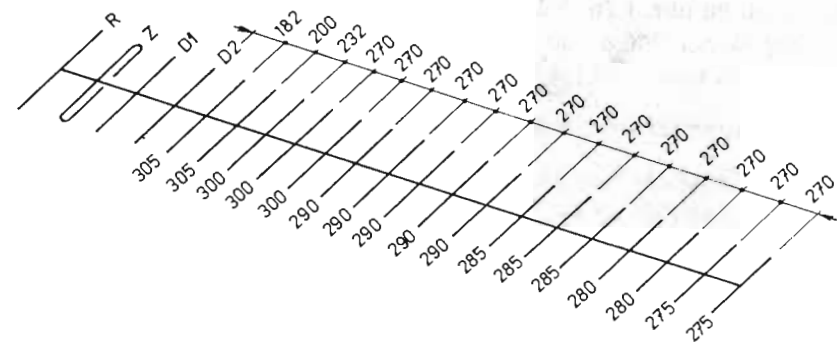
měry jsou na obr. 1.26. Na obr. 1.27 jsou impedanční průběhy antény pro impedance 300 a 200 Ω. Je zřejmé, že i ve druhém případě ČSV antény není horší než 1,45.

Jedenadvacetiprvková anténa pro pásmo 433 MHz

Také pro pásmo 433 MHz zkonstruoval F9FT několik typů antén, z nichž s ohledem na vlnovou délku zmíněného pásma je nejzajímavější anténa s 21 prvky, která má podle autorových údajů zisk 16,4 dBd, ČZZ 26 dB a celkovou délku 6,6λ. Také tato anténa má některé nevýhody dané impedancí 75 Ω i neuzemněným zářičem, a proto ji OK1VR modifikoval pro impedanci 300 Ω s uzemněným dipólem. Celkové rozměry antény, včetně variant pro obě impedance, jsou na obr. 1.28, kde je znázorněn způsob impedanční kompenzace a jeho konstrukční provedení. Kompenzační pahýl představuje paralelní kapacitu v rozsahu 3 až 3,5 pF. Půlvlnná symetrizační smyčka s transformací impedance má skutečně rozměry menší podle dielektrika koaxiálního kabelu, např. u kabelu s homogenní polyetylenovou hmotou je její délka 0,33λ a při pěnovém dielektriku je 0,4λ. Zisk měřený u obou impedančních variant byl 15,2 dBd při přesnosti měření ±0,5 dB. U varianty 300 Ω je ČSV antény lepší než 1,7 s hodnotou 1,1 na 435 MHz a navíc je uvedená varianta využitelná pro širší pásmo, což znamená, že se u ní méně uplatní výrobní nepřesnosti při reprodukci. Pro obě impedanční varianty platí, že vnitřní konce dipólů jsou vzdáleny 12 až 14 mm a průměry pasivních prvků jsou 4 mm. Původní konstrukce měla nosné ráhno ze čtvercového profilu 16 × 16 mm a u varianty 300 Ω může být ráhno stejné nebo z trubky Ø 15 až 20 mm.

Směrová soustava ze čtyř antén Yagi pro 1 296 MHz

V [37] byla popsána a od r. 1973 je v RK OK1KTL úspěšně používána soustava čtyř třináctiprvkových antén pro pásmo 1 296 MHz. Každá z antén má sama o sobě zisk 13,5 dBd, ČZZ 22 dB, úhel záření v rovině E je 33° a v rovině H 34°. Pro dosažení zisku, který by se blížil 20 dBd byla sestavena čtveřice antén na konstrukci ve tvaru písmene H z trubek o Ø 10 mm, v jejímž středu je umístěn symetrizátor a z něho jsou jednotlivé antény napájeny symetrickými dvoulinkami, které musejí být stejně dlouhé, ale i připojeny tak, aby z téže poloviny



Obr. 1.28. Celkové rozměry antény spolu s impedanční úpravou na 300Ω a napájení přes transformující symetrizační smyčku včetně připojení impedanční kompenzace

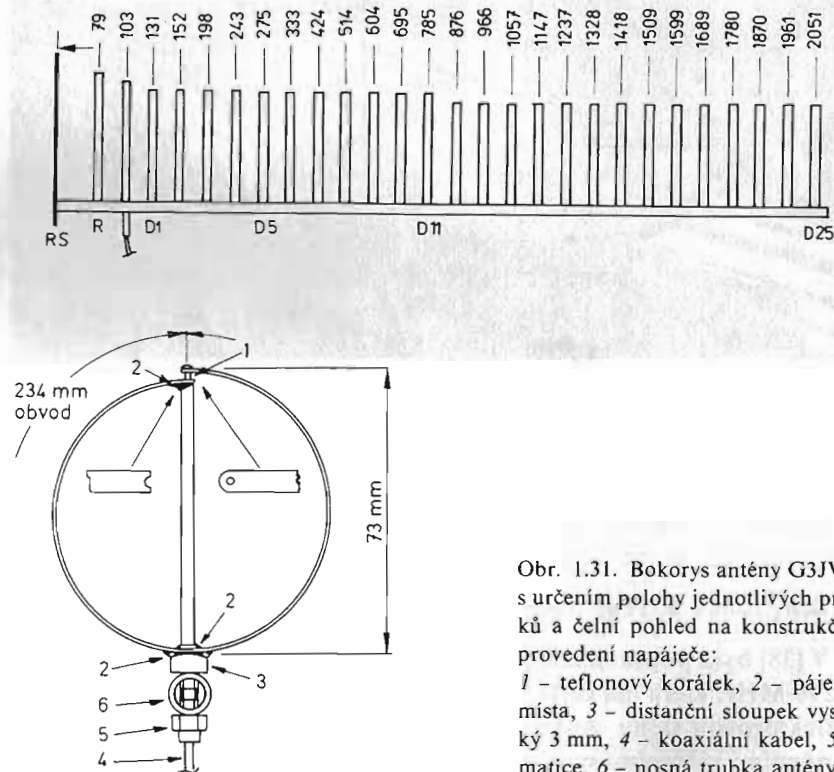
symetrizátoru byly napájeny tytéž poloviny dipólů a nedošlo k rozštěpení vyzařovacího diagramu.

Osy jednotlivých antén jsou od sebe vzdáleny $1,5\lambda$ a upevněny k rozpěrné konstrukci pomocí šroubů M5, které jsou zalisovány v koncích svislých trubek rozpěrné konstrukce. Otvory pro ně jsou vyvrtány v těžištích jednotlivých antén.

Již zmíněný symetrizátor je štěrbinového typu a byl v RK OK1KTL konstruován k vestavění konektoru R&S (Dezifix). Rozměry symetrizátoru jsou spolu se všemi ostatními uvedeny na obr. 1.29. Symetrizátor je samozřejmě možné upravit i pro jiný typ vhodného konektoru, ale tak, aby uvnitř konektoru zůstaly zachovány důležité rozměry napájení soustavy koaxiálním kabelem s impedancí 75Ω . Vychází se ze vztahu, že impedance $Z = 138 \log D/d$ (při vzduchovém dielektriku v symetrizátoru), D je vnitřní průměr vnějšího vodiče a d vnější průměr vnitřního vodiče. V rozříznuté části vnějšího vodiče je vnitřní průměr navržen přibližně na poloviční impedanci, tj. asi 37Ω . Platí přibližné vztahy pro $Z = 75 \Omega$, že D je asi $3,5d$ a pro $Z = 37 \Omega$, že $D = 1,87d$. Šířka mezery je $0,05$ až $0,1 D$ a její délka je pro $1\ 296\text{ MHz}$ 58 mm . Na konci štěrby je vnitřní vodič vodivě spojen s jednou stranou vnějšího pláště symetricky mezi štěrbinami. K tomu se používá distanční sloupek patřičně zaoblený a spoj je upevněn šroubem M3. Na každé straně jsou vždy 2 a 2 dvoulinky napájející jednotlivé antény. Ty se upevňují pomocí rozříznutých pájecích oček $\varnothing 3,2\text{ mm}$ pod šrouby M3. K paralelnímu spojení antén se symetrizátorem slouží 4 kusy symetrické dvoulinky, z nichž každá musí mít délku 360 mm , kterou měříme mezi středy pájecích oček. Napájecí dvoulinky jsou zhotoveny z dvoulinky VFSV 515, která má impedanci 240Ω , jak dovoluje dolní toleranční mez v technických podmínkách výrobku. Dvoulinky VFSV 510 nebo 512 nejsou vhodné, protože mají skutečně impedanci 300Ω a zhoršují celkové ČSV soustavy. S dvoulinkou VFSV 515 má celá soustava ČSV menší než $1,4$.

Anténu je vhodné konstruovat z ocelového materiálu, který je poměděn a případně ještě postříbřen. Je samozřejmě možné anténu zhotovit i z hliníkové slitiny, ale jednotlivé prvky by měly být k ráhnu přivařeny. Ten, kdo nemá možnost galvanického pokovování, by měl anténu alespoň nalakovat, protože měřením bylo zjištěno, že zkoroduje.

polohy reflektoru vůči zářiči. V radioklubu OK1KIR zmíněnou anténu také používají a tam ji nastavili na ČSV téměř 1 tak, že z antény odstranili kruhový reflektor a reflektorovou stěnu (RS) posunuli vůči napájenému prvku na vzdálenost $0,2\lambda$. Uvedeným způsobem upravenou anténu napájejí přes čtvrtvlnný transformátor $60\ \Omega$ kabelem s impedancí $75\ \Omega$.



Obr. 1.31. Bokorys antény G3JVL s určením polohy jednotlivých prvků a čelní pohled na konstrukční provedení napáječe:

1 – teflonový korálek, 2 – pájená místa, 3 – distanční sloupek vysoký 3 mm, 4 – koaxiální kabel, 5 – matice, 6 – nosná trubka antény

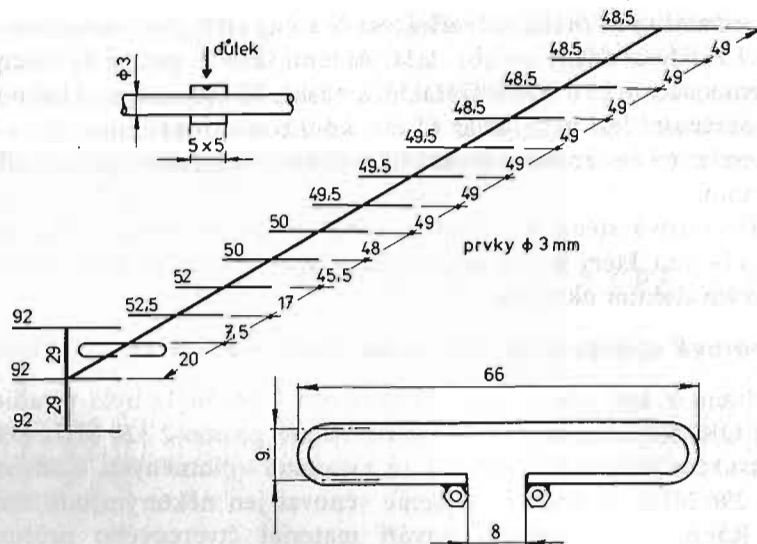
Nosná tyč antény je trubka o průměru 12 až 14 mm. Obvod reflektoru je 248 mm, obvod zářiče 234 mm, obvod direktorů 1 až 11 je 210 mm a u direktorů 12 až 25 je obvod 203 mm. Všechny prvky jsou vytvořeny stočením pásu o šířce 3,8 mm a tloušťce 0,7 mm. Vzdá-

losti jednotlivých prvků od reflektorové stěny (RS) jsou spolu s konstrukcí zářiče uvedeny na obr. 1.31. Anténu G3JVL použil ve vícenásobném systému pro EME G3OUR a zjistil, že optimální vzdálenost mezi anténami leží mezi 46 až 61 cm, kdežto původně doporučená vzdálenost 69 cm způsobuje vzrůst postranních laloků vyzařovacího diagramu.

Reflektorová stěna je vytvořena obdélníkem na šířku s rozměry 140×114 mm, který je vůči nosné trubce upevněn ve svislé ose 19 mm nad svým dolním okrajem.

Směrová soustava ze čtyř antén Yagi pro pásmo 2 320 MHz

Podobným způsobem jako soustava pro 1 296 MHz byla v radioklubu OK1KTL zkonstruována soustava pro pásmo 2 320 MHz [39]. Konstrukční zásady jsou shodné se zásadami uplatněnými u antény pro 1 296 MHz, a proto se budeme věnovat jen některým odlišnostem. Ráho každé antény vytváří materiál čtvercového průřezu 5×5 mm. Do otvorů v něm jsou vetknuty všechny prvky včetně dipólu, jejich poloha zabezpečena důlčíkem a prvky jsou k ráhu připájeny. Pro uchycení napáječů jsou ke koncům dipólů připájeny matice M3. U dipólů není použit způsob vsunutí prvku do otvoru, ale ráho je pro dipól proříznuto. Také symetrizátor je zhotoven stejným způsobem a jediný rozdíl spočívá v délce štěrby, která činí 32,5 mm při šířce 1 mm. Také držák všech čtyř antén má upravené rozměry tak, aby vzájemná osová rozteč všech antén činila 200 mm. Rozpěrná ramena držáku jsou z kulatiny $\varnothing 6$ mm, na jejich koncích jsou přivařeny plošky 5×30 mm o síle 1,5 mm, na něž jsou jednotlivé antény přišroubovány. Celou soustavu je pro dosažení menší hmotnosti možno vyrobit z hliníkové slitiny a jednotlivé prvky zabezpečit pouze důlčíkem. V tom případě se dipól ohýbá pouze na jednom konci, druhý se ohne až po vsunutí dipólu do otvoru v ráhu. Konce dipólů se potom lehce rozklepají a do konců se vyříznou závity M2. Teprve potom se montují ostatní parazitní prvky. Rozpěrný držák lze také vyrobit z nekruhových profilů a sešroubovat, což platí i pro trojitý reflektor. Rozměrový výkres pro jednu z antén a způsob zabezpečení polohy prvku v nosném ráhu jsou na obr. 1.32. Všechny prvky antény mají průměr 3 mm a celkový zisk antény se pohybuje kolem 18 dB.

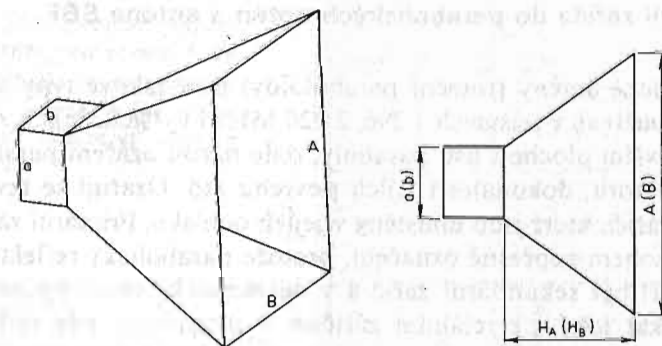


Obr. 1.32. Rozměrový výkres jedné antény ze soustavy pro 2 320 MHz a způsob zabezpečení polohy prvků

Trychtýřová anténa pro pásmo 10 GHz

Trychtýřová anténa patří do oblasti mikrovlnných antén, které jsou amatérskými prostředky nejsnáze zhotovitelné. Největší problém u nich představuje výroba a dostupnost přesných vlnovodových přírub. Pro většinu pokusů v pásmu 10 GHz postačí uvedený typ antény a při pokusech o spojení na vzdálenosti přesahující asi 200 km už budou ve větší míře potřebné antény s větším ziskem, např. parabolické, u nichž se trychtýřová anténa může uplatnit jako primární zářič.

Z různých časopisů, které se takové anténě věnovaly, byl pravděpodobně nejpodrobnější popis ve [40], odkud byl také převzat. Je vhodné připomenout, že na rozdíl od většiny jiných antén má trychtýřová anténa opačnou polarizaci, než jak napovídá její vzhled. Je tu jistá analogie se šterbinovými anténami, a tak vždy platí, že je-li delší rozměr ústí vlnovodu, a tedy i antény, svislý, je polarizace antény horizontální a opačně.



Obr. 1.33. Prostorové uspořádání a důležité rozměry trychtýřové antény pro pásmo 10 GHz související s rozměrovou tabulkou 1.1.

Tab. 1.1. Rozměry trychtýřové antény pro pásmo 10 GHz

Zisk (dB)	14	17	20	23	25
A [mm]	68	96	136	192	242
B [mm]	50	71	101	144	179
H_A [mm]	33	73	158	333	541
H_B [mm]	35	76	162	337	545
L [mm]	26	67	152	326	534
úhel záření [°]	42	28	20	14	11

Na obr. 1.33 je celková sestava antény spolu s rozměrovými náčrtky a s vnitřními rozměry pro připojení vlnovodu $22,86 \times 10,16$ mm. Rozměry pro anténu s různým ziskem jsou uvedeny v tab. 1.1.

V souvislosti s anténou pro pásmo 10 GHz je potřeba se zmínit o několika technologických zásadách souvisejících s vnitřním povrchem vlnovodů i antén a pájením. Jednotlivé části vlnovodů, jejich přírub i antén je nejvhodnější vyrábět z mosazi, sesazovat je k sobě co nejtěsněji a vzniklé spoje pájet vždy na vnější straně. Pokud má někdo možnost tzv. pájení „na tvrdo“, je to vhodnější. Vždy dbáme, aby pájka nevtékla dovnitř. Vnitřní povrch vlnovodů i antén nemusí být stříbřen, ale měl by být vyleštěn do zrcadlové hladkosti.

Primární zářiče do parabolických antén a anténa SBF

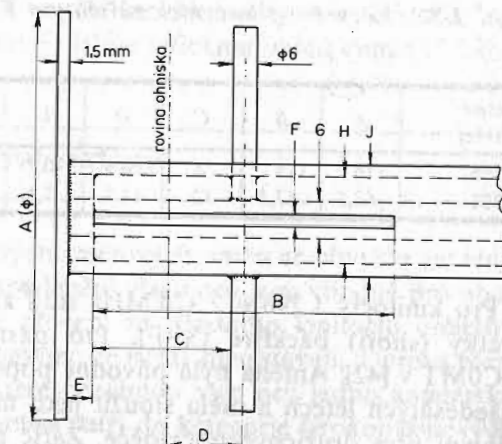
Parabolické antény (rotační paraboloidy) jsou takové typy antén, které se používají v pásmech 1 296, 2 320 MHz i vyšších. Jejich zisk je dán především plochou ústí paraboly, dále mírou ozáření parabolického reflektoru, dokonalostí jejich povrchu atd. Ozařují se tzv. primárními zářiči, které jsou umístěny v jejich ohnisku. Primární zářič je svým způsobem nepřesné označení, protože parabolický reflektor by vlastně měl být sekundární zářič a v neamatérské praxi bychom se mohli setkat ještě s terciálním zářičem v případech, kdy reflektor v ohnisku je ozařován např. trychtýřovou anténou a dále ozařuje parabolický reflektor.

Při volbě zářiče do paraboly, kterou si co do rozměru či polohy jejího ohniska (vychází z křivosti paraboly) nemůžeme vybrat, bychom měli vycházet z toho, jaké úhly záření primární zářič má, lépe řečeno jaké by měl mít. To proto, že parabolický reflektor by jím měl být ozářen tak, aby bylo ozářeno 90 % jeho plochy. Ne více, protože potom dochází k tzv. přezařování, kdy se část energie vysílá do nežádoucích směrů a není pro spojení využita, při menším ozáření se zase nedosahuje maximálně možného zisku pro konkrétní typ paraboly. Z toho vyplývá, že primární zářič by vlastně měl být pro každou parabolu jiný. Kdo může v uvedeném směru experimentovat, je na tom dobře a nechť tak činí. Většina však bude odkázána na reprodukci nějakého návodu a musí se proto soustředit jen na optimální umístění zářiče před parabolu.

Jeden z možných typů primárního zářiče je uveden v podkapitole o širokopásmových anténách. Jeho výhoda spočívá v tom, že obsáhne pásma 1 296 a 2 320 MHz. Jeho dvoupásmové použití je však o něco složitější. Jiné řešení spočívá v tom, že pro každé pásmo se použije rozměrově jiný primární zářič. Ten většinou bývá konstruován ze soustavy dipól-reflektor. To proto, aby se energie vysílala, pokud možno všechna, směrem k parabolickému reflektoru. Za druhé by mohla nastat situace, kdy se signál vysílaný či přijímaný přímo primárním zářičem sčítá v protifázi se signálem odraženým od paraboly, což vede ke ztrátám.

Soustava dipól-reflektor je soustava symetrická, která se musí na-

Obr. 1.34. Uspořádání primárního zářiče pro pásmo 1 296 a 2 320 MHz – rozměry viz tab. 1.2.; jednotlivé díly nejsou pro větší názornost kresleny v měřítku



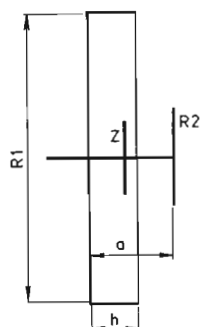
pájet z koaxiálního kabelu takovým způsobem, aby na povrchu napáječe netekly proudy vyvolávající nežádoucí záření. Jedním z možných způsobů je oddělení takových proudů pomocí čtvrtvlnného rukávu, který proudům postaví do cesty svou téměř nekonečnou impedanci. Uvedený způsob se však používá málo a daleko častější je způsob, který využívá symetrizátoru ve formě šterbiny v plášti koaxiálního napáječe. Jedním z pramenů, který popisuje soustavu dipól-reflektor se šterbinovým symetrizátorem pro paraboly s průměrem 60 až 150 cm, je [41]. Uspořádání uvedeného primárního zářiče je na obr. 1.34. Dvoupřvková soustava se umísťuje v ohnisku paraboly tak, aby ohnisko leželo v místě napáječe mezi reflektorem a dipólem.

Dipól je při použití šterbinového symetrizátoru upevněn k napájecí tak, že obě jeho části jsou připevněny k plášti napáječe a střední vodič je spojen s pláštěm v místě pod jednou z polovin dipólu. Kromě toho střední vodič pokračuje dál směrem k reflektoru soustavy, kde je přibližně po čtvrtlně opět uzemněn. Důležité rozměry pro pásma 1 296 a 2 320 MHz jsou uvedeny v tab. 1.2. Míry jsou přepočteny z palcových měr a pro napáječ je možné použít i trubky blízké uváděným rozměrům, při zachování poměru průměrů pro 50 Ω. Délka dipólu je 108 mm pro 1 296 MHz a 60 mm pro 2 320 MHz, v obou případech se do ní počítá i vnější průměr napáječe.

Tab. 1.2. Rozměry primárních zářičů pro 1 296 a 2 320 MHz (všechny míry jsou v mm)

Pásmo [MHz]	A	B	C	D	E	F	G	H	J
1 296	116	116	58	28,5	10,2	6,3	7	17,5	19
2 320	63,5	63,5	32	14,5	5,1	3,8	7	17,5	19

Pro kmitočty 1 296 a 2 320 MHz stojí za zmínku anténa nazvaná krátký (short) backfire (SBF). Pro pásmo 1 296 MHz ji popsal DC0MT v [42]. Anténa byla původně popsána H. W. Ehrenspeckem v šedesátých letech a měla sloužit jako malá pozemská anténa pro spojení přes družicové převaděče. Zářič pro pásmo 1 296 MHz má stejné rozměry i uspořádání jako primární zářič z předcházejících odstavců, a tak obr. 1.35 doplňuje jen některé důležité rozměry reflektorů ve tvaru nízkého válce. Impedance antény je stejně jako v předcházejícím případě 50 Ω . Vnitřní průměr vnější trubky napáječe je 18 mm a vnější průměr středního vodiče je 8 mm. Tyto míry lze aplikovat



Obr. 1.35. Umístění zářiče antény SBF pro 1 296 MHz a rozměry jejího reflektoru

i pro napáječ primárního zářiče podle [37]. V případě antény SBF lze její válcový reflektor pro snížení odporu větru perforovat otvory s průměrem menším než 0,1 λ . Zisk antény je téměř 20 dB (autor však neuvádí proti jaké anténě, zda dBd nebo dBi) a v pásmu 1 260 až 1 310 MHz není její ČSV větší než 1,35. Vnitřní průměr velkého re-

flektoru R_1 je 460 mm (2λ), vnitřní hloubka velkého reflektoru h je 50 mm ($0,2\lambda$) a vzdálenost mezi oběma reflektory a je 115 mm ($0,5\lambda$).

Širokopásmové směrové antény

Do kategorie širokopásmových směrových antén se obvykle zařazují antény, jejichž ziskové a impedanční vlastnosti jsou vhodné pro obor kmitočtů větší než několik procent ze středního kmitočtu určitého pásma. Takové případy v amatérské praxi nenastávají, a proto mezi ně budeme řadit antény, které obsáhnou více než jedno amatérské pásmo. Ze známých typů antén patří do kategorie širokopásmových směrových antén kosočtverečné (rhombické) a logaritmické (logaritmicko-periodické). Ty první mají sice zisk přesahující zisk antén Yagi, ale jejich použití brání skutečnost, že je téměř nelze natáčet do různých směrů, což je jeden ze základních požadavků pro použití antény v amatérských pásmech VKV.

U antén logaritmických je situace daleko příznivější, ale musíme se u nich vypořádat se stejnou skutečností jako u směrových antén s vertikální polarizací, tj., že někdy nastává situace, kdy i u nich musíme respektovat podmínku mechanické konstrukce, která určuje pro jejich upevnění místo mimo jejich těžiště. Také u logaritmických antén platí, že získáme-li jednu žádanou vlastnost, nelze získat druhou. Pokud s jejich pomocí získáme impedanční a ziskovou širokopásmovost, přináší to na druhé straně zisk rovnající se jen zisku dobře nastavené antény Yagi se 3 nebo 4 prvky. Proti tomu ČZZ je lepší a bývá -20 až -25 dB. Zmíněné omezení v možném zisku se proto projeví v míře použitelnosti, která u antén pro pásma 1 296 MHz a vyšší bude převládat v podobě primárního zářiče do parabolických reflektorů.

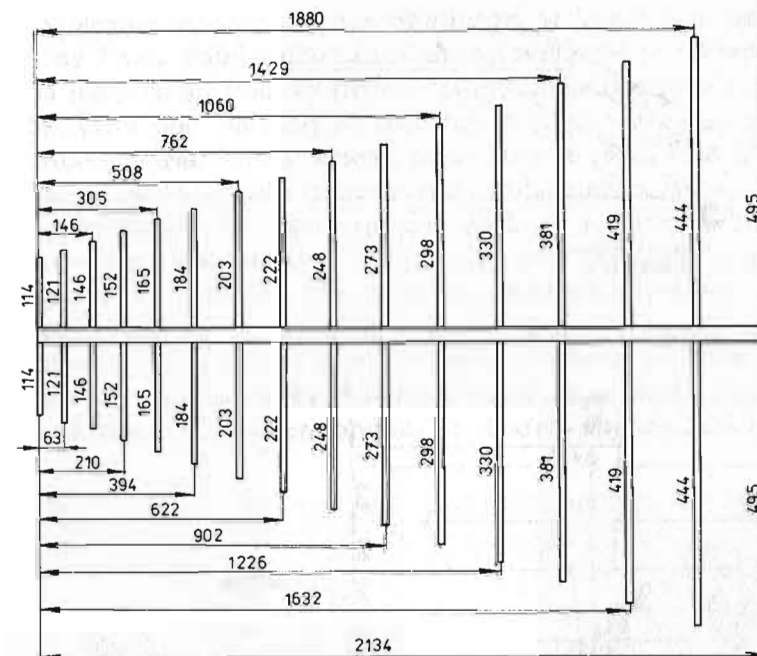
Logaritmické antény patří mezi kmitočtově nezávislé antény, které pracují ve spojitém kmitočtovém pásmu s poměrem hraničních kmitočtů od 1:2 až do 1:10 i více. Zmíněný typ antény vytváří nestíněné symetrické vedení, na němž jsou umístěny nestejně dlouhé prvky a anténa vyzařuje ve směru od delších prvků ke kratším. Pro jednotlivé kmitočty nebo úzká kmitočtová pásma se z celé logaritmické anté-

ny uplatní vždy jen několik prvků z tzv. aktivní zóny. Jsou to prvky, jejichž délka je blízká půlvlně pracovního kmitočtu. Ze zmíněné aktivní zóny jsou vždy dva zářiče buzeny s fázovým posuvem 180° od kratšího zářiče k delšímu, a tím je dosaženo směrového vyzařování. Zbývající kratší prvky se chovají jako direktory a delší jako reflektory podle jejich délky ve vztahu k půlvlně.

Abychom obešli nutnost křížení napájecího vedení mezi každou dvojicí prvků, zabezpečí se nutný fázový posuv 180° střídavým připojováním prvků k jednomu či druhému vodiči symetrického napájecího vedení antény.

Impedance logaritmických antén se podle jejich konstrukce pohybují mezi 50 až $100\ \Omega$ a je proto možné k nim bez dalších komplikací připojit koaxiální kabel s impedancí 50 nebo $75\ \Omega$. V pracovním pásmu nepřekračuje u nich ČSV hodnotu $1,5$. Logaritmické antény jsou symetrické, ale i tak existuje možnost, jak k nim připojit koaxiální kabel bez širokopásmového symetrizátoru. Už zmíněné symetrické vedení v anténě, které napájí anténní prvky, má obvykle nějaký prostorový tvar s kruhovým nebo čtvercovým průřezem. Vedeme proto koaxiální kabel jednou částí vedení uvnitř od nejdelšího prvku k nejkratšímu, přičemž opletení kabelu spojíme v místě vyústění s tou částí vedení, kterou kabel procházel a jeho vnitřní vodič připojíme k protilehlému konci anténního vedení. Pokud symetrické vedení má převážně jen plošné rozměry, pomůžeme si tak, jak to bude uvedeno u antény pro $1\ 296$ a $2\ 320$ MHz. V případech, kdy nelze anténu upevnit izolovaně, učiníme to tak, že ve vzdálenosti $\lambda/4$ pro nejnižší kmitočet za posledním prvkem vedení zkratujeme a v místě zkratu se anténa uchytlí. U logaritmických dipólových antén je nutné, aby symetrické vedení antény mělo definovanou polohu pomocí asi tří izolačních objímek rovnoměrně rozdělených po jeho délce.

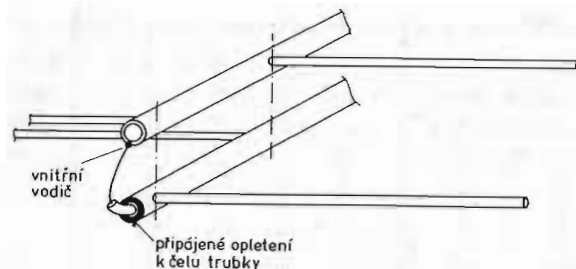
Logaritmická dipólová anténa pro pásma 145 (220) a 433 MHz byla uveřejněna např. v [43] od K7RTY. Anténa sestává ze 16 dipólů (viz obr. 1.36), u nichž je pro větší přehlednost popsána vždy jen polovina. Symetrické vedení, na němž jsou dipóly upevněny, tvoří dvě rovnoběžné trubky o průměru 20 mm s osovou roztečí 32 mm. Průměr jednotlivých prvků je 6 mm a jejich délky jsou uvedeny opět v obr. 1.36. Pokud se pro symetrické vedení antény použijí trubky



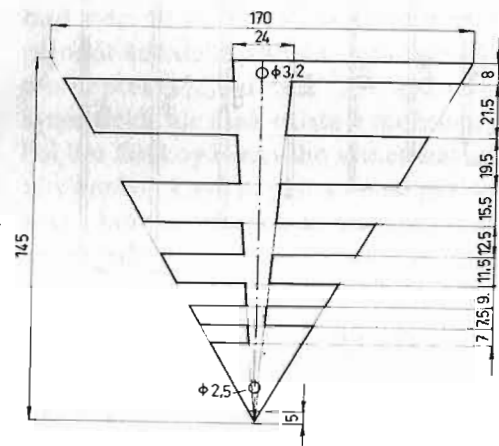
Obr. 1.36. Hlavní rozměry antény pro 145 a 433 MHz

s kulatým profilem, jsou nutné pro upevnění částí dipólů poměrně složité objímky. Je proto vhodnější k uvedenému účelu použít trubek se čtvercovým profilem, např. 15×15 mm. Způsob vyvedení i elektrické spojení napáječe na straně nejkratších prvků, spolu s naznačením jejich střídavého uchycení, je také na obr. 1.37. I když v našich podmínkách je anténu K7RTY možno použít jen pro dvě amatérská pásma, lze ji např. využít i pro příjem ve III. pásmu TV.

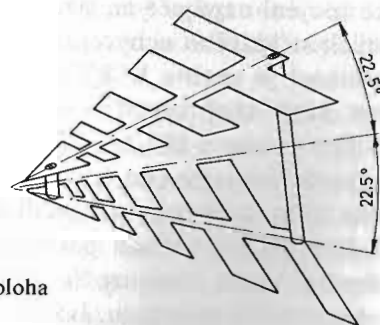
Pro pásma $1\ 296$ a $2\ 320$ MHz je určena anténa, jejíž prostorové uspořádání je na obr. 1.39 a rozměrový výkres jedné její poloviny na obr. 1.38. Anténa byla původně popsána v [44], její zisk je mezi 6 až 7 dBd a ČSV v obou pásmech je $1,5/75\ \Omega$. Obě části antény jsou shodné a jsou z mosazného plechu o síle 1 až $1,5$ mm, a proto je možné je vyrábět najednou. Jak je z obr. 1.39 zřejmé, jsou po sestavení an-



Obr. 1.37. Vyvedení koaxiálního napáječe a způsob střídavého uchycení ramen dipólů



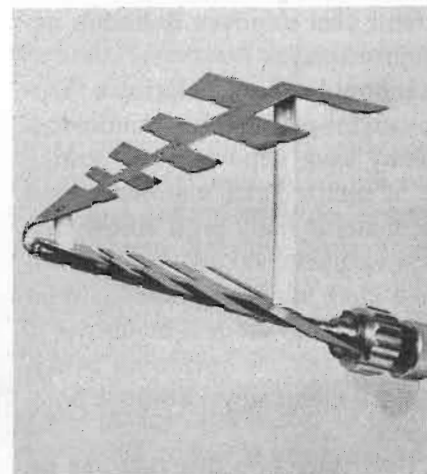
Obr. 1.38. Rozměrový náčrtek jedné poloviny antény pro 1 296 a 2 320 MHz



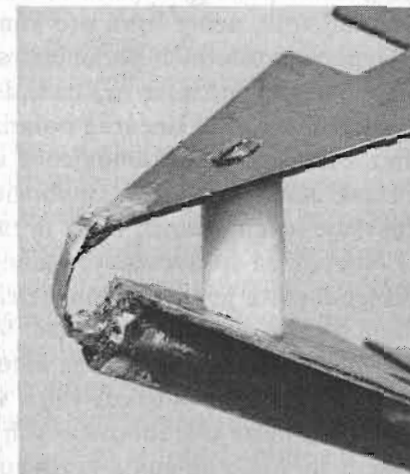
Obr. 1.39. Prostorové uspořádání a vzájemná poloha obou polovin antény

tény vzájemně otočeny a jejich přibližující se konce jsou od sebe vzdáleny 5 mm. Poloha obou částí antény vůči sobě je zabezpečena dvěma distančními sloupky (teflon, teflex, laminát) o průměru 8 až 10 mm, které jsou umístěny na rozevřeném konci antény asi 15 mm od místa napájení. Ta část antény, podle které je veden koaxiální kabel, má ze svého vrcholu odříznut malý trojúhelník s výškou 5 mm. Koaxiální napáječ je veden trubkou, do které je kabel vtažen bez vnějšího izolačního pláště a trubka je po celé své délce připájena z vnější strany té části antény, která má odříznutý již zmíněný trojúhelník.

V místě vyústění kabelu je jeho opletení připájeno po celém obvodu kulatého průřezu trubky. Anténa se upevňuje za trubku s koaxiálním kabelem a pro některé případy je vhodné, aby uvedená trubka



Obr. 1.40. Snímek antény pro 1 296 a 2 320 MHz spolu s konektorem na napájecím vedení



Obr. 1.41. Snímek vyústění napáječe, na jehož středním vodiči je připájen proužek měděné fólie o šířce 3 mm

byla zakončena koaxiálním konektorem. Celkové provedení antény i místa vyvedení koaxiálního kabelu je dostatečně zřejmé ze snímků na obr. 1.40 a 1.41. Nejvhodnější aplikace antény pro pásma 1 296

a 2 320 MHz je v jejím použití pro primární zářič do parabolického reflektoru, což přináší výhodu v tom, že při přechodu mezi oběma pásmy není nutná změna zářiče a navíc zářič přispívá k dokonalejšímu ozáření plochy paraboly bez přílišného přezáření mimo její povrch.

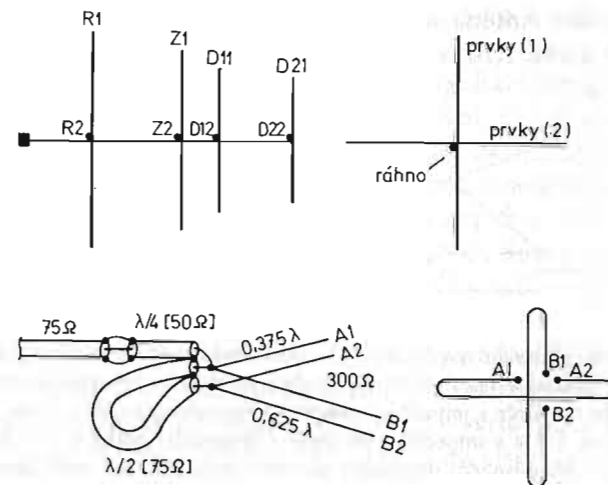
Antény s kruhovou polarizací

V některých případech, kdy je nutné z prostoru přijímat či do prostoru vysílat nelineárně polarizované vlny, nebo kdy se lineární polarizace stáčí, jsou vhodné antény pro vysílání či příjem kruhové (nelineární) polarizace. Pro některé případy je dokonce vhodné dosáhnout lepší separace mezi přijímací a vysílací trasou opačným smyslem kruhové polarizace. Ze slova opačný v předcházející větě vyplývá, že existuje pravotočivá kruhová polarizace (zkratka v angličtině RHCP) a levotočivá polarizace (LHCP). Smysl kruhové polarizace nemůžeme náhodně volit, neboť bývá pro konkrétní účel stanoven dohodou nebo vyplývá z ostatních parametrů spojové trasy.

V amatérské praxi lze nejnázorněji dosáhnout kruhové polarizace fázovým posuvem mezi lineárně polarizovanými prvky nebo šroubovicovými anténami. Za šroubovicové antény však nepovažujeme krátké prutové antény ve tvaru šroubovice, u nichž délka mnohonásobně převyšuje jejich průměr, který je zanedbatelně malý proti vlnové délce. Naopak za šroubovicové antény považujeme takové, u nichž obvod šroubovice je blízký vlnové délce a které mají směr maximálního záření totožný s osou šroubovice. Mechanické provedení šroubovic je obvykle náročnější než stavba antén se zkříženými lineárními prvky, u kterých lze navíc (a někdy velmi snadno) měnit smysl kruhové polarizace, což nelze u šroubovicových antén.

Nejjednodušší anténa s kruhovou polarizací jsou dva zkřížené dipóly před odraznou stěnou, která byla popsána v kapitole prvního dílu této publikace o družicích a dále v [45 a 46].

Dalším typem antény s kruhovou polarizací, u které se už dosahuje mírného zisku, jsou dvě zkřížené čtyřprvkové antény Yagi pro 433 MHz. Takovou anténu u nás popsal např. OK1DAP v [47]. Schematické uspořádání antény a způsob jejího napájení jsou na obr. 1.42. Oba reflektory mají délku 350 mm, délky zářičů ve tvaru skládaného dipólu jsou 324 mm a mají osovou rozteč obou částí 14 mm,

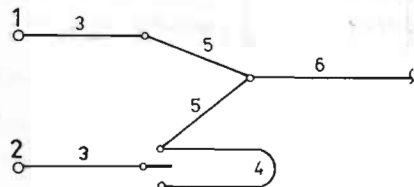


Obr. 1.42. Čtyřprvková anténa s kruhovou polarizací pro pásmo 435 MHz

délky prvních direktorů jsou 300 mm a délky druhých direktorů 292 mm. Vzdálenost reflektoru od zářiče je 137 mm, vzdálenost mezi zářičem a 1. direktorem je 28 mm a mezi oběma direktory je vzdálenost 137 mm. Všechny prvky antény jsou z kulatiny $\varnothing$ 2 mm a nosné ráhno antény je z trubky $\varnothing$ 5 mm. Antenní ráhno pokračuje směrem za reflektory ještě 0,24 až 0,5 λ a teprve potom je upevněno ke stožáru. Obě antény jsou napájeny symetrickými dvoulinkami s impedancí 300 Ω , přičemž fázové posunutí se dosahuje rozdílnými délkami, které jsou $\lambda/2 + \lambda/8$ a $\lambda/2 - \lambda/8$. V místě paralelního spojení obou symetrických vedení je impedance 150 Ω , která se transformuje na 75 Ω pomocí čtvrtvlnného transformátoru s impedancí 50 Ω , přes který se napájí symetrická půlvlnná smyčka. Jak u symetrických vedení, tak i u délkově definovaných částí koaxiálních kabelů je nutné brát v úvahu činitele zkrácení podle typu použitého kabelu.

Stejným způsobem můžeme použít pro anténu s kruhovou polarizací v pásmu 145 MHz dvě antény takového typu, jímž začíná podkapitola o směrových anténách [obr. 1.10] s tím, že třikrát zvětšíme délkové rozměry napájecích vedení, u nichž je kromě impedance definová-

na i jejich délka. Anténa na obr. 1.42. totiž vznikla přepočtením rozměrů antény z obr. 1.10. v poměru kmitočtů.



Obr. 1.43. Princip přepínání napáječe pro dosažení změny smyslu kruhové polarizace: 1 – zářič antény posunutý vzad o $\lambda/4$ vůči druhé anténě, 2 – zářič předsunutý antény, 3 – stejně dlouhé napáječe s impedancí shodnou s impedancí každé antény, 4 – úsek napáječe s délkou $\lambda/2$ a s impedancí shodnou s impedancí úseků 3, 5 – čtvrtvlnný transformátor pro přizpůsobení impedance antény s impedancí 6 k radiostanici

V úvodu podkapitoly o anténách s kruhovou polarizací byla zmínka o tom, že u zkřížených antén lze vhodným způsobem měnit smysl kruhové polarizace. Jeden takový způsob byl uveden v [48], kam byl převzat z publikace VHF Communications č. 2/1973. Princip vychází z toho, že stejné prvky se nekříží v tomtéž místě, ale jedna z antén má své prvky posunuté o $\lambda/4$ vůči stejným prvkům druhé antény a smysl přepínání kruhové polarizace se děje vřazováním či vypouštěním napáječového úseku $\lambda/2$ do přívodu k jedné z antén a schematicky je znázorněn na obr. 1.43. Konkrétní impedanční hodnoty si každý doplní podle svých podmínek.

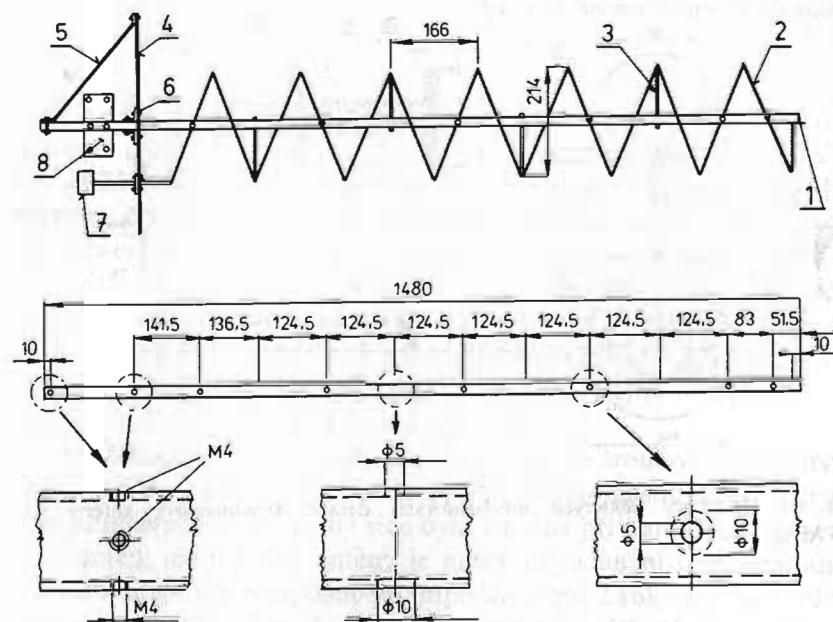
Lineárně polarizované antény pro získání kruhové polarizace je možné také prostorově instalovat tak, že každá je umístěna na samostatném ráhnu, přičemž obě ráhna jsou vedena tak, aby spojení bylo polarizováno opačně, než je polarizace antén. Roviny prvků spolu svírají úhel 90° , jedna z antén s horizontální rovinou svírá úhel 45° a druhá 135° ! Propojení antén mezi sebou je stejné jako u antén na společném ráhnu, pouze přívody k anténám se prodlouží a vzájemný rozdíl v jejich délkách musí činit $\lambda/4$.

Šroubovicové antény byly u nás obecně popsány např. v [49], konkrétní popis takové antény se ziskem asi 8 dB proti zkříženým dipólům a pro pásmo 433 MHz byl u nás uveřejněn v [50] a v zahraničí by-

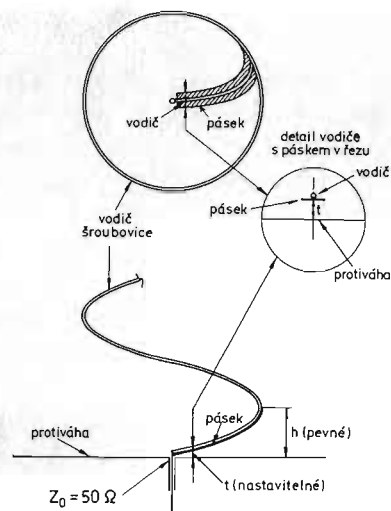
la podobná anténa se zanedbatelně větším ziskem, ale téměř s dvojnásobnou délkou, publikována v [51].

Při konstrukci šroubovicových antén se vychází ze vztahů: průměr šroubovice $D = 9300/f$ [cm, MHz]; stoupání závitů má být 0,2 až $0,3 \lambda$ (přičemž vhodný úhel stoupání je 14 až 16°); délka jednoho závitů by měla být rovna asi vlnové délce. Pro zmíněné mechanické parametry se předpokládá zisk 3,33krát počet závitů a vstupní impedance v Ω přibližně podle vzorce $140 = (\pi \cdot D/\lambda)$. Šroubovicové antény se umísťují před reflektorovou stěnu, která by měla mít průměr $0,8\lambda$ nebo větší [49].

Konkrétní provedení šroubovicové antény podle [50] je na obr. 1.44 a 1.45. Hmotnost reflektorové stěny $\varnothing 435$ mm je možno zmenšit, a tím zároveň snížit její odpor vůči větru vyvrtáním otvorů, jejichž průměr by neměl překročit $0,1\lambda$ (viz snímek na obr. 1.46). Ráhno anté-



Obr. 1.44. Uspořádání a hlavní rozměry šroubovicové antény pro 433 MHz



Obr. 1.47. Přizpůsobovací obvod šroubovicové antény

pouze k vodiči spojujícímu konec koaxiálního napáječe s počátkem šroubovice. V případech, kdy je napáječ vyveden a spojen se šroubovicí v místě jejího obvodu, připojuje se pásek vodiče s prvním půlzávitkem šroubovice. Princip přizpůsobení spočívá v tom, že anténní vodič s reflektorovou stěnou vytvářejí nesymetrické vedení a rozšířením uvedeného vodiče se zmenšuje jeho charakteristická impedance. Změnou vzdálenosti t vodiče od protiváhy lze dosáhnout případného přesnějšího nastavení. Popsaným způsobem – viz obr. 1.47 – lze přizpůsobit šroubovici i k napáječi 50Ω , např. tak, že pásmo široké 25 % ze středního kmitočtu má ČSV menší než 1,5.

Vozidlové antény a antény pro přenosné radiostanice

Zvláštní případ v radioamatérské praxi vytvářejí nejjednodušší prutové antény pro vozidlové radiostanice k mobilnímu provozu a antény pro přenosné radiostanice.

Vozidlové antény

Současný mobilní provoz v pásmech VKV se u nás a v zahraničí odehrává převážně v pásmu 145 MHz. Po počátečním období, kdy se na autech vozila různá anténní monstra počínaje do kruhu stočenými horizontálními dipóly, přes trojlístky „Big wheel“ až po několikaprvkové antény Yagi, zůstalo anténní vybavení mobilních stanic na prutových anténách o délkách $\lambda/4$ a $5/8 \lambda$. Kromě jiného i proto, že mobilní provoz se z velké části odehrává přes převádeče, které jsou vertikálně polarizované a také proto, že u mobilní stanice je žádoucí vyzařovací diagram antény co nejvíce se přibližující všesměrovému.

Nejen z hlediska impedance antény a jejího diagramu záření, ale i z praktických důvodů a s ohledem na délku antény, jejíž přesah profilu vozidla limituje jedna z vládních vyhlášek, se ustálily délky vozidlových antén na délkách $\lambda/4$ a $5/8 \lambda$. Prutová vozidlová anténa představuje anténu nad více či méně dokonalou protiváhou převážně vodorovnou, a proto je vyzařování odkláněno ve vertikálním směru vzhůru tím více, čím je anténa kratší. Tak např. anténa o délce $\lambda/4$ má maximum záření v elevaci pod úhlem 25 až 30°, anténa $\lambda/2$ pod úhlem asi 17° a anténa o délce $5/8 \lambda$ pod úhlem asi 13°. Z takového hlediska by byla nejvýhodnější anténa $0,75 \lambda$, ale ta nevyhovuje jednak svou délkou (asi 1,5 m) a rovněž proto, že potřebuje ve vzdálenosti $\lambda/4$ od protiváhy čtvrtvlnné fázovací vedení kolmé k anténě. Maximum záření v elevaci je u antény $0,75 \lambda$ pod úhlem 9 až 10°. Zmíněné úhly platí u antén nad zcela vodorovnou protiváhou a neobsahují deformační vlivy křivých či dělených částí karosérií vozidel. Je samozřejmé, že to všechno platí jen u karosérií kovových. Na vyzařování a impedanci vozidlových antén se pochopitelně uplatňuje i to, že napájecí koaxiální kabel je s karosérií vozidla dokonale vodičivě spojen co nejbližně patního držáku antény. To nelze uskutečnit u antény volně položené třeba na střeše vozidla a držené magnety. Tady je nutné opletení kabelu u antény ke karosérii připojit kapacitně, pomocí kondenzátorového polepu pod držákem, přes lak karosérie.

Další okolnost, kterou je nutno respektovat, je tvar protiváhy. Z těch důvodů by třeba blatníky automobilů měly být použity až tehdy, nelze-li z nějakých důvodů použít víko kufru nebo střechu vozu.

dla. Jakákoliv nesymetrie protiváhy se projeví v nesymetrii vyzařování v horizontální rovině. Existují některé speciální případy, jako např. upevnění antény těsně nad některým oknem vozidla, které nejen způsobí minima ve vyzařovacím diagramu antény, ale může dojít i k tomu, že jsou některé okenní otvory nebo dveřní štěrby vybudzeny. To má za následek i jejich vlastní, často nevhodné vyzařování a nemělo by nikoho překvapit, když třeba naměří jiný ČSV při zavřených a jiný při otevřených dveřích atd. Větší či menší změny v diagramu záření nebo i impedanci se pochopitelně neprojeví při oboustranně silných signálech, ale právě tam, kde spojení je na hranici regulérnosti.

Z předcházejících řádků je zřejmé, že pásmo 145 MHz a některé rozměry karosérie vozidel jsou právě vhodné k použití tzv. skrytých antén, kdy se vhodnou sondou vybudí určitá, případně vhodně tvarovaná část karosérie. To jsou ovšem velice speciální případy, které se musejí nastavovat s měřicími přístroji dokonalejšími, než je reflektometr a každý takový případ je vlastně originálním řešením s minimální reprodukovatelností. Proto nebude podkapitola o vozidlových anténách obsahovat žádný konkrétní návod a bude záležet na každém jednotlivci, zda má podmínky k realizaci takového experimentu.

V naší literatuře bylo mobilním anténám pro pásmo 145 MHz věnováno několik příspěvků [53, 54, 55]. Pojednávaly nejen o vyzařování a impedancích, ale i vzhledem k délce antény o jejich zisku. Bere-li se jako ziskový normál 0 dB půlvlnný dipól, potom má prutová anténa $\lambda/4$ zisk proti prutové anténě $\lambda/2$ zisk $-1,8$ dB a anténa $5/8 \lambda$ proti témuž normálu má zisk $+1,2$ dB. Kdyby bylo možné z rozměrových důvodů použít anténu $7/8 \lambda$, byl by její zisk proti půlvlnné anténě $+2,4$ dB.

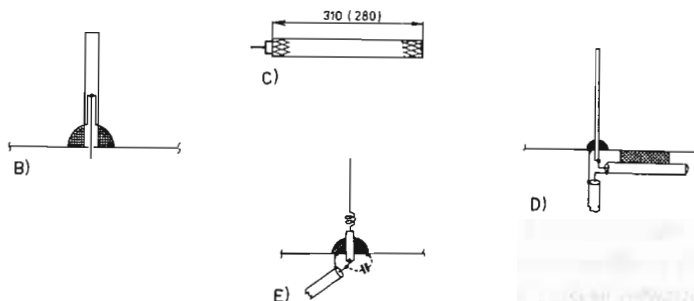
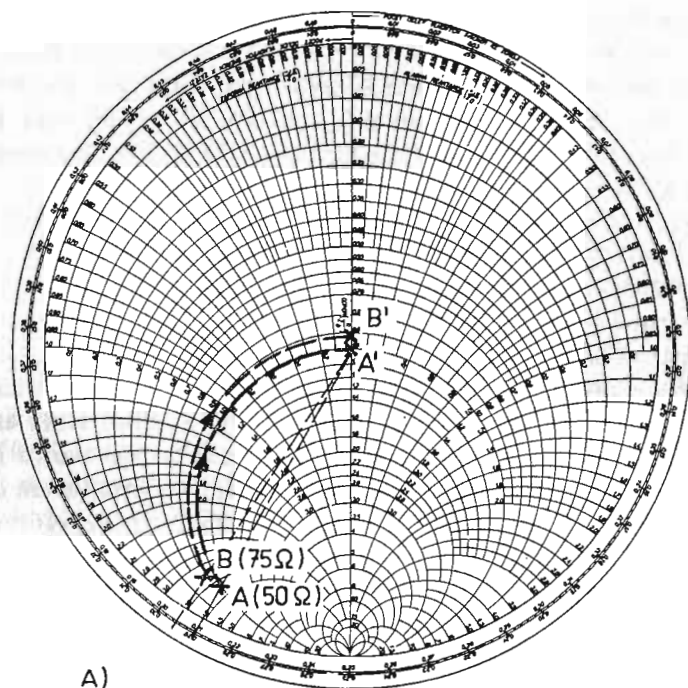
Pro antény $\lambda/4$ a $5/8 \lambda$ přicházejí v úvahu tři základní způsoby umístění. Nejméně vhodné je na některém z předních blatníků, o něco lepší umístění je ve středu víka kufru (pokud není motor vzadu) a nejlepší je uprostřed střechy karosérie, a to i v případě, že střecha má malé větrací okénko. Anténa $\lambda/4$ na blatnících i na víku kufru může mít z důvodu zastínění nebo nevhodné protiváhy ve svém vyzařovacím diagramu tak výrazná minima (10 dB i více), že mohou způsobit ztrátu spojení nebo i jeho neuskutečnění. Téměř všesměrový vyzařovací diagram dostaneme při umístění antény na střeše vozidla, po-

chopitelně v jejím středu. Daleko lepší je na tom pro všechny tři případy umístění antény s délkou $5/8 \lambda$, i když pořadí výhodnosti jednotlivých způsobů umístění zůstává zachováno. Také minima ve vyzařovacím diagramu jsou pro umístění na blatníku či na víku kufru menší. Obecně lze konstatovat, že anténa s délkou $5/8 \lambda$ výrazně přispívá ke kvalitě spojení mobilní stanice.

Kromě vyzařovacího diagramu hraje svou úlohu impedanční přizpůsobení antény. Anténa $\lambda/4$, tj. asi 50 cm v pásmu 145 MHz, téměř žádné problémy s přizpůsobením nemá, pokud dosáhneme toho, že opletení koaxiálního kabelu je spojeno dokonale s karosérií vozidla v místě patního držáku antény. Impedance antény je asi 35 Ω , což znamená ČSV 2 při impedanci kabelu 75 Ω a při 50 Ω asi 1,4. První případ představuje ztráty nepřizpůsobením jen 11 %. Proti tomu anténa $5/8 \lambda$ potřebuje impedanční kompenzaci, protože její vlastní impedance je taková, že bychom se např. při měření reflektometrem mohli domnívat, že napájecí kabel k anténě je utržen nebo má zkrat (viz body A a B na obr. 1.48A).

V podstatě můžeme anténu o délce kolem $5/8 \lambda$ impedančně přizpůsobit dvojím způsobem podle [55], kde se bere v úvahu anténa o délce $4,75/8 \lambda$ při napájení kabelem s impedancí 75 Ω nebo anténa dlouhá $5/8 \lambda$ pro napájení kabelem s impedancí 50 Ω ($4,75/8 = 116$ cm a $5/8 = 122$ cm). Jak je z diagramu na obr. 1.48A vidět, potřebujeme v obou případech kompenzovat sériovou indukčností, kterou lze realizovat i zkratovaným sériovým koaxiálním vedením, jímž dosáhneme toho, že napájecí kabel „uvidí“ impedanci odpovídající normované impedanci ve středu diagramu, tj. 50 nebo 75 Ω . Rozdíl je pouze v tom, že pro různé impedance potřebujeme mírně rozdílné kompenzační pahýly. Jejich elektrická délka je 0,205 a 0,21 λ , což pro kabel s plným polyetylenovým dielektrikem představuje fyzikální délku 310 mm pro 50 Ω nebo 280 mm pro 75 Ω .

Určitý problém nastává proto, že kompenzace je sériová, tzn., že se kompenzační pahýl nesmí nikde dotýkat karosérie vozidla. Na obr. 1.48B a D jsou naznačeny způsoby, které lze k tomu využít. První z nich vkládá kompenzační pahýl do prutu antény a druhý pod karosérii vozidla, kde je upevněn např. na podložce z pěnového polystyrenu, aby kapacita mezi karosérií a pahýlem byla malá.



Obr. 1.48. A) Grafické znázornění impedance antény $5/8\lambda$ a její kompenzace; B) umístění kompenzačního pahýlu v anténě; C) provedení kompenzačního pahýlu; D) kompenzační pahýl pod karosérií; E) kompenzace cívku, případně s použitím paralelního kondenzátoru

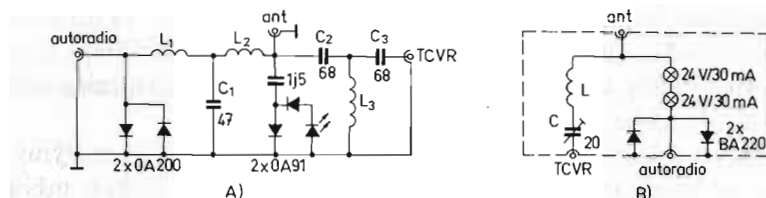
V některých případech je pro uživatele lákavější použít kompenzaci pomocí cívek a kondenzátorů, což je někdy i nutné, když impedance samotné antény je díky umístění ještě blíže k okraji diagramu než jsou body *A* a *B* na obr. 1.48A.

Protože kompenzace impedancí pomocí laděných vedení se výrazně rozšířily pouze mezi těmi, kteří je umějí používat a mohou měřit impedanci (nikoliv jen ČSV), obsahují některé návody ke kompenzaci antén $5/8\lambda$ pouze cívky, případně cívku a kondenzátor. Pro případ, který odpovídá anténě v diagramu na obr. 1.48A, vystačíme s prostou sériovou cívku, pro kterou se uvádí potřebná indukčnost 0,3 až 0,4 μH , což v praxi představuje asi 4 závitů drátu $\varnothing 1,5 \text{ mm}$ na tělísku s $\varnothing 15 \text{ mm}$ a s délkou vinutí 40 mm. Jiný návod uvádí pro anténu dlouhou 122 cm dvouzávitovou cívku s průměrem drátu 5 mm na průměru 43 mm a s délkou vinutí 50 mm.

Již jsme se zmínili o tom, že umístění a vlastnosti patního držáku (jeho kapacita vůči karosérii) způsobí, že impedance samotné antény je blíže okraji Smithova diagramu. V [54] je uvedeno, že kapacita držáku z k. p. TESLA Pardubice ze stanice 160 MHz je 12 pF, ze stanice 80 MHz 25 pF a kapacita držáku ze stanice RF-11 je 5 pF. Potom zůstává sériová indukčnost téměř stejná, ale z místa připojení napájecího kabelu je nutné vést kondenzátor k zemi a nastavit jeho kapacitu na nejmenší ČSV. Po nastavení kondenzátor vyjmeme, změříme a nahradíme pevným kondenzátorem v robustnějším provedení. Pro případ impedance antény $\lambda/4$ se dá při napájení s impedancí 75 Ω použít kompenzace podle obr. 1.4A nebo 1.4B. Existují ještě i další a složitější způsoby kompenzace, ale ty se neobejdou bez měřiče impedance a samotný měřič ČSV (reflektometr) na ně nestačí.

Užitečným doplňkem může být při mobilním provozu anténní výhybka, která umožňuje, aby k téže anténě mohl být připojen i rozhlasový přijímač, protože ne každý je ochoten si své auto ozdobit další anténou, i když se vyskytují majitelé vozidel, kteří mají na svém autě dvě antény i v případě, že uvnitř mají jen kazetopáskový přehrávač. K tomuto účelu slouží anténní výhybky, u nichž dochází ke kmitočtovému oddělení pásma 145 MHz od rozhlasových pásem DV, SV a KV.

Jedna z takových výhybek (lze použít i názvu anténní sdružovač)



Obr. 1.49. Dva způsoby konstrukčního provedení anténní výhybky

byla popsána v [56] a její zapojení je na obr. 1.49A. Signály z vysílače do antény nebo z antény do přijímače radiostanice jsou od rozhlasového přijímače odděleny obvodem z cívek L_1 a L_2 , kondenzátoru C_1 a vstup rozhlasového přijímače je chráněn antiparalelně spojenými germaniovými diodami. Naopak vstupu signálů rozhlasových stanic do signálové cesty radiostanice brání obvod z kondenzátorů C_2 , C_3 a cívky L_3 . Indikace zapnutého vysílače se ve výhybce děje světelnou diodou napájenou částí energie z vysílače. Podle původního zahraničního pramene činí oddělení signálových cest 40 dB, ale u pásem rozhlasu na VKV asi nelze předpokládat stejnou úroveň oddělení. Cívky L_1 a L_2 mají 4 závitů drátu $\varnothing$ 1,2 mm na $\varnothing$ 6,5 mm s délkou vinutí 12,5 mm. Cívka L_3 má 20 závitů vinutých těsně na tělisku $\varnothing$ 6,5 mm.

Jiný způsob (také převzatý ze zahraniční literatury) a u nás uveřejněný v [57] je uveden na obr. 1.49B. Při poslechu přes rozhlasový přijímač prochází signál přes obě žárovky na vstup přijímače a vysoká impedance sériového obvodu LC mu nedovoluje dostat se na vstup transceiveru. Signál z antény v pásmu 145 MHz projde snadno sériovým obvodem LC a naopak, odpor žárovek mu nedovolí přicházet na vstup rozhlasového přijímače. Při vysílání však určitou část energie pohltí obě žárovky, které jsou diodami zkratovány na zem. Cívky L_3 tvoří 3 závitů drátu $\varnothing$ 1 mm samonosně na průměru 6 mm. Trimr C musí být dimenzován úměrně k vysokofrekvenčnímu výkonu vysílače.

Antény pro přenosné radiostanice

Přenosné stanice (kapesní či kabelkové) mají při spojení několik nevýhod. Mezi ně patří např. malý výkon vysílače s ohledem na zdroj, u jednodušších provedení to bývá někdy přijímač s nevalnými pa-

rametry, antény jsou většinou kratší než $\lambda/2$ a nezanedbatelný je vliv lidského těla.

Lidské tělo se při práci stanice s kmitočty nad 30 MHz chová jako nedokonalý vodič, a proto pohlcuje část energie vyzářené anténou nebo na anténu dopadající. Protože se projevuje i jako vodič, uplatňují se i jeho rozměry, a tak lidské tělo při kmitočtech mezi 30 až asi do 80 MHz působí jako direktor a při vyšších kmitočtech jako reflektor. Toho se dá v některých mezních podmínkách i využít, ale většinou jsou to vlastnosti dost proměnlivé i nevýrazné. V každém případě však lidské tělo vytváří s radiostanicí a její anténou určitou soustavu, která kvalitě spojení spíše škodí než prospívá. Účinnost antén přenosných radiostanic se zvětšuje s vyzařovacím odporem antény, který stoupá s jejich délkou a snižuje se vazbou mezi radiostanicí s anténou a lidským tělem.

Měření vlivu vlastností lidského těla na soustavy přenosná radiostanice-anténa jsou velmi komplikovaná a jejich reprodukovatelnost není stoprocentní. Určité závislosti jsou však zjištělné. Uvedeme několik orientačních hodnot ztrát proti dipólu $\lambda/2$ pro antény 0,1 λ , 0,28 λ a 0,5 λ na kmitočtech velmi blízkých pásmu 145 MHz v obvyklých pracovních polohách. U kabelové radiostanice umístěné na boku operátora to jsou hodnoty -17, -12, -7 a -1,5 dB. U těžké radiostanice na břiše operátora je to -11, -7, -3 a -1 dB. Radiostanice v kapesním provedení držaná v ruce před obličejem je na tom lépe a pro zmíněné délky antén má ztráty -5, -3,5 a -2 a 0 dB. U kapesních radiostanic se ČSV antén při délkách již uvedených pohybuje mezi 1,5 až 2,5 podle stupně přizpůsobení a vlivu lidského těla a u kabelkových to platí pro délky antén 0,28 a 0,5 λ .

Prutová provedení antén pro kapesní a kabelkové radiostanice mohou při manipulaci způsobit komplikace a někdy i zranění, např. úraz oka. Proto se občas nahrazují spirálovými anténami s velmi malým poloměrem spirály vůči vlnové délce, které vyzařují jako antény prutové. Jsou podstatně kratší než antény prutové a mají vůči nim příznivější impedanci, ale z jejich menší délky vyplývá jejich menší tzv. efektivní výška.

V [58] byla popsána taková anténa pro kapesní transceivery v pásmu 145 MHz. Délka antény bez konektoru je 14 cm a tvoří ji 40 závitů

ocelového drátu, které jsou samonosné s průměrem 9 mm. Impedance antény je asi 32Ω (ČSV asi 2 pro 75 Ω). U radiostanic uvedeného typu je důležité, aby impedance na jejich konektoru byla 50 nebo 75 Ω k přímému připojení i jiných antén. Přizpůsobovací obvody prutových antén jakéhokoliv provedení by měly být u antény (v jejím konektoru).

Reflektometr pro 145 a 433 MHz

Reflektometr (směrový vazební člen) je přístroj, který v radioamatérské praxi dovoluje uskutečnit několik poměrně přesných vysokofrekvenčních měření, ovšem za předpokladu, že se mu při stavbě věnuje patřičná péče. To je ostatně zásada platná nejen pro reflektometr. S jeho pomocí můžeme kontrolovat provozní stav napáječe i antény, podle jeho údajů můžeme ladit vysílač a v relativně úzkých pásmech, kterými amatérská pásma jsou, jej můžeme použít i jako průchozí měřič výkonu. Pokud bude někdo chtít, může dále popsaný reflektometr vylepšit i k provozní kontrole přijímače, a sice tím způsobem, že do jeho víčka (přibližně uprostřed) dá třetí smyčku, kterou bude napájet přiměřeným napětím ze signálního generátoru, kalibrátoru nebo šumového generátoru a bude tak moci kontrolovat stav svého přijímače. Ve své konečné podobě může reflektor nahradit různé měřicí dipóly i dost nevhodné „žárovkové wattmetry“.

Pro zachování impedanční homogenity napájecí trasy mezi vysílačem a anténou jsou rozhodující vnitřní rozměry reflektometru. Pro těleso se čtvercovým vnitřním průřezem a s vloženým vodičem kruhového průřezu lze použít podle [59] vzorec:

$$Z_0 = 138 \log 10 \frac{0,539h}{a},$$

kde h – délka vnitřní strany čtvercového průřezu,
 a – poloměr středního vodiče.

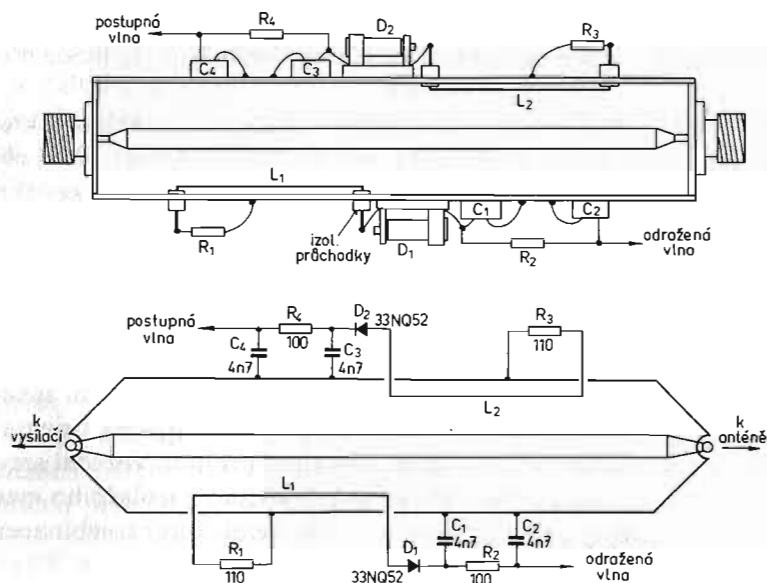
Pro impedanci 75 Ω je $h = 19,5$ mm, $a = 6$ mm. Celková délka reflektometru bez konektorů je 132 mm a mohla by být menší, kdyby

smyčky reflektometru nebyly od sebe tolik vzdáleny, ale tím by se mezi nimi zvětšila vzájemná vazba a měřené hodnoty by byly méně přesné.

Na koncích reflektometru jsou umístěny koaxiální konektory, které je vhodné pro dokonalejší spojení k reflektometru připájet. Mezi oběma konektory je uchycen střední vodič a se středními vodiči konektorů spojen pájením. Pájením jsou také spojeny stěny krabičky, ke které se šrouby připevňuje víčko, na němž může být již zmíněná třetí smyčka ke kontrole přijímače. Kmitočty 145 a 433 MHz nejsou příliš vysoké, ale nebude na škodu budou-li díly reflektometru postříbřeny.

Do prostoru reflektometru zasahují dvě vazební smyčky (L_2 pro postupnou a L_1 pro odraženou vlnu), které v kombinaci se svými zakončovacími odpory vytvářejí směrové vazby. Jejich opačná orientace umožňuje, aby každá byla citlivá na jiný směr proudu. Vazební smyčky procházejí stěnami reflektometru průchozkami z izolačního materiálu (nejlépe teflon) a jsou zakončeny vždy paralelními kombinacemi odporů 330 Ω (odpor R_1 a R_3) v provedení TR112a nebo TR151. Usměrnovací diody D_1 a D_2 jsou vybrány z tzv. „centimetrových“ ve válečkových keramických pouzdrech. Diody jiného provedení jsou převážně vhodné pouze pro pásmo 145 MHz. Protože obě smyčky je možné stejně nastavit, měly by obě diody mít stejné elektrické parametry, aby reflektometr mohl měřit stejně z obou směrů. Diody v keramických pouzdrech nelze bez nebezpečí jejich poškození pájet a jsou proto upevněny v kontaktních držácích z fosforbronzového plechu, opět na teflonových podložkách (může to být i sklolaminát). Za diodami jsou filtrační obvody z kondenzátorů 4,7 nF (C_1 až C_4) z kvalitní keramiky a odporů 100 Ω (R_2 a R_4) opět v provedení TR112a či TR151. Celková sestava reflektometru a jeho elektrické schéma jsou na obr. 1.50A a B.

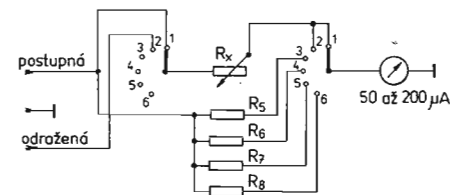
Přívody všech součástek musejí být co nejkratší a vývody, které se uzemňují, se připájejí přímo k vnějšku reflektometru, a to nejlépe přes přinýtovaná pájecí očka. Smyčky kromě průchodu teflonovými průchozkami procházejí ještě pérovými kontakty, aby bylo možné při nastavování reflektometru měnit jejich vazbu se středním vodičem a teprve po nastavení se pérové kontakty zapájejí v definitivní poloze smyček. Hloubku zapuštění smyček do koaxiálního vedení reflektometru



Obr. 1.50. A) Rozmístění součástek reflektometru; B) schéma reflektometru

metru volíme co nejmenší, abychom na co nejmenší míru omezili kapacitní vazbu mezi smyčkami a středním vodičem reflektometru, protože ta nevykazuje směrovou vazbu. Je pochopitelné, že veškeré pájení se bude dít cínem a kalafunou s vyloučením jakýchkoliv pájecích past, jejichž zbytky podporují korozi. Zbytky kalafuny se po pájení vymyjí nebo odloupnou.

Díky vzájemnému posunutí smyček je mezi nimi vazba asi -35 až -40 dB, která neovlivňuje měření. Smyčky je vhodné zapustit do reflektometru tak, aby světlost mezi nimi a stěnou reflektometru byla 1 až 1,5 mm. Protože obě pásma jsou od sebe kmitočtově příliš vzdálena, případná kmitočtová kompenzace by značně snížila citlivost reflektometru a pro měření výkonu bude nutné cejchování pro každé pásmo zvlášť a navíc pro každé pásmo alespoň dva výkonové rozsahy, jak je zřejmé ze schématu stejnosměrného doplňku reflektometru – viz obr. 1.51.



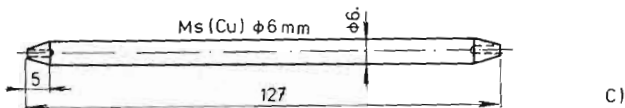
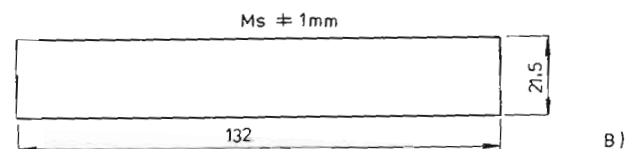
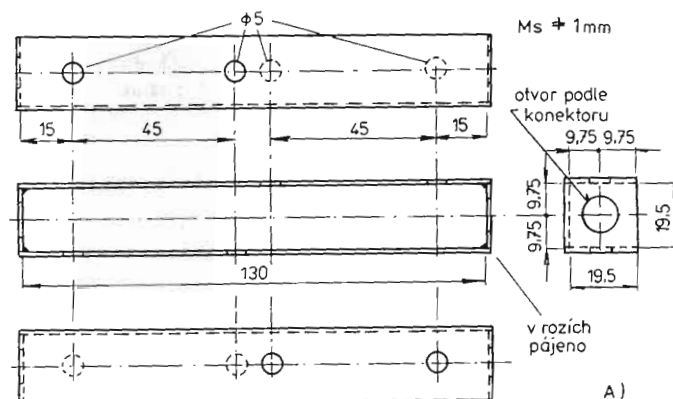
Obr. 1.51. Zapojení stejnosměrného přípravku k reflektometru. U šestipolového dvoupólového přepínače jednotlivé polohy znamenají: 1 – postupná vlna, 2 – odražená vlna, 3 – výkon N_1 (např. do 10 W) pro 145 MHz, 4 – výkon N_2 (např. do 50 W) pro 145 MHz, 5 – výkon N_3 (např. do 10 W) pro 433 MHz, 6 – výkon N_4 (např. do 50 W) pro 433 MHz

Výkonové cejchování jednotlivých rozsahů děláme pomocí zakončovacího odporu se stejnou impedancí jakou má napáječ. Protože diody mají nelineární charakteristiku, zhotovíme si zakončovací odpory pro ČSV 1,5, 2 a 3 tak, že paralelně spojíme vhodné odpory. I pro cejchování s výkony řádově desítek wattů postačí odpory v provedení pro 1 W, protože měření je krátkodobé.

Odpory R_5 a R_6 vybíráme nejprve odhadem, protože napětí z detektorů budou pro každý výkonový rozsah různá a navíc závisí na vnitřním odporu měřidla a také napětí budou z obou pásem různá (na 433 MHz při stejném výkonu pochopitelně větší). To nejlépe dokazuje několik následujících orientačních údajů pro některá ručková měřidla v pásmu 145 (433) MHz o průchozím výkonu, který potřebujeme k maximální výchylce měřidla. DHR 5/100 μ A 1,75 (0,35) W, DHR 5/50 μ A 0,45 (0,15) W a DHR 3/100 μ A 0,55 (0,12) W.

Pro cejchování reflektometru k měření ČSV si zhotovíme již zmíněné zakončovací odpory. Pro ČSV vyšší než 3 je už nepotřebujeme, protože takový ČSV je vždy špatný a na jeho přesné hodnotě nezáleží. Zapneme vysílač, odporem R_4 nastavíme maximální výchylku a přepneme z polohy 1 do polohy 2 při stejné hodnotě odporu R_4 a zjištěnou hodnotu pro odraženou vlnu si poznačíme. To opakujeme se zakončovacími odpory pro ČSV 1,5, 2 a 3.

Jednotlivé výkonové rozsahy reflektometru ocejhujeme tak, že reflektometr zakončíme odporem pro ČSV 1 a výkon v zátěži měříme



Obr. 1.52. A) Hlavní rozměry tělesa reflektometru; B) víčko reflektometru; C) vnitřní vodič reflektometru; D) smyčka reflektometru

např. pomocí zakončovacího odporu spojeného s vhodným vysokofrekvenčním voltmetrem, pokud se k ocejchování nepodaří vypůjčit nějaký měřič výkonu. Pro zvolené výkonové rozsahy nastavujeme i hodnoty odporů R_5 až R_8 .

Při ladění vysílače na maximální výkon používáme kteroukoliv z vyhovujících poloh přepínače kromě polohy 2, protože při dokonalem přizpůsobení bychom se ničeho nedoměřili.

Všechny důležité mechanické díly reflektometru jsou uvedeny na obr. 1.52A až D. Změnou průměru vnitřního vodiče je možno reflektometr upravit pro impedanci 50Ω , otvory ve středním vodiči mají průměr a hloubku podle použitých konektorů a právě tak se upravují i průměry otvorů v bočních stěnách, aby jejich průměr souhlasil s vnitřním průměrem vnějšího pláště konektoru. Zdánlivá pracnost reflektometru i náročnost jeho nastavení a ocejchování se mnohokrát vrátí při jeho používání.

Literatura

- [1] Macoun, J., OK1VR: Směrové antény pro amatérská VKV pásma. Naše vojsko, Praha 1965.
- [2] Jordan, K., OK1BMW: Amatérská radiotechnika a elektronika, I. díl, kapitola „Antény“. Naše vojsko, Praha 1984.
- [3] OK1VCW: Amatérská měření kolem antén. Radioamatérský zpravodaj č. 8/1971, str. 1 až 7.
- [4] OK1VR: Měření dvouprvkové antény cubical quad. Radioamatérský zpravodaj č. 3/1972, str. 4 a 5.
- [5] OK1VCW: Zisky antén quad. Radioamatérský zpravodaj číslo 3/1975, str. 9 až 12.
- [6] OK1VCW: Soutěž o nejlepší anténu – II. Radioamatérský zpravodaj č. 4/1977, str. 29.
- [7] OK1VCW: Několik poznámek k anténám quad. Radioamatérský zpravodaj č. 1/1978, str. 19 až 21.
- [8] Burger, O., OK2ER: Anténa pro dálkový příjem FM a TV. Amatérské rádio č. 12/1977, str. 467 až 469.
- [9] OK1DAK: Swan – kouzelná anténa? Radioamatérský zpravodaj č. 4/1978, str. 14 až 17.
- [10] Závodský, J., OK1ZN: Změřené parametry antény Swan, Amatérské rádio č. 12–A/1978, str. 457 a 458.
- [11] OK3AU (ex-OK3CDI): Sůlaž o nejlepšíu anténu – III. Radioamatérský zpravodaj č. 9/1978, str. 12 a 13.

- [12] OK1VCW: Opět k ziskům antén. Radioamatérský zpravodaj č. 1/1981, str. 10 až 13.
- [13] OK1VR: Zkušenosti z měření antén při semináři techniky VKV 1981. Radioamatérský zpravodaj č. 10/1981, str. 14 až 17 (doplňk s opravou v RZ č. 2/1982, str. 31).
- [14] OK1NW: Všesměrové vertikální antény se ziskem. Radioamatérský zpravodaj č. 11–12/1981, str. 7 až 13.
- [15] OK1VCW: Decibely šumu a zisku. Radioamatérský zpravodaj č. 1/1982, str. 29 a 30.
- [16] DL6WU: Gewinnmessungen an UKW-Yagi-Antennen. cq-DL č. 5/1980, str. 219 až 221.
- [17] Schwarzbek, G., DL1BU: Streifzug durch den Antennenwald VHF–UHF–Antennenmesstechnik. cq-DL č. 1/1981, str. 9 až 20.
- [18] Schwarzbek, G., DL1BU: Streifzug durch den Antennenwald, Messung des Antennengewinns. cq-DL č. 7/1982, str. 332 až 335.
- [19] Oberrender, O., Y23RD: Yagi-Antennen für den Funkamateu, Funkamateu č. 1 až 6/1982.
- [20] Procházka, M.: Zisky a „nadzisky“ antén. Sdělovací technika č. 7/1978, str. 246.
- [21] Viezbicke, P. P.: Yagi Antenna Design. Ministerstvo obchodu USA a National Bureau of Standards, USA.
- [22] WIHDQ: The Swan Multidrive 2-Meter Antenna. QST č. 10/1969, str. 42, 43 a 56.
- [23] Chen, C. A.; Cheng, D. K.: Optimum Element Lengths for Yagi-Uda Arrays. IEEE Trans. Ant. Prop., leden 1975, str. 8 až 14.
- [24] K8YNB: The VHF Quagi: QST č. 4/1977, str. 11 až 14.
- [25] OK1VCW: Paralelní řazení VKV antén. Radiamatérský zpravodaj č. 3/1973, str. 15 až 17.
- [26] G3WCO: A colinear antenna for repeaters. Radio Communication č. 10/1978, str. 854 a 855.
- [27] OK1VCW: Vertikální anténa pro pásmo 145 MHz. Radioamatérský zpravodaj č. 4/1973, str. 18 až 20.
- [28] OK1VR: VKV technika č. 12/1968, str. 12 podle článku DL1MH v časopisu Funk-technik č. 22/1967.
- [29] Technical Topics. Radio Communication č. 12/1979, str. 1144 až 1145.
- [30] 73 Magazine, červenec 1971, str. 42.
- [31] OK1KRC: 4 el. Yagi pro 145 MHz, VKV technika č. 13/1968.

- [32] OK1KRC: Yagiho antény pro 145 a 433 MHz. Radioamatérský zpravodaj č. 10/1973, str. 3 až 5.
- [33] Jagi za 144 MHz. Radioamatér č. 7–8/1982, str. 229.
- [34] OK1MBS: Antény pro pásmo 145 MHz. Radioamatérský zpravodaj č. 1/1984, str. 10 až 13.
- [35] Schubert, R.: Die 7-element-Cubical-Quad für 144 MHz nach GW4CQT. Funkamateu č. 9/1982, str. 452.
- [36] Podklady poskytnuté OK1MBS.
- [37] OK1VAM: Anténní soustava pro pásmo 1 296 MHz. Radioamatérský zpravodaj č. 10/1973, str. 6 až 8.
- [38] The G3JVL loop-Yagi antenna. V rubrice „Microwaves“ časopisu Radio Communication č. 9/1978, str. 782 a 783.
- [39] OK1VAM: Anténní soustava pro pásmo 2 304 MHz. Radiamatérský zpravodaj č. 3/1974, str. 8 a 9.
- [40] Thote, W.: Y24PL: Amateurfunk im 10-GHz-Band. Funkamateu č. 5/1980, str. 245 a 246.
- [41] G6JP: VHF–UHF Manual. RSGB, London 1969.
- [42] DC0MT: Die Short-Backfire-Antenne. cq-DL č. 11/1982, str. 540 až 542.
- [43] The Radio Amateur's VHF Manual. ARRL, Newington 1972.
- [44] OK1VCW: Širokopásmová anténa pro 1 296 a 2 304 MHz. Radioamatérský zpravodaj č. 5/1975, str. 11 až 13.
- [45] OK1BMW: Antény pro spojení přes družicové převádeče. Radioamatérský zpravodaj č. 9/1974, str. 8 až 13.
- [46] Jordan, K.: Antény. Přednášky z amatérské radiotechniky. II. díl. Svazarm, Praha 1980.
- [47] OK1DAP: 70 cm anténa pro spojení přes družici OSCAR 7. Radioamatérský zpravodaj č. 3/1976, str. 7 až 9.
- [48] Grubišic, G.: Kružna polarizacija na 144 MHz. Radioamater č. 11/1982, str. 336 a 337.
- [49] Čaha, V.; Procházka M.: Antény. SNTL, Praha 1956, str. 327 až 330.
- [50] OK3CDI: Skrutkovicová smerová anténa, helical pre pásmo 433 MHz. Radioamatérský zpravodaj č. 4/1976, str. 7 až 12.
- [51] 9M2CR: The ten-turn „chopstick“ helical: a high gain antenna for satellite work. Radio Communication č. 6/1981, str. 528 a 529.
- [52] Impedanční přizpůsobování šroubovicové antény. Sdělovací technika č. 6/1978, str. 214.

- [53] OK1KRC: Vyzařování a polarizace některých mobilních antén na 145 MHz. Radioamatérský zpravodaj č. 6/1974, str. 10 až 12.
- [54] OK1PG: Příspěvek k mobilním anténám pro 145 MHz. Radioamatérský zpravodaj č. 11–12/1976, str. 12 až 14.
- [55] OK1VCW: Impedanční kompenzace pro antény $5/8\lambda$ v pásmu 145 MHz. Radioamatérský zpravodaj č. 1/1977, str. 13 až 15.
- [56] Anténní výhybka pro vozidlovou anténu. Radioamatérský zpravodaj č. 6/1981, str. 10 až 12.
- [57] Sdružovač k mobilní anténě. Radioamatérský zpravodaj č. 2/1978, str. 19 až 20.
- [58] G8EEN: The „normal-mode“ helical aerial. Radio Communication č. 7/1974.
- [59] Marchand, M.: Ultrahigh Frequency Transmission and Radiation. 1947.
- [60] OK1VCW: Reflektometr pro VKV pásma. VKV technika číslo 13/1968, str. 2 až 11.

Dr. Ing. Josef Daneš, OK1YG

PASÍVNÍ SOUČÁSTI V ELEKTROTECHNICE

Radioamatér používá ve svém zařízení součástek aktivních (diody, tranzistory, elektronky, integrované obvody), součástek pasivních (které jsou nositeli odporu, kapacity a indukčnosti), materiálů a součástí konstrukčních, spojovacích, přepínacích apod. a indikátorů měřidel pro kontrolu činnosti obvodů a zdrojů.

Elektrické, magnetické, tepelné a jiné vlastnosti se vyjadřují v základních jednotkách a jejich násobcích, označovaných normalizovanými předponami dle následující tabulky:

10^{18}	exa-	E	10^{-1}	deci-	d
10^{15}	peta-	P	10^{-2}	centi-	c
10^{12}	tera-	T	10^{-3}	mili-	m
10^9	giga-	G	10^{-6}	mikro-	μ
10^6	mega-	M	10^{-9}	nano-	n
10^3	kilo-	k	10^{-12}	piko-	p
10^2	hekto-	h	10^{-15}	femto-	f
10	deka-	da	10^{-18}	atto-	a

Proud, napětí, odpor

Základními fyzikálními veličinami jsou délka, hmotnost, čas, elektrický proud, teplota, látkové množství a svítivost.

Jednotkou elektrického proudu je ampér (1 A). Odvozuje se z magnetického účinku elektrického proudu. Je to proud, který při stálém průtoku dvěma rovnoběžnými přímými, nekonečně dlouhými vodiči zanedbatelného kruhového průřezu, umístěnými ve vakuu ve vzdálenosti 1 metru, vyvolá mezi vodiči sílu $2 \cdot 10^{-7}$ newtonu na 1 metr délky.

Elektrický proud je tokem elektronů. Vzniká tam, kde je rozdíl potenciálů a vodivé spojení. Elektrický potenciál je veličina daná podílem práce potřebné k přenesení náboje z referenčního místa (zemský povrch nebo bod v nekonečnu) do uvažovaného bodu a přeneseného náboje.

Jestliže k přenesení náboje 1 coulomb (C) je zapotřebí 1 joule, je rozdíl potenciálů 1 volt (V).

Když elektrický náboj 1 coulomb proteče vodičem (při stálém proudu) za 1 sekundu, proud má intenzitu 1 ampér (A).

Protéká-li stejnosměrný proud o intenzitě 1 A vodičem, mezi jehož konci je rozdíl potenciálů (napětí) 1 V, má vodič odpor 1 ohm (Ω). Odpor se označuje písmenem R . Převrácená hodnota odporu je vodivost:

$$G = \frac{1}{R}.$$

Jednotkou vodivosti je 1 siemens (S). Takovou vodivost má vodič o odporu 1 Ω . (V anglosaské literatuře se někdy pro tutéž vodivost používá 1 mho.)

Elektrický náboj je mírou elektrických vlastností hmotného objektu, které se navenek projevují jako silové pole. Ve staré literatuře se ještě setkáme s pojmem „elektrické množství“, který byl z hlediska nových názorů na elektřinu nahrazen pojmem elektrický náboj. Jeho jednotka byla odvozena od chemických účinků elektrického proudu (1 coulomb je takové „množství elektřiny“, které z roztoku dusičnanu stříbrného vyloučí 1,118 mg stříbra). Jestliže toto „množství elektřiny“ proteče vodičem za jednu sekundu, má elektrický proud intenzitu 1 ampér. V soustavě IS, nyní platné, je postup právě opačný. Neodvozuje se intenzita proudu od náboje, nýbrž náboj z intenzity proudu; 1 coulomb je elektrický náboj, který proteče vodičem za jednu sekundu při proudu 1 A.

Elektrické napětí, neboli rozdíl potenciálů 1 volt, je mezi takovými dvěma místy, kde se přenesením náboje 1 coulombu z místa nižšího potenciálu do místa potenciálu vyššího vykoná práce 1 joule. Takovou práci vykoná těleso, které působí stálou silou 1 newtonu (tj. silou, která udělí volnému tělesu o hmotnosti 1 kilogramu zrychlení 1 metr za 1 sekundu na druhou) na dráze 1 metru ve směru síly.

Součin ustáleného elektrického proudu v části uzavřeného obvodu a působícího elektrického napětí je výkon elektrického proudu:

$$P = U \cdot I. \quad [W; V, A]$$

Hlavní jednotkou je 1 watt; takový výkon má zařízení, které vykoná práci jednoho joulu za jednu sekundu.

Napětí samo o sobě nestačí k posouzení zdroje. Při procsávání hustých vlasů hřebenem nebo při svlékání prádla z umělých hmot může vzniknout napětí několik tisíc voltů, které člověku neublíží. Je však řada případů, kdy byli lidé usmrceni při doteku spotřebiče připojeného na síťové napětí 220 V. Ve starších knihách se výkon elektrického proudu přirovnával k výkonu vodního toku. Výškový rozdíl mezi místy, odkud voda teče a kde koná práci, znázorňoval rozdíl potenciálů, množství vody vyvolávalo představu „elektrického množství“, resp. elektrického náboje, překážky, které má voda v cestě, se podobají odporu vodiče. Jaké stroje může voda pohánět – to záleží na množství protékající vody a na jejím spádu, tedy na součinu proudu a napětí.

Vztah mezi napětím, proudem a odporem vyjadřuje Ohmův zákon:

$$U = I \cdot R. \quad [V, A, \Omega]$$

Když vyjádříme napětí, resp. proud pomocí Ohmova zákona a dosadíme je do vzorce pro výkon elektrického proudu, dostaneme výrazy:

$$P = I \cdot R \cdot I = R \cdot I^2,$$

$$P = U \cdot \frac{U}{R} = \frac{U^2}{R}.$$

Materiál, který má malý odpor a velkou vodivost, se nazývá vodič. Materiál o velkém odporu a malé nebo nepatrné vodivosti se nazývá nevodíč, izolant. Existuje také pojem supravodivost, kterým se označuje velký vzestup vodivosti některých kovů při teplotách blízkých nule K. (odpor se v tom případě blíží k nule).

Velikost odporu záleží na vlastnostech materiálu a na jeho rozměrech:

$$R = \rho \frac{l}{S},$$

kde l = délka vodiče, [m]
 S = průřez vodiče, [mm²]
 ρ = měrný odpor. [$\Omega \cdot \text{mm}^2 \cdot \text{m}^{-1}$]

Odpor je tedy přímo úměrný délce vodiče a nepřímo úměrný jeho průřezu. Konstanta úměrnosti ρ je veličina, která charakterizuje schopnost látky vést elektrický proud. Může se stát, že si musíme odpor vyrobit. K tomu je užitečné znát měrný odpor i teplotní součinitel materiálů, ze kterých budeme vybírat. Hodnoty v následující tabulce jsou jen přibližné:

	při γ 20 °C	ρ	c	α
Hliník	2,7	0,027	0,214	$3,6 \cdot 10^{-3}$
Konstantan	8,4	0,49–0,51	0,1	$-5 \cdot 10^{-5}$
Manganin		0,42	0,01	$1 \cdot 10^{-5}$
Měď	9–9,05	0,017	0,091	$3,9 \cdot 10^{-3}$
Nikelin	8,9	0,433		$2,3 \cdot 10^{-4}$
Nikl	8,8	0,08	0,106	$4,0 \cdot 10^{-3}$
Ocel	7,85	0,1–0,25		$5,2 \cdot 10^{-3}$
Stříbro	10,5	0,016	0,055	$3,6 \cdot 10^{-3}$
Zinek	7,13	0,06	0,092	$3,7 \cdot 10^{-3}$
Železo	7,9	0,1	0,111	$4,5 \cdot 10^{-3}$
Bronz	8,8–8,9	0,022–0,135		$1,5 \cdot 10^{-3} - 2,6 \cdot 10^{-3}$
Mosaz	8,45	0,085		$1,5 \cdot 10^{-3}$

Poznámka:

γ = měrná tíha (g/cm³) (dříve se říkalo „měrná váha“),

c = měrné teplo (kcal/kg).

Zatížení, které musí odpor snést, je dáno jeho použitím. Nedoporučuje se využívat odporu do jeho nejvyšší zatížitelnosti. Necháme-li si 25 až 40 % rezervy, zajistíme si menší vývin tepla a menší pravděpodobnost poruchy. Od požadavku na nejvyšší přípustné oteplení dospějeme k proudové hustotě (poměr proudu k průřezu vodiče), na kterou dbáme i u propojovacích vodičů ve výkonových stupních, zejména tranzistorových, kde máme co činit s proudy o intenzitě nikoliv zanedbatelné.

Průchodem proudu vzniká teplo (Joulův zákon):

$$Q = P \cdot t. \quad [\text{cal}, \text{W}, \text{s}]$$

O velikosti ohřevu průtokem proudu si můžeme učinit představu s použitím vzorce:

$$\Delta g = \frac{P \cdot t}{4186 \cdot c \cdot G},$$

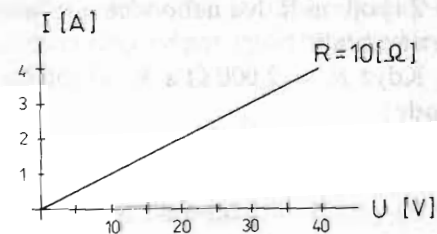
kde Δg = přírůstek teploty ve °C,

P = elektrický výkon [W],

t = čas [s]

c = měrné teplo [kcal/kg],

G = hmotnost vodiče.



Obr. 2.1. Napětí a proud na odporu

Nevíme sice dost přesně, kolik tepla se vyzáří do okolí a kolik zůstává na ohřívání vodiče, ale pro náš účel to stačí. Z výrazu pro výkon $P = R \cdot I^2$ známe hodnotu odporu i proud a zbývá tedy vybrat vhodný vodič a zvolit jeho průřez. Nakonec vypočítáme toleranci odporu vzhledem k ohřevu a upravíme ho podle výsledků měření vzhledem k jakosti vodičů, ze kterých jsme ho zhotovili.

Podle zkušeností praktiků nejvyšší přípustná proudová hustota u mědi v silnoproudých instalacích je 10 až 11 A/mm² (v praxi se však nepřekračuje 5 až 6 A/mm²), u hliníku 8 A/mm² a u železa 2,5 A/mm². Při konstrukci výkonových stupňů vysílačů a výkonových zdrojů se ani u měděných vodičů nedoporučuje překračovat výkonovou hustotu 4 A/mm² (zejména při vinutí, které se skládá z několika vrstev).

Vztah mezi napětím a proudem $i = f(u)$ je lineární a znázorňuje se přímkou (viz obr. 2.1).

Měrný odpor ρ , a tím i odpor vodiče, se mění s teplotou takto:

$$R_t = R_0 + R_0 \cdot \alpha \cdot \Delta t = R_0(1 + \alpha \cdot \Delta t),$$

kde R_0 = odpor při teplotě 20 °C, tj. 293 K,

Δt = přírůstek teploty ($t - t_0$),

α = teplotní součinitel odporu,

R_t = odpor po změně teploty.

Elektrický odpor je vlastnost hmoty, vodiče i nevodiče. Pro součástku, která je nositelkou této vlastnosti, byl vymyšlen název „odporník“. Ten se však neujal, a proto byl učiněn pokus zavést do češtiny anglický název „resistor“. I nadále se však udržuje název „odpor“ jak pro vlastnost, tak i pro součástku.

Zapojíme-li dva nebo více odporů (obr. 2.2) do série, jejich hodnoty se sčítají.

Když $R_1 = 2\,000\ \Omega$ a $R_2 = 250\ \Omega$, výsledný odpor v tomto obvodu bude:

$$R = R_1 + R_2 = 2\,250\ \Omega.$$

Po připojení vstupního napětí $U = 4,5\ \text{V}$ poteče proud:

$$I = \frac{U}{R} = \frac{4,5}{2\,250} = 0,002\ \text{A}.$$



Obr. 2.2. Dva odpory v sérii

Tento proud je v celém obvodu stejný.

Na odporech se vytvoří spád napětí:

$$U_{R1} = I \cdot R_1 = 0,002 \cdot 2\,000 = 4\ \text{V};$$

$$U_{R2} = I \cdot R_2 = 0,002 \cdot 250 = 0,5\ \text{V}.$$

Součet napětí na obvodu se rovná napětí na vstupu:

$$U_1 + U_2 = U = 4 + 0,5 = 4,5\ \text{V}.$$

Na odporu R_1 se spotřebuje elektrický výkon:

$$P_1 = R_1 \cdot I^2 = 2\,000 \cdot (0,002)^2 = 0,001\ \text{W};$$

$$P_2 = R_2 \cdot I^2 = 250 \cdot (0,002)^2 = 0,0001\ \text{W};$$

$$P_1 = \frac{U_1^2}{R_1} = \frac{4^2}{2\,000} = 0,008\ \text{W};$$

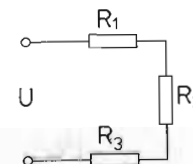
$$P_2 = \frac{U_2^2}{R_2} = \frac{0,5^2}{250} = 0,001\ \text{W}.$$

Celkový výkon spotřebovaný na obvodu bude:

$$P = P_1 + P_2 = 0,009\ \text{W}.$$

Tento výkon se proměňuje v teplo.

Nevěnovali jsme pozornost odporu vodičů, kterými je obvod zapojen, protože to bývá odpor malý a tedy zanedbatelný. Jestliže ho musíme vzít v úvahu, nakreslíme náhradní schéma, ve kterém považujeme odpor vodičů za nulový a jejich skutečný odpor vyjádříme myšleným rezistorem např. $R_3 = 1\ \Omega$ (obr. 2.3).



Obr. 2.3. Náhradní schéma sériového zapojení odporů

Proud tekoucí obvodem dosáhne intenzity 0,001 999 A; ostatní vypočtené hodnoty se změny jen nepatrně.

Jestliže výkonová ztráta překročí hodnotu, pro kterou je rezistor konstruován, může dojít k jeho zničení vysokou teplotou.

Když spojíme odpory paralelně, sčítají se vodivosti (obr. 2.4):

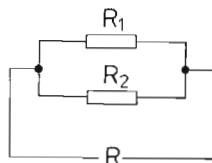
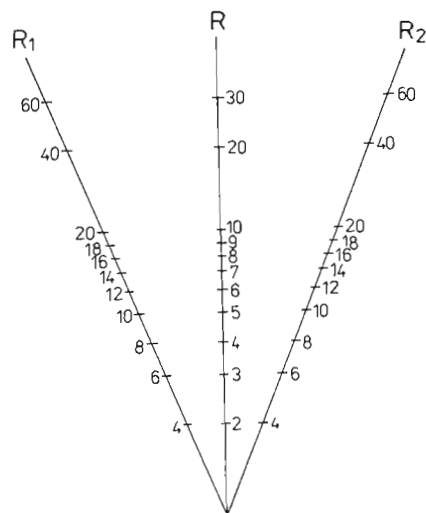
$$\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} = \frac{1}{R};$$

$$G_1 + G_2 = G;$$

$$\frac{1}{2\,000} + \frac{1}{250} = 0,0045\ \text{S};$$

$$\frac{1}{G} = R = \frac{1}{0,0045} = 222,2\ \Omega;$$

$$R = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \frac{2\,000 \cdot 250}{2\,000 + 250} = 222,2\ \Omega.$$



Obr. 2.5. Nomogram pro výpočet paralelních odporů

Při vstupním napětí $U = 4,5 \text{ V}$ teče obvodem proud $I = \frac{4,5}{222,2} = 0,02 \text{ A}$. Tento proud se rozdělí do obou větví:

$$I_1 = U \cdot S_1 = 4,5 \cdot 0,0005 = 0,00225 \text{ A};$$

$$I_2 = U \cdot S_2 = 4,5 \cdot 0,004 = 0,018 \text{ A};$$

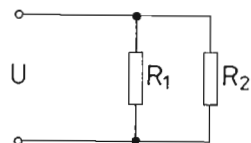
$$I = I_1 + I_2 = 0,00225 + 0,018 = 0,02 \text{ A}.$$

Výkon spotřebovaný na odporu R_1 je:

$$P_1 = 0,01 \text{ W}.$$

Výkon na odporu R_2 :

$$P_2 = 0,08 \text{ W}.$$



Obr. 2.4. Dva odpory paralelně

Celkový výkon spotřebovaný v obvodu bude:

$$P = P_1 + P_2; P = 0,01 + 0,08 = 0,09 \text{ W}.$$

Při sériovém řazení odporů se napětí rozdělí v poměru jednotlivých odporů a celým obvodem teče stejný proud.

Při paralelním řazení odporů je na obvodu stejné napětí a proud se rozdělí v poměru jednotlivých odporů.

Naše starosti s rezistory by tedy mohly být vyřešeny. To však platí jen pro obvody stejnosměrné. Jestliže protéká rezistory proud střídavý, nastanou další starosti a budou tím větší, čím vyšší je kmitočet střídavého proudu.

Drát, ze kterého je rezistor vyroben, tvoří cívku. Ta má indukčnost a jednotlivé závitů mezi sebou mají kapacitu.

Kde na tom nezáleží, používáme odpory drátových, které se vyrábějí především pro vyšší zatížení.

Indukčnost rezistorů je omezena u rezistorů vrstevných – uhlíkových nebo metalizovaných, tj. vyrobených z kovových slitin na keramickém tělísku. Typy se zvlášť potlačenou indukčností se označují písmenem „Z“.

Největší přesnosti se dosahuje u typů s vrstvou kovové odporové slitiny mezi dvěma keramickými destičkami. Stabilní a přesné odpory pro měřicí přístroje jsou zataveny ve skleněné trubičce. Jejich zatížitelnost je malá.

Někdy potřebujeme odpory nikoliv stabilní, nýbrž naopak závislé na teplotě, a to i ve velké míře. Odpory konstruované na bázi polovodičů, jejichž teplotní součinitel je pětikrát až padesátkrát větší než teplotní součinitel vodičů, se nazývají termistory (odvozeno z názvu thermoresistor). Jejich teplotní součinitel může být kladný nebo záporný. Používá se jich v měřicí a regulační technice jako čidel teploty, vlhkosti, proudění vzduchu, k tepelné kompenzaci, k omezování proudových nárazů apod.

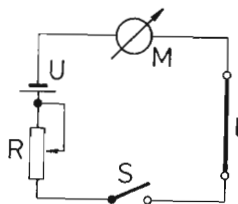
Odpory závislé na napětí se nazývají varistory. Slouží ke stabilizaci napětí, k ochraně proti přepětí a patří mezi polovodiče.

Odpory mohou být stálé, nastavitelné nebo proměnné. K nastavitelným odporům patří odpory s odbočkami a kolíkové reostaty nebo reostaty klikové (jednotlivá odporová vinutí jsou vyvedena na kon-

takty klikového přepínače na rozvaděčích). Proměnné odpory mohou být drátové nebo vrstvé; jsou to potenciometry, regulační odpory a odporové trimry. U odporů proměnných přibývá ještě další charakteristická vlastnost – průběh odporové dráhy v závislosti na úhlu natočení hřídele, který může být lineární, logaritmický, exponenciální.

Magnetické účinky proudu. Indukce

Kolem vodiče, kterým teče elektrický proud, vzniká magnetické pole. Můžeme se o tom přesvědčit jednoduchým pokusem: Máme kousek měděného drátu o průměru 2,7 mm a délce 65 cm. Orientujeme ho od severu k jihu a přes ochranný odpor R připojíme na zdroj stejnosměrného proudu o napětí $U=4,5$ V (obr. 2.6).



Obr. 2.6. Magnetické účinky proudu

Zvykněme si každou součástku před zapojením proměřit a udělat si alespoň orientační výpočet obvodu, který sestavujeme. Spočítáme si, že odpor drátu je asi $0,002 \Omega$. Pokud nemáme zařízení na měření tak malých odporů, zjistíme alespoň ohmmetrem, že je to odpor nepatrný, a že proud obvodem bude určen odporem R . Ten zvolíme tak, aby byl proud bezpečně v rozsahu měřidla M (jinak bychom je mohli zničit). Na drát položíme kompas a když sepne spínač S a obvodem teče proud asi 450 mA, magnetka se vychýlí přibližně o 20° . Směr výchylky můžeme odhadnout už předem: když položíme pravou ruku dlaní k magnetce tak, aby prsty ukazovaly ve směru proudu (od + k -), severní pól magnetky se vychýlí na stranu palce (pravidlo Ampérovo). Po vypnutí spínače S se magnetka vrátí do své původní polohy,

magnetické pole kolem vodiče r zaniklo. Podle výchylky si ověříme, že magnetické pole je tím silnější, čím je větší intenzita proudu. Siločáry tohoto pole obepínají ve tvaru soustředných kružnic vodič a pro jejich směr zase platí Ampérovo pravidlo pravé ruky: když přiložíme pravou ruku dlaní k vodiči tak, aby palec ukazoval ve směru proudu, ukazují prsty směr siločar.

Magnetické složky obepínají celý proudový tok v kruhovém vodiči:

$$H_n = \frac{I}{d \cdot s} = \frac{I}{2\pi r}.$$

Podél siločar se projevují silové účinky magnetického pole. Severní pól magnetky se natočí ve směru siločar:

H_n = intenzita magnetického pole, [A/m]
 s = dráha, po které siločáry obepínají proudový tok,
 I = intenzita proudu, [A]
 r = vzdálenost od vodiče. [m]

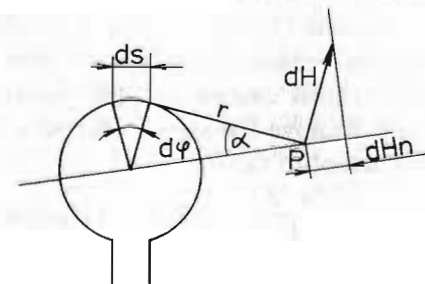
V našem případě je intenzita magnetického toku, působícího na kompas:

$$H_n = \frac{0,45}{2\pi \cdot 7 \cdot 10^{-3}} = 10,2. \quad [\text{A/m}]$$

Při tomto výpočtu jsme považovali průměr vodiče za zanedbatelný proti jeho délce a stejně tak i vzdálenost místa působení pole od vodiče. Také jsme předpokládali, že souhrn sil, působících na magnetku symetricky umístěnou nad vodičem, lze shrnout do úsečky kolmé k ose vodiče.

Abychom magnetické pole soustředili, stočíme drát do kruhu a vytvoříme cívku o jednom závitě. Intenzitu pole spočítáme podle zákona Biot-Savartova:

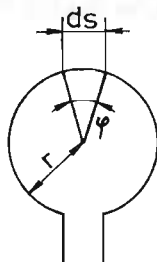
$$dH = K \cdot I \frac{ds}{r^2} \sin \alpha.$$



Obr. 2.7. Zákon Biot-Savartův

Když uvažujeme magnetické pole ve středu závitů, bude se r rovnat poloměru závitů a $\sin \alpha = 1$.

Přitom $dS = r d\varphi$, K je konstanta dosazovaná podle soustavy jednotek.



Obr. 2.8. Magnetické pole závitů

$$H = K \int_0^{2\pi} \frac{I}{r} d\varphi = K \frac{2\pi I}{r}.$$

V soustavě jednotek nyní platné $K = \frac{1}{4\pi}$,

$$H = \frac{I}{2r}. \quad [\text{A/m}; \text{A}; \text{m}]$$

Použijeme-li téhož drátu jako při předešlém pokusu, dostaneme ve středu závitů pole o přibližně stejné intenzitě, tj. 10,2 A/m, při proudu $I = 2,1$ A.

Kdybychom dosadili $K = 0,1$ a r [cm], dostali bychom výsledek v Oe [oersted]:

$$H = 0,1 \frac{2\pi I}{r} = \frac{0,1 \cdot 2\pi \cdot 2,1}{10,4} = 0,127, \quad [\text{Oe}; \text{A}; \text{cm}]$$

$$1 \text{ Oe} \doteq 79,57 \text{ A/m}; 1 \text{ A/m} \doteq 0,01257 \text{ Oe} = 4\pi \cdot 10^{-3} \text{ Oe}.$$

Když navineme válcovou cívku (solenoid) například o 30 závitů, zjistíme, že ke vzniku magnetického pole 10 A/m uvnitř této cívky stačí proud několik desítek mA. Při výpočtu jejího magnetického pole vycházíme z Biotova-Savartova zákona o počtu závitů nebo použijeme zjednodušeného vzorce:

$$H = \frac{n \cdot I}{l}. \quad [\text{A/m}; n = \text{počet závitů}; \text{A}; \text{m}]$$

Použití tohoto vzorce dává tím přesnější výsledky, čím je délka solenoidu větší proti průměru (není možno ho použít pro válcové cívky krátké).

Když stočíme vodič a vytvoříme z něho závitů, siločáry původně přímého vodiče se nahušťují, zasahují sousední závitů, procházejí cívku po ose a uzavírají se zvenčí. Proud nenabývá své ustálené intenzity hned po zapnutí, nýbrž po vytvoření magnetického pole cívky. Při tom se v cívce indukuje napětí, které působí proti změně toku; je úměrné rychlosti změny:

$$e = -L \frac{di}{dt}. \quad [\text{V}; \text{H}; \text{A}; \text{S};]$$

Konstanta úměrnosti L se nazývá vlastní indukčnost cívky (ve starší literatuře se jí říká „samoindukce“). Jednotkou indukčnosti je 1 henry [H], což je indukčnost uzavřeného obvodu, v němž při rovnoměrné změně protékajícího proudu 1 A za 1 s vzniká elektromotorické napětí 1 V.

Zjištění intenzity magnetického pole není samo o sobě mnoho platné. Magnetické siločáry probíhají prostředím, které je ovlivňuje a usnadňuje nebo znesnadňuje vytvoření magnetického pole. Tato vlastnost prostředí, zejména magnetických materiálů, je charakterizována permeabilitou. Součin permeability a intenzity magnetického pole se nazývá magnetická indukce (B):

$$\vec{B} = \mu \cdot \mu_0 \vec{H}. \quad [\text{T}; \text{H/m}; \text{A/m}] \quad (\text{T} = \text{tesla})$$

Permeabilita má dvě složky:

- permeabilitu vakua $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ [H/m] neboli $\mu_0 = 1,25664 \cdot 10^{-6}$ henry na metr;
- relativní permeabilitu μ , číslo nepojmenované, které vyjadřuje poměr permeability daného prostředí k permeabilitě vakua. Vakuum (a přibližně i vzduch) má relativní permeabilitu rovnou jedné. Látky, které mají permeabilitu nižší ($\mu < 1$) se nazývají diamagnetické (měď, zlato, rtuť, zinek); vnější magnetické pole zeslabují. Látky paramagnetické mají permeabilitu nepatrně vyšší než vakuum ($\mu > 1$) a vnější magnetické pole nepatrně zesilují. Tato vlastnost rychle mizí se zvyšováním teploty. Látky feromag-

netické ($\mu \gg 1$) mají vysokou hodnotu relativní polarizace (od stovek do tisíců), vnější magnetické pole zesilují a uplatňují se v magnetických obvodech. Z permeability nějaké látky se dovídáme, kolikrát lépe magnetické siločáry procházejí tímto prostředím než vakuem. Permeabilita feromagnetických látek není stálá. Je funkcí intenzity magnetického pole a závisí i na případné předmagnetizaci.

S permeabilitou souvisí i pojem magnetické susceptibility (vyskytoval se i výraz „susceptance“) κ :

$$\kappa = \frac{\mu - 1}{4\pi}.$$

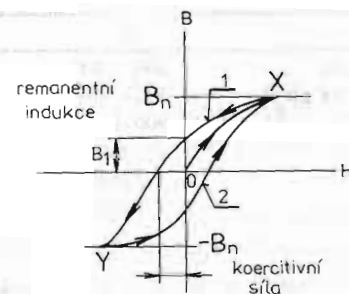
Látky diamagnetické mají susceptibilitu zápornou, paramagnetické a feromagnetické kladnou.

Susceptibilita je poměr intenzity magnetizace k magnetické indukci (intenzita magnetizace je poměr magnetického momentu tělesa k jeho objemu). Železo má $\kappa = 240$; nikl $\kappa = 23,5$; měď $\kappa = -0,7 \cdot 10^{-6}$; zlato $\kappa = -3 \cdot 10^{-6}$; vzduch $\kappa = 0$. Tyčinky z paramagnetických hmot se v magnetickém poli stavějí ve směru siločar, tyčinky z hmot diamagnetických kolmo na ně.

Ve staré soustavě CGS (centimetr, gram, sekunda) permeabilita vakua $\mu_0 = 1$, a proto se ve vakuu a prakticky i ve vzduchu magnetická indukce rovná intenzitě magnetického pole:

$$H = B. \quad [\text{Oe}; \text{G}] \text{ (oersted, gauss)}$$

Vztah mezi intenzitou magnetického pole a magnetickou indukcí není lineární. Jeho průběh je znázorněn graficky tzv. hysterézní smyčkou (obr. 2.9.). Na osu x nanášíme hodnoty magnetického pole, na osu y magnetickou indukci. Stav, kdy feromagnetická látka není ještě zmagnetována, odpovídá počátku souřadnic. Se zvyšováním intenzity pole magnetická indukce stoupá po křivce prvotní magnetizace (slovensky nazývaná panenská magnetizační křivka) do inflexního bodu x , kde nastává stav nasycení B_n . Další zvyšování intenzity pole již nepřinese zvýšení magnetické indukce. Když snižujeme intenzitu pole, snižuje se i magnetická indukce, avšak po sestupné křivce č. 1. Když úplně vypneme budící magnetické pole, takže $H = 0$, feromagnetická



Obr. 2.9. Hysterézní smyčka

látka zůstává zmagnetována. Indukce B_1 se nazývá indukci remanentní. Chceme-li takto vzniklý magnet odmagnetovat, musíme ho umístit do magnetického pole opačného směru. Při určité velikosti tohoto pole, která se nazývá koercitivní síla, klesne magnetická indukce na nulu. Při další magnetizaci v opačném směru dospějeme k bodu nasycení s opačným znaménkem Y . Když od inflexního bodu Y intenzitu pole snižujeme, magnetická indukce klesá a mění se podle křivky 2.

Je zřejmé, že relativní permeabilita $\mu = \frac{1}{\mu_0} \frac{B}{H}$ se bude v různých bodech hysterézní smyčky lišit. Proto se u feromagnetických materiálů udává, při jakých intenzitách pole byla indukce měřena, a to v mOe (milioersted – zde nevadí, že se této jednotky už nemá používat), např. μ_5 je permeabilita při 5 milioerstedech. Magnetické materiály se také charakterizují počáteční permeabilitou (tečna ke křivce prvotní magnetizace) a permeabilitou maximální. Když budeme několikrát opakovat na tomtéž vzorku měření hysterézní smyčky, pokaždé dostaneme výsledek poněkud odlišný. Spojením vrcholů všech ustálených hysterézních smyček vzniká komutační křivka. Je-li hysterézní smyčka úzká, tj. koercitivní síla malá, je materiál magneticky měkký. Magneticky tvrdé materiály mají koercitivní sílu velkou a hysterézní smyčku širokou. Šířka hysterézní smyčky je úměrná tepelným ztrátám v magnetických obvodech.

Materiál	$\mu_{\text{poc.}}$	μ_s	μ_{20}	μ_{max}
Dynamové plechy	200– 300			
Transformátorové plechy	300– 600			
Sonaperm	900–1 100			
Ortoperm	900			
PY 36	2 000			9 000
PY 78	6 000			40 000
Mumetal	9 000		12 000	60 000
Supermalloy			85 000	650 000
LHB (zelený)	50	(Ferit)		
N2 (modrý)	200	(Ferit)		
N10 (žlutý)	1 000	(Ferit)		
H10 (červený)	1 000	(Ferit)		
H11 (žlutý)	1 100	(Ferit)		

Magnetickou indukci měříme, když chceme znát magnetické vlastnosti materiálu, když vyšetřujeme pole trvalého magnetu, elektromagnetu nebo magnetické pole, které nám narušuje příjem barevné televize apod.

Při návrhu a konstrukci magnetických obvodů nás zajímá magnetický tok, tj. souhrn všech magnetických indukčních siločar procházejících určitou plochou:

$$\Phi = \iint \vec{B} d\vec{S}. \quad [\text{Wb}; \text{T}; \text{m}^2]$$

Příklad: Solenoidem o průměru 9 cm protéká proud, který budí magnetické pole o indukci 209,4 mT. Plocha cívky $S = \pi r^2 = 0,00636 \text{ m}^2$. Magnetický tok je:

$$\Phi = B \cdot S = 209,4 \cdot 10^{-6} \cdot 0,00636 = 1,33 \cdot 10^{-6} \text{ Wb}.$$

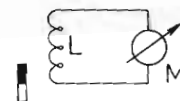
Máme magnetický tok obepínaný závitem, ve kterém se naindukuje napětí 1 V. Když se magnetický tok rovnoměrně zmenšuje tak, že za 1 s zanikne, pak měl tento magnetický tok hodnotu 1 Wb (weber): $1 \text{ Wb} = \text{V} \cdot \text{s}$ (voltsekunda).

Od magnetického toku je odvozena jednotka pro magnetickou indukci T (tesla – říká se jeden tesla nikoli jedna tesla). Je to magnetická indukce, při níž je v ploše 1 m^2 umístěné kolmo ke směru magnetické indukce magnetický tok 1 weber:

$$1 \text{ T} = \frac{1 \text{ Wb}}{\text{m}^2} = \frac{\text{V} \cdot \text{s}}{\text{m}^2}.$$

Ve starých soustavách se používala pro magnetickou indukci jednotka 1 gauss ($= 10^{-4} \text{ T}$) a pro magnetický tok 1 maxwell ($1 \text{ Wb} = 10^8 \text{ M}$).

Udělejme pokus: k cívce L o indukčnosti řádu mH až několik desítek mH připojíme citlivé měřidlo M s nulou uprostřed. K cívce budeme přibližovat a od ní oddalovat magnet. Když se magnet k cívce přibližuje, ručka měřidla M se vychýlí. Při oddalování magnetu se vychýlí na druhou stranu. Výchylka se ukáže jen při pohybu magnetu. Ponecháme-li magnet u vinutí v klidu, ručka měřidla zůstane na nule (obr. 2.10).



Obr. 2.10. Magnetická indukce

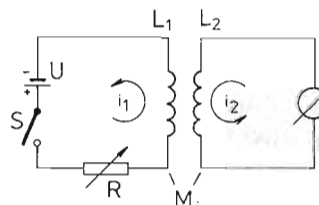
Při průchodu elektrického proudu vzniká kolem vodiče magnetické pole. Protíná-li vodič siločivky magnetického pole, indukuje se v něm elektrický proud (je jedno, jestli se pohybuje vodič nebo magnet). Indukované napětí je přímo úměrné změně magnetického toku a počtu závitů cívky:

$$u = n \frac{d\Phi}{dt}. \quad [\text{V}; n = \text{počet závitů}; \text{Wb}; \text{S}]$$

Chceme-li zvětšit výchylku, musíme zvětšit počet závitů cívky, použít silnějšího magnetu, resp. více ho přiblížit k cívce, nebo zvětšit rychlost pohybu $\frac{d\Phi}{dt}$.

Magnet zaměníme za cívku (bude to cívka primární). Magnetické pole indukované do cívky sekundární můžeme samozřejmě zase měnit přibližováním a vzdalováním magnetu, ale praktičtější bude, když změny primárního magnetického pole budeme způsobovat elektricky (obr. 2.11).

Při sepnutí spínače projde omezovacím proměnným odporem R a



Obr. 2.11. Vazba dvou cívek

primární cívkou L_1 proud i_1 od kladného pólu zdroje U k zápornému. Měřidlo M ukáže výchylku, způsobenou průtokem proudu cívkou L_2 v opačném směru i_2 . V primární cívce L_1 se vytváří magnetické pole, jehož siločáry (podrobně jako u předchozího pokusu) protínají vinutí cívky L_2 a mění se s časem. V primární cívce vzniká vlastní indukované napětí, působící proti účinkům proudu i_1 . Na sekundární cívce se indukuje napětí

$$e = M \frac{d\Phi}{dt}.$$

Vlastní indukované napětí na cívce L_1 zanikne, v cívce se vytvoří stálý magnetický tok, který se již nemění: $\frac{d\Phi}{dt} = 0$. Ručka měřidla M zůstává na nule. V ustáleném stavu se napětí indukované na L_2 rovná nule a žádný proud cívkou L_2 neprochází.

Při vypnutí spínače S nastane zase změna magnetického toku v L_1 a v L_2 ; mění se od plné hodnoty do nuly. Tato změna zase indukuje proud v sekundární cívce L_2 , tentokrát ve smyslu souhlasném, jako kdyby si cívka v prvním i druhém případě „chtěla zachovat dosavadní stav“.

Časovou změnu toku $d\Phi$ bychom mohli vyvolat i měněním velikosti odporu. Důležitou úlohu hraje vazba obou cívek (na ní záleží množství siločar protínajících obě cívky) a poměr vlastních indukčních cívek (závisí především na počtu závitů).

Vzájemná indukčnost

$$M = k\sqrt{(L_1 \cdot L_2)},$$

kde k je číslo nepojmenované, které charakterizuje vazbu mezi cívkami. Kdyby veškeré magnetické siločáry cívky L_1 procházely i cívkou

L_2 , k by se rovnalo 1. Takový případ nastat nemůže. Mají-li obě cívky společné feromagnetické jádro je $k > 0,9$. Nižších hodnot k až $k > 0,05$ dosahují některé vf transformátory. Nejnižší hodnoty mají vysokofrekvenční transformátory a pásmové filtry bez jádra; koeficient k kolem 0,01 a nižší mají volně navázané obvody.

Při návrhu induktivně vázaných cívek bývá účelné hodnotu k odhadnout. Ostatní veličiny, tj. M , L_1 a L_2 se dosazují v henry, případně v jednotkách nižších (mH, μ H) – všechny tři ve stejných jednotkách.

Výpočet cívek náleží k nejméně přesným v celé elektrotechnice. Výrobek je vždycky nutno upravit podle výsledku měření, a to pokud možno v sestavě, ve které bude použit. Velkou roli hrají indukčnosti přívodů, blízkost dalších vodičů a kovových předmětů, intenzita protékajících proudů a povrchový jev, tzv. skineffekt.

Když spojíme cívky do série, jejich indukčnosti se sčítají: $L = L_1 + L_2 + \dots$. Pro indukčnost cívek zapojených paralelně platí:

$$\frac{1}{L} = \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} + \frac{1}{L_3} + \dots$$

a výsledná indukčnost je:

$$L = \frac{1}{\frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} + \frac{1}{L_3} + \dots}.$$

Tyto vzorce mají však platnost jen tehdy, když jsou cívky navzájem pečlivě odstíněny a není mezi nimi žádná induktivní vazba. Pokud není tato podmínka splněna, je nutno počítat se vzájemnou indukcí M a je nutno dát pozor i na směr a smysl jednotlivých vinutí. Pro sériové zapojení dvou cívek induktivně vázaných v souhlasném smyslu platí:

$$L = L_1 + L_2 + 2M.$$

Obr. 2.12. Vazba dvou cívek v sérii



Jsou-li cívky vinuty v protichůdném smyslu, platí:

$$L = L_1 + L_2 - 2M.$$

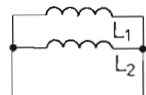
Obr. 2.13. Vazba dvou cívek v sérii



Při paralelním spojení dvou induktivně vázaných cívek vinutých v souhlasném směru je výsledná indukčnost

$$L = \frac{L_1 \cdot L_2 - M^2}{L_1 + L_2 + 2M}$$

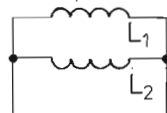
Obr. 2.14. Vazba dvou cívek paralelních



Indukčnost dvou paralelních cívek induktivně vázaných, spojených do protisměru

$$L = \frac{L_1 \cdot L_2 - M^2}{L_1 + L_2 - 2M}$$

Obr. 2.15. Vazba dvou cívek paralelních



Do vzorců pro vzájemnou indukčnost se vlastní indukčnost dosazuje v henry [H], případně v mH nebo μH . Dvě cívky mají vzájemnou indukčnost 1 H, když při rovnoměrné změně proudu v primárním vinutí o 1 A za 1 s se v sekundárním vinutí naindukuje napětí 1 V.

Indukčnost jednoho závitů je dána poměrem magnetického toku a proudu (statická definice vlastní indukčnosti):

$$L = \frac{\Phi}{I}$$

Indukčnost cívky o n závitů:

$$L = n \frac{\Phi}{I}$$

Podle Hopkinsonova zákona se magnetomotorická síla rovná magnetickému toku násobenému magnetickým odporem:

$$\oint H_i dl = nI = R_m \Phi, \quad [\text{A/m}, \text{m}, \text{závitů}, \text{A}, \text{H}^{-1}, \text{Wb}]$$

kde R_m = magnetický odpor (reluktance):

$$R_m = \frac{l}{\mu \cdot \mu_0 \cdot S}, \quad [\text{H}^{-1}, \text{m}^2]$$

kde l = délka magnetického toku,

S = průřez magnetického toku.

(Převratná hodnota se nazývá magnetická vodivost, permeance.) Vý-

raz pro magnetický tok $\Phi = \frac{n \cdot I}{R_m}$ dosadíme do vzorce pro vlastní indukčnost cívky a dostaneme:

$$L = \frac{n \cdot n \cdot R_m^{-1}}{I} = n^2 \frac{\mu \cdot \mu_0 \cdot S}{l}$$

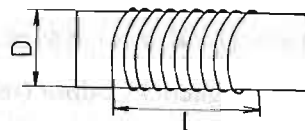
Tento výraz zjednodušíme dosazením konstanty k za magnetickou vodivost a dospějeme ke vzorci:

$$L = k \cdot n^2$$

Uvedený vzorec říká, že vlastní indukčnost cívky je přímo úměrná druhé mocnině počtu závitů a že nezáleží na protékajícím proudu. Konstanta úměrnosti k zahrnuje tvar cívky, její rozměry a permeabilitu. Snahy o početní vyjádření této konstanty vedly k velkému počtu různých vzorců tradičně uváděných v příručkách. Nagaoka vypočítal tuto konstantu pro různé průměry a délky vzdušných válcovitých cívek a sestavil údaje do tabulek a grafů. Takové – z valné části empirické – vzorce poskytují jen orientační výsledky. Výpočet cívky se musí několikrát opakovat a upřesňovat, než dojdeme k použitelnému výsledku. Není pravděpodobné, že by někdo touto cestou vyšetřoval indukčnost neznámé cívky; proto píšeme vzorce ve tvaru pro počet závitů. Měli bychom délky podle norem dosazovat v metrech a plochy v m^2 . Tak rozměrné cívky se však vyskytují jen ve vysílačích velkých výkonů a při jejich návrhu tak jako tak zhotovíme nejprve malý model, protože indukčnost cívek stejného tvaru a se stejným počtem je úměrná jejich velikosti. Počet závitů jednovrstvové válcové cívky

$$0,2 < \frac{l}{D} < 2 \text{ je:}$$

Obr. 2.16. Válcová cívka



$$n = \sqrt{\frac{L(D^{-1} + 0,44) \cdot 10^2}{D}} \quad [\mu\text{H}, \text{cm}, \text{cm}]$$

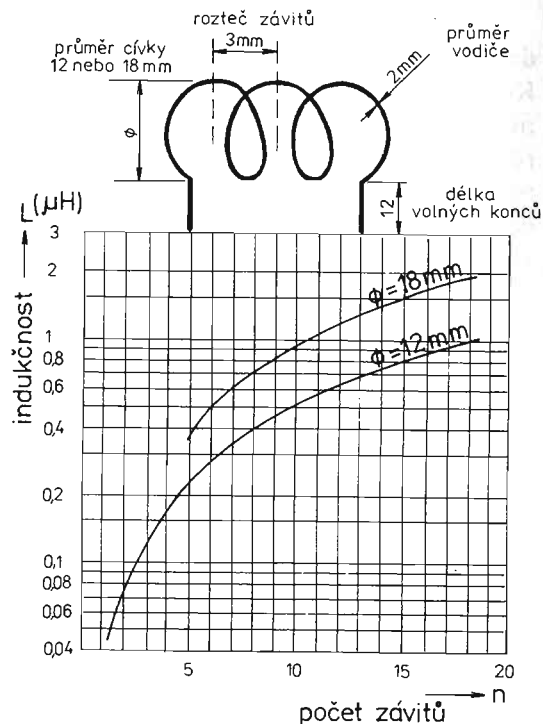
Pro $l > \frac{D}{2}$ se také uvádí vzorec:

$$n = \sqrt{\frac{(11,5D + 251)L}{(\frac{1}{2}D)^2}} \quad [\text{cm}, \text{cm}, \mu\text{H}]$$

Počet závitů jednovrstvové válcové cívky $l < \frac{D}{2}$ je:

$$n = \sqrt{\frac{(10D + 281)L}{(\frac{1}{2}D)^2}} \quad [\text{cm}, \mu\text{H}]$$

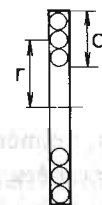
K návrhu válcových samonosných cívek o malé indukčnosti slouží graf na obr. 2.17.



Obr. 2.17. Válcová cívka o malé indukčnosti (nomogram)

Počet závitů jednovrstvové ploché cívky je:

$$n = \sqrt{\frac{(20r + 28a)L}{r^2}} \quad [\text{cm}, \mu\text{H}]$$

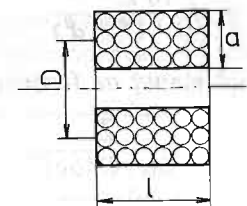


Obr. 2.18. Plochá cívka

(Takové cívky se realizují i vyleptáním v plošných spojích.)

Počet závitů několikavrstvové válcové cívky:

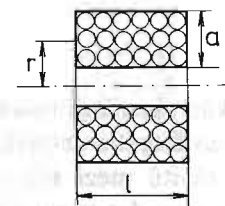
$$n = \sqrt{\frac{(19r + 281 + 31a)L}{r^2}} \quad [\text{cm}, \mu\text{H}]$$



Obr. 2.19. Několikavrstvová válcová cívka

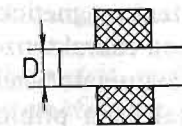
Jiný vzorec pro výpočet závitů několikavrstvové válcové cívky:

$$n = \sqrt{\frac{(3D + 91 + 10a)L}{0,08D^2}} \quad [\text{cm}, \mu\text{H}]$$



Obr. 2.20. Několikavrstvová válcová cívka

Odhad počtu závitů cívky s křížovým vinutím je:



Obr. 2.21. Cívka s křížovým vinutím

$$n = \sqrt{\frac{L}{0,01 D}} \quad [\mu\text{H cm}]$$

Indukčnost válcových cívek je ovlivňována blízkými kovovými předměty, zejména stínícími kryty, do kterých se válcové cívky vkládají. Při poměru průměru cívky k průměru krytu 0,5 až 0,7 může dojít ke snížení indukčnosti cívky o 20 až 50 %. K takovým jevům nedochází při použití toroidů, jejichž siločáry se uzavírají v tělese cívky, rozptylové magnetické pole je zanedbatelné a stínící kryty nepotřebné.

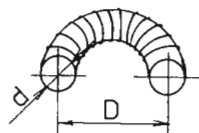
Počet závitů kruhového toroidu o středním průměru D [cm] a průměru závitů d [cm] pro indukčnost L [μH] je:

$$n = \sqrt{\frac{10^3 L}{2 \cdot (D - D^2 - d^2)}}$$

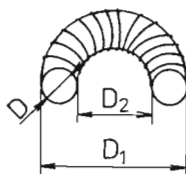
Pro toroid vinutý na feromagnetických materiálech platí:

$$n = \sqrt{\frac{L}{0,0046 \mu \cdot D \log D_1 / D_2}}, \quad [\mu\text{H, cm}]$$

kde μ = relativní permeabilita.



Obr. 2.22. Toroid



Obr. 2.23. Toroid

V cívkách vznikají i další ztráty. Nejmenší podíl na nich má odpor vodiče, ze kterého je cívka navinuta. Další ztráty vznikají kapacitní vazbou závitů mezi sebou, povrchovým jevem neboli skineffektem (střídavý proud o vysokých kmitočtech neprotéká rovnoměrně celým průřezem vodiče, nýbrž hlavně při jeho povrchu) a vířivými proudy. Ke snížení ztrát vede konstrukce cívek na feritových jádrech, které určují rozložení magnetického pole cívky.

Jádra jsou charakterizována konstantou A_L , která udává indukčnost jednoho závitu natočeného na daném jádru. Udává ji výrobce, nebo ji můžeme (alespoň přibližně) zjistit měřením, nejlépe na jádrech to-

roidních. Je-li konstanta udána v μH na závit, bude mít cívka pro žádanou indukčnost počet závitů

$$n = \sqrt{\frac{L}{A_L}} \quad [\mu\text{H, } \mu\text{H/z}]$$

(konstanta mívá hodnoty od několika set do několika tisíc).

Stanovení počtu závitů je jen prvním krokem při návrhu cívky. Z průměru drátu (včetně izolace) a prostoru, který máme k dispozici, ověříme, jestli se nám podaří vypočítaná množství závitů navinout a podnikneme potřebné úpravy.

Cívky jsou konstrukční prvky se soustředěnou indukčností. Kterýkoliv vodič však má při průtoku proudu kolem sebe magnetické pole, má tedy i svou indukčnost. Je to indukčnost nesoustředěná, rozložená. K odhadu rozložené indukčnosti slouží empirické vzorce. Indukčnost přímého drátu je:

$$L = 0,002 l \cdot \left(\ln \frac{4l}{d} + \frac{\mu}{4} \right), \quad [\mu\text{H, cm}]$$

kde l = délka vodiče,

d = průměr vodiče,

μ = permeabilita materiálu vodiče.

Indukčnost kruhového závitu je:

$$L = 4\pi R \left[\left(1 + \frac{3r^2}{16R^2} \right) \ln \frac{8R}{r} - \frac{r^2}{16R^2} - 2 \right] \cdot 10^{-9}, \quad [\text{H}]$$

kde R = střední průměr závitu [cm],

r = poloměr vodiče [cm].

Indukční cívka s plynule měnitelnou indukčností (zejména systém, kdy uvnitř pevné cívky se otáčí cívka naklápěcí) se nazývá variometr.

Kapacita

Nabijeme kondenzátor. Za chvíli (kdyby nebylo ztrát, mohla by tato doba být nekonečně dlouhá) můžeme na něm změřit napětí, případně

ho můžeme vybit elektrickou jiskrou. Kondenzátor se skládá ze dvou vodivých ploch oddělených od sebe nevodičem, zvaným dielektrikem a je schopen pojmout a uchovávat elektřinu.



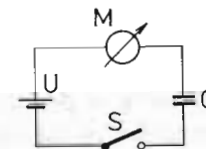
Obr. 2.24. Kondenzátor

Jedna deska je nabitá kladně, druhá záporně a mezi nimi je homogenní elektrické pole. Jestliže jsme kondenzátor nabili nábojem 1 coulomb na rozdíl potenciálu 1 V, pak je kapacita kondenzátoru 1 farad (1 F). Kapacita kondenzátoru je přímo úměrná ploše desek S (také se říká „polepů“ podle školní Leydenské láhve, což je sklenice z obou stran polepená staniolem) a nepřímo úměrná vzdálenosti desek od sebe d . Konstantou úměrnosti je dielektrická konstanta ϵ , nyní nazývaná permitivita (pro kapacitu se svého času prosazoval název „jímatost“, ale neujal se):

$$C = \frac{\epsilon_0 \epsilon S}{d} \quad [\text{F}; \text{m}^2, \text{m}]$$

Permitivita má tedy dvě složky: permitivitu relativní, která udává, kolikrát větší kapacitu má kondenzátor s dotyčným dielektrikem než kondenzátor vzduchový, přesněji řečeno vakuový, a permitivitu vakua $\epsilon_0 = 8,854 \text{ pF/m}$. V soustavě CGS (centimetr, gram, sekunda) platilo, že $\epsilon_0 = 1$. Platilo také, že $\mu_0 = 1$. Časem se však ukázalo, že to není pravda. Byl učiněn pokus vyřešit nesrovnalosti vytvořením soustav „CGS elektrostatičká“ s jednotkou elektrického množství statcoulomb, napětí statvolt, proudu statampér a „CGS elektromagnetická“ s abcoulombem, abvoltem, abampérem atd. ($1 \text{ V} = 10^8 \text{ aV} = \frac{1}{3} \cdot 10^{-2} \text{ sB}$; $1 \text{ A} = 10^{-1}$; $\text{aA} = 3 \cdot 10^9 \text{ sA}$ atd.). Používání těchto jednotek zůstalo však omezeno na učebnice teoretické elektrotechniky. V platné soustavě SI jsou stanoveny hodnoty permeability i permitivity vakua a platí pro ně vztah:

$$\frac{1}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} = c, \text{ kde } c \text{ je rychlost světla.}$$



Obr. 2.25. Kondenzátor v obvodu stejnosměrného proudu

Zapojíme kondenzátor do obvodu stejnosměrného proudu. Napětí U zvolíme 12 V, kondenzátor $C = 10 \mu\text{F}$. Abychom kondenzátor $10 \mu\text{F}$ nabili na napětí 12 V, musíme mu dodat náboj:

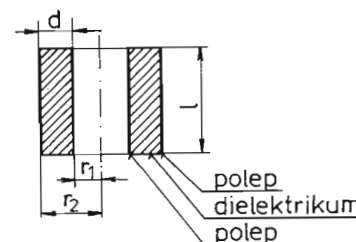
$$Q = U \cdot C = 12 \cdot 10 \cdot 10^{-12} = 120 \cdot 10^{-6} \text{ coulombů.}$$

Po zapnutí spínače S se ručka miliampérmetru krátce vychýlí, vrátí se na nulu a tam už zůstane. Proud teče jen do té doby, než se vytvoří mezi polepy elektrické pole odpovídající rovnici $Q = U \cdot C$. Pak polarizace dielektrika končí. Nastává ustálený stav. Stejnosměrný proud kondenzátorem neprochází.

Jestliže se kondenzátor skládá z n desek, bude vzorec pro výpočet kapacity:

$$C = (n - 1) \epsilon \epsilon_0 \frac{S}{d} \quad [\text{F}; \text{F/m}, \text{m}^2, \text{m}]$$

Plocha S může mít libovolný tvar a může být i válcová. Máme-li konstruovat válcový kondenzátor, bereme za plochu S aritmetický průměr obou polepů. Chyba je tím menší, čím je dielektrikum tenčí:



Obr. 2.26. Válcový kondenzátor

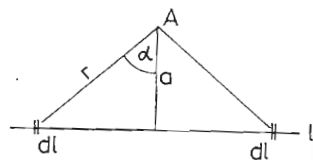
$$d = r_2 - r_1;$$

$$S = 2\pi \cdot \frac{r_1 + r_2}{2} \cdot l;$$

$$C = \epsilon \epsilon_0 \pi \frac{r_1 + r_2}{r_2 - r_1} \cdot l \quad [F; F/m, m]$$

Častěji se pro výpočet válcových kondenzátorů používá vzorce odvozeného ze základních pojmů statické elektřiny: z elektrického pole a potenciálu, a to z elektrického pole nabitého přímkového vodiče l v bodě A .

Podle Coulombova zákona dva elektrické náboje Q_1 a Q_2 , vzdálené od sebe o r , působí na sebe silou přímo úměrnou jejich součinu a nepřímou úměrnou čtverci vzdálenosti:



Obr. 2.27. Potenciál přímého vodiče

$$F = k \frac{Q_1 \cdot Q_2}{r^2}$$

(konstanta úměrnosti $k = \frac{1}{4\pi\epsilon\epsilon_0}$).

Jeden elektrický náboj vytváří kolem sebe ve vzdálenosti r elektrické pole:

$$E = \frac{1}{4\pi\epsilon\epsilon_0} \cdot \frac{Q}{r^2}.$$

Malý kousek přímky l – tak maličký, že se téměř blíží nule – dl , vzdálený o r od bodu A , vytvoří v bodě A elektrické pole dE . Na bod A působí i souměrně položený element d_l . Elektrický náboj bodu A je tedy $2Q d_l$ a elementární elektrické pole v bodě A je:

$$dE = \frac{1}{4\pi\epsilon\epsilon_0} \cdot \frac{2Q}{r^2} \cdot \cos \alpha dl$$

$$\text{kde } \cos \alpha = \frac{a}{r},$$

$$r = \frac{a}{\cos \alpha};$$

$$l = a \cdot \operatorname{tg} \alpha;$$

$$\frac{dl}{d\alpha} = \frac{a}{\cos^2 \alpha};$$

$$dE = \frac{1}{4\pi\epsilon\epsilon_0} \cdot \frac{2Q \cos}{a^2 \cdot (\cos^2 \alpha)^{-1}} \cdot \frac{a}{\cos^2 \alpha} d\alpha.$$

Tento výraz zjednodušíme a abychom se konečně dozvěděli, jaké elektrické pole vyvolá nabitá přímka l v bodě A , integrujeme ho v mezích od 0 do 90° :

$$E = \int_0^{\pi/2} \frac{1}{2\pi\epsilon\epsilon_0} \cdot \frac{Q}{a} \cos \alpha d\alpha = \frac{1}{2\pi\epsilon\epsilon_0} \cdot \frac{Q}{a}. \quad [V/m; C, m]$$

Pole mezi přímkou a bodem A není homogenní a jeho stanovení v bodě A nám slouží jen k tomu, abychom mohli zjistit potenciál mezi oběma místy. Protože:

$$\frac{1}{d\epsilon\epsilon_0} \cdot \frac{Q}{a} = \frac{dV}{da},$$

vypočítáme potenciál, když výraz pro elektrické pole budeme integrovat podle kolmice spuštěné z bodu A na přímku:

$$V = \int \frac{1}{4\pi\epsilon\epsilon_0} \cdot \frac{Q}{a} da = \frac{1}{4\pi\epsilon\epsilon_0} Q \cdot \ln a$$

(integrační konstanta zde nemá smysl).

U válcového kondenzátoru délku a z našeho výpočtu nahrazuje poloměr válcového polepu. Protože máme dva soustředné válce, uvažujeme rozdíl potenciálů mezi nimi. Kapacita kondenzátoru o délce l m je:

$$C = \frac{Q}{U} = \frac{Q}{V_2 - V_1} = \frac{1}{2\pi\epsilon\epsilon_0} (Q \ln r_2 - Q \ln r_1)$$

a kapacita válcového kondenzátoru o délce l se rovná:

$$C = \frac{2\pi\epsilon\epsilon_0 l}{\ln(r_2/r_1)}. \quad [F; F/m, m]$$

Elegantněji je možno k elektrickému poli uvnitř nabitého válce dospět z Gaussovy věty: je-li sestrojena uzavřená plocha jakéhokoliv tvaru v elektrickém poli, pak celkový počet siločar uzavřených touto

plochou, tedy intenzita elektrického pole, se rovná součinu $(\epsilon\epsilon_0)^{-1}$ a velikosti náboje Q uvnitř plochy bez ohledu na to, jak je náboj rozdělen.

$$\oiint E \cdot dS = \frac{Q}{\epsilon\epsilon_0}$$

Plocha jednotkového válce je $2\pi r \cdot l$ a když zvolíme $l = 1$ m, dostaneme rovnici:

$$E \cdot 2\pi r \cdot l = \frac{Q}{\epsilon\epsilon_0}$$

a intenzita pole je:

$$E = \frac{1}{2\pi\epsilon\epsilon_0} \cdot \frac{Q}{r}$$

Někdo dá přednost vzorci prakticky upravenému:

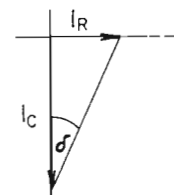
$$C = \frac{0,242 l}{\log(r_2/r_1)} \quad [\text{pF}; \text{cm}]$$

V tomto vzorci byl původní přirozený logaritmus převeden na dekadický. Když vyrobíme vzduchový válcový kondenzátor dlouhý 5 cm, poloměr jednoho válce 1 cm a druhého 8 mm, měla by kapacita podle kteréhokoliv z uvedených tří vzorců vyjít na dvanáct a půl pF. Kdybychom použili jako dielektrika místo vzduchu slídy, zvětšila by se kapacita na 52,5 až 100 pF. Permittivita slídy je 4,2 až 8. Papír má permittivitu 1,5–5 a speciální keramické hmoty několik set až tisíc. Permittivita vzduchu je ve skutečnosti o něco málo vyšší než permittivita vakua, která je jedna z nejstálějších. (Vakuových kondenzátorů, zatavených ve skleněném válci, z něhož je vyčerpán vzduch, se používá ve vysílačkách velkých výkonů.) Permittivita vzduchu záleží i na jeho vlhkosti a chemické čistotě; u všech látek se mění s teplotou a kmitočtem.

Kapacita je jen jedním z údajů o kondenzátorech. Další důležitý údaj je nejvyšší přípustné napětí, na které ještě smí být případně superponován proud střídavý o dané hodnotě efektivní, resp. proud stejnosměrný a proud zbytkový. Často nás zajímá stálost kapacity při

změnách teploty a jakost kondenzátoru, vyjádřená ztrátovým úhlem δ .

Ideální, kvalitní kondenzátor by měl mít jen kapacitu a žádnou vodivost ani indukčnost. Protékat by jím měl pouze proud střídavý, daný napětím a kapacitní reaktancí, mařit by se na něm měl jen výkon jalový a neměl by se mařit žádný činný. Tak tomu ovšem nikdy není a vždycky se vyskytují ztráty: převážně v dielektriku a menším dílem v kovové konstrukci kondenzátoru. Graficky si je znázorňujeme tak, že do kladného směru osy nanášíme ztrátový výkon činný a do záporného směru osy ztrátový výkon jalový. Vznikne pravoúhlý trojúhelník, jehož přepona (při zanedbání indukčnosti) představuje impedanci kondenzátoru a tg δ charakterizuje ztráty. Když nabíjíme a vybíjíme kondenzátor, je energie získaná z kondenzátoru vždycky menší než energie do něj vložená. Část energie se v něm mění v teplo; jak velká část to je, neboli kolik energie se ztratí, to záleží z největší části na jakosti dielektrika.



Obr. 2.28. Ztráty v kondenzátoru

Důležitým údajem je i vliv teplotních změn na kapacitu kondenzátoru. Provozem vysílačů vzniká teplo. Změny kapacit kondenzátorů filtračních, oddělovacích apod., nám většinou nevaří. I nepatrné změny kapacit v ladicích obvodech však způsobují posuv frekvence. Permittivita některých hmot se s teplotou zvyšuje, jiných snižuje. Snažíme se proto volit takové kombinace, aby i při měnící se teplotě zůstávala kapacita soustavy pokud možno stabilní. U kondenzátorů keramických se udává poměrem:

$$\alpha_c = \frac{\Delta C}{C}$$

a vyjadřuje se v procentech; u kondenzátorů polystyrenových se udává změna kapacity za dlouhou dobu provozu (např. za 1 rok).

ΔC je změna kapacity při změně teploty o 1°C .

Kapacity spojené paralelně se sčítají:

$$C = C_1 + C_2 + C_3 + \dots$$

U kondenzátorů spojených do série se sčítají jejich kapacitní susceptance (vodivosti) a výsledná kapacita se snižuje:

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} + \dots$$

(K výpočtu je možno použít nomogram pro odpory spojené paralelně.)

Teplotní součinitel kondenzátorů spojených paralelně:

$$\alpha_c = \frac{C_1 \alpha_1 + C_2 \alpha_2}{C_1 + C_2}.$$

Výsledný teplotní součinitel kondenzátorů spojených do série:

$$\alpha_c = \frac{C_1 \alpha_2 + C_2 \alpha_1}{C_1 + C_2}.$$

Soustava dvou kondenzátorů zapojených do série, $C_1 = 300 \text{ pF}$, teplotní součinitel $\alpha_1 = +40 \cdot 10^{-6}$, $C_2 = 1800 \text{ pF}$, $\alpha_2 = -700 \cdot 10^{-6}$, má výsledný teplotní součinitel:

$$\alpha_c = \frac{300 \cdot (-700 \cdot 10^{-6}) + 1800 \cdot 40 \cdot 10^{-6}}{300 + 1800} = -65,7 \cdot 10^{-6}.$$

Elektrolytické kondenzátory mají jako jednu elektrodu hliníkovou fólii, druhou tvoří vodivý elektrolyt. Dielektrikum je tenká vrstva oxidu hlinitého (Al_2O_3). Kondenzátorem protéká zbytkový proud řádu zpravidla desítek μA . U elektrolytických kondenzátorů je nutno dodržovat nejen přípustné napětí, ale zejména polaritu. Kdyby byl elektrolytický kondenzátor připojen obráceně, mohl by explodovat.

Kondenzátory jsou pevné a proměnné. K proměnným patří kondenzátory otočné a kondenzátory doladovací, tzv. trimry. Mají kapacitu několik pF, jsou keramické, skleněné a polystyrenové.

Otočné kondenzátory bývají polystyrenové, většinou však vzduchové. Při výrobě otočných kondenzátorů jsou obtíže s dodržением rovno-

běžnosti desek, s dokonalým uložením rotoru v ložisku (zpravidla v kuličkovém) a v elektrickém spojení mezi statorem a rotorem. Rozteč desek závisí na napěťovém zatížení kondenzátoru a volí se nejméně 1 mm/kV . Tvar desek se upraví podle požadovaného průběhu kapacity: desky polokruhové, logaritmické, ledvinové apod.

Nabitý kondenzátor přijatou energii zase odevzdává. Sám není spotřebičem energie. Energie uchovaná v jeho elektrostatickém poli je vyjádřena vzorcem

$$W = \frac{C \cdot U^2}{2}. \quad [\text{J}; \text{F}, \text{V}]$$

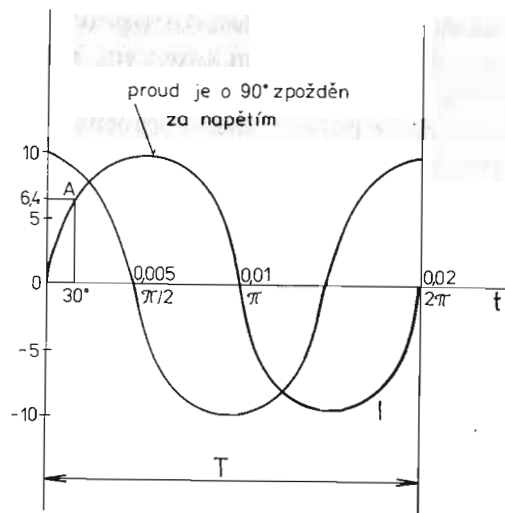
Střídavý proud

Když se mezi severním a jižním pólem magnetu otáčí smyčka z drátu, protíná magnetické siločáry a vzniká v ní elektrický proud. Ten má zpočátku, kdy se poloha smyčky kryje s magnetickými siločarami, nulovou intenzitu, která postupně vzrůstá, dosahuje maxima, když smyčka protíná siločáry kolmo a klesá nakonec zase k nule. Smyčka se otáčí dál, avšak v poli opačné polarit. Jestliže se před tím odvrátila od severního pólu a blížila se k jižnímu, teď se odvrací od jižního a blíží se k severnímu. Naindukovaný proud probíhá ve smyčce opačným směrem. Tento děj se opakuje a graficky se znázorňuje sinusoidou. Na osu x nanese úhel otočení smyčky (na jednu otočku 360° neboli π) a na osu y intenzitu proudu vzniklého ve smyčce, případně napětí. Na osu x také můžeme nanášet čas. Dobu jedné periody (jednoho kmitu) označíme T , dobu zvoleného intervalu t . Poměr úhlu α v intervalu t k celé otočce $\alpha:2$ je stejný jako poměr intervalu t k trvání jedné periody $t:T$:

$$\alpha:2\pi = t:T.$$

Úhel α se tedy rovná:

$$\alpha = 2\pi t \cdot \frac{1}{T}. \quad [\text{rad}; \text{s}, \text{s}]$$



Obr. 2.29. Střídavý proud

Reciproká hodnota trvání periody je kmitočet (frekvence):

$$\frac{1}{T} = f \quad [\text{s}, \text{Hz}]$$

Při kmitočtu $f = 1 \text{ Hz}$ trvá perioda 1 sekundu neboli 1 Hz (hertz) = 1 kmit za sekundu.

Pro periodu proudu v elektrovedné síti (v Evropě) platí:

$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{50} = 0,02. \quad [\text{Hz}, \text{s}]$$

Tak dospíváme k výrazu $\alpha = 2\pi ft = \omega t$, kterého se v elektrotechnice používá k vyjádření střídavých veličin. Příklad (obr. 2.29): Kolmice z bodu A na osu x znázorňuje intenzitu proudu v okamžiku, kdy $\omega t = 30^\circ$. Když se úhel ωt rovná $\pi/2$, tedy 90° , intenzita proudu je vyjádřena úsečkou z bodu $\pi/2$ do středu kružnice. Je to nejvyšší intenzita I_m ; tato úsečka se rovná přeponě pravoúhlého trojúhelníku, ve kterém platí, že:

$$\frac{i}{I_m} = \sin \omega t.$$

Intenzitu proudu (nebo napětí) v kterémkoliv okamžiku můžeme vyjádřit výrazem:

$$i = I_m \sin \omega t,$$

který platí, když počátek sledovaného děje leží v počátku souřadnic. Jestliže je posunut např. o úhel φ , nabývá výraz pro okamžitou intenzitu proudu tvaru:

$$i = I_m \cdot \sin (\omega (t + \varphi)).$$

Při grafickém znázornění vynášíme na osu y amplitudu (proudu nebo napětí) a na osu x úhel $\omega t + \varphi$ v radiánech, nebo čas t v sekundách (nebo ve zlomcích sekundy). Když se smyčka otočí o 30° , je okamžitá hodnota proudu:

$$i = I_m \cdot \sin 30^\circ = 0,5 I_m.$$

Nyní opustíme představu rotující drátěné smyčky mezi póly trvalého magnetu a budeme si představovat, že střídavý proud prochází cívkou, která má jen vlastní indukčnost a nemá žádný odpor a žádnou kapacitu, a kondenzátorem, který nemá ani odpor ani indukčnost. Amplituda proudu i napětí jsou vyjádřeny číslem 10:

$$I_n = U_n \text{ (např. } 10 \text{ mA, } 10 \text{ mV).}$$

Fázový rozdíl mezi nimi bude $\frac{1}{2}\pi, \varphi = \pm 90^\circ$.

Jak to bude vypadat v samém začátku v čase $t = 0$? Proud, pro který $\varphi = 0$, začíná v počátku souřadnic a jeho intenzita se v tom okamžiku rovná nule:

$$i = I_m (\sin \omega t + \varphi) \text{ pro } t=0, \varphi=0, i=0.$$

Pro okamžitou hodnotu napětí platí $t=0, \varphi=90^\circ$:

$$e_0 = E_m \sin(\omega \cdot 0 + 90^\circ) = E_m = 10 \text{ mV}$$

Tento stav je znázorněn křivkou E a dochází k němu na ideální indukčnosti.

Proud je teprve v začátku, ale napětí už dosáhlo své amplitudy. Jeho fázový rozdíl φ je kladný, napětí předchází proud, proud jde za napětím.

Střídavý proud může mít libovolný, avšak periodický průběh. Ten může být vyjádřen i křivkou obecného průběhu, avšak periodicky se opakující, přičemž plochy omezené křivkou v kladné i v záporné půlce Gaussovy roviny mají stejný obsah. Lidé si většinou pod pojmem střídavý proud představují sinusový průběh, který je však jen zvláštním případem proudu střídavého. Existují i proudy se zcela obecným průběhem, které je možno znázornit kmitavou funkcí. Kromě hodnoty okamžité a maximální (amplitudy) máme u střídavého proudu ještě hodnotu střední a hodnotu efektivní.

Střední hodnota střídavého proudu odpovídá hodnotě proudu stejnosměrného, který by za jednu periodu přenesl stejný elektrický náboj. Elektrický náboj se rovná součinu proudu a času. Graficky se dá znázornit obdélníkem, jehož základna se rovná periodě T a výška střední hodnotě. Od hodnoty kladné, znázorněné v kladné, horní půlce Gaussovy roviny, musíme odečíst hodnotu zápornou, znázorněnou v půlce spodní. Plochu, kterou převedeme na obdélník, dostaneme, když ji rozdělíme na tenké proužky (tak tenké, že se jejich šířka blíží nule) omezené dole úsečkou na ose x , nahoře uzoučkým kousíčkem křivky znázorňující průběh proudu. Tyto proužky sečteme a převedeme na obdélník, který dělíme periodou:

$$I_s T = \int_0^T i dt \Rightarrow I_s = \frac{\int_0^T i dt}{T}.$$

Pokud se rozhodneme vypočítat střední hodnotu sinusového proudu, dosadíme za obecný diferenciál $dI_s = i dt$ konkrétní výraz:

$$dI_s = \sin \omega t dt.$$

Integrujeme-li přes celou periodu, tj. 2π , pak:

$$I_s = \frac{I_m}{2\pi} \int_0^{2\pi} \sin \omega t \cdot dt.$$

Tedy dostaneme jako výsledek nulu. Protože se kladná polovina periody rovná u střídavého proudu záporné, střední hodnota střídavého proudu se rovná nule. Můžeme však vypočítat střední hodnotu jedné půlperiody (jaká například vznikne po usměrnění):

$$I_s = \frac{\omega I_m}{\pi} \int_0^{\pi} \sin \omega t dt = \frac{2}{\pi} I_m = 0,636 \ 62 I_m.$$

(Postup výpočtu: $\omega = 2\pi f = 2\pi T^{-1}$, $T^{-1} = \omega (2\pi)^{-1}$, $\omega t = z$, $dt = \omega^{-1} dz$, $\int \sin z dz = -\cos z$.)

Když používáme střídavého proudu k ohřívání nebo ke svícení, uplatní se obě půlky periody, kladná i záporná. Když najdeme takovou hodnotu střídavého proudu, která vyvine tolik tepla jako proud stejnosměrný, máme efektivní hodnotu střídavého proudu:

$$R \cdot I^2 \cdot T = R \int_0^T i^2 dt;$$

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt}.$$

Pro sinusový průběh dosadíme:

$$i = I_m \sin \omega t;$$

$$T = \frac{2\pi}{\omega};$$

$$I = I_m \sqrt{\frac{\omega}{2\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{\omega}} \sin^2 \omega t dt} = \frac{\sqrt{2}}{2} I_m = 0,707 \ 1 \ I_m.$$

Z elektrického výkonu vychází i výraz pro efektivní hodnotu napětí:

$$\frac{U^2}{R} T = \frac{1}{R} \int_0^T u^2 dt;$$

$$U = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2 dt}.$$

Efektivní hodnota napětí při sinusovém průběhu je:

$$U = 0,707 \ 1 \ U_m.$$

Pasívní součásti v obvodech střídavého proudu

Činný odpor se v obvodu střídavého proudu chová stejně jako v obvodu proudu stejnosměrného. Odpor je nezávislý na kmitočtu a proud je ve fázi s napětím.

Jestliže střídavý proud prochází cívkou, setkává se s odporem, který závisí na vlastní indukčnosti cívky a na kmitočtu proudu.

Induktivní reaktance je:

$$X_L = \omega L = 2\pi fL. \quad [\Omega; \text{Hz}, \text{H}]$$

Když zařadíme střídavému proudu do cesty kondenzátor, nabije se v první polovině periody na napětí dané elektrickým nábojem a kapacitou kondenzátoru. Když nabíjející proud klesne na nulu, kondenzátor odevzdává svůj náboj do obvodu a v další půlperiodě se nabije na opačné znaménko. Kondenzátor tedy střídavý proud propouští a klade mu do cesty kapacitní reaktanci, která je závislá na kapacitě kondenzátoru a na kmitočtu proudu:

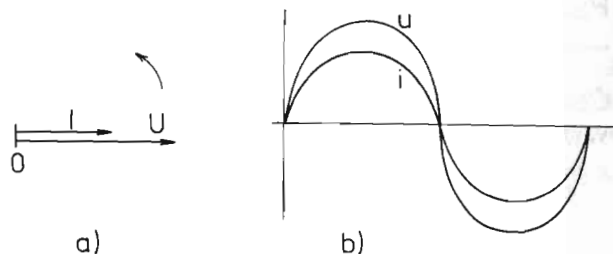
$$X_C = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2\pi fC}. \quad [\Omega; \text{Hz}, \text{F}]$$

Při teoretickém výkladu si představujeme, že tyto tři jevy existují každý samostatně. V praxi tomu tak není a vždycky máme co činit s jejich kombinacemi (sériovými, paralelními nebo obojími). Abychom se v tom vyznali, používáme několika metod, které znázorňují, co se v obvodech děje.

Rovnice, které jsme uvedli v kapitole o střídavém proudu, vyjadřují střídavou veličinu (proud, napětí) jako funkci času, poskytují informaci o jejich okamžitých hodnotách a umožňují výpočet hodnot dalších. To je metoda analytická. Se sinusovými funkcemi se pracuje podle zásad trigonometrie, a ať je průběh periody jakkoliv křivý, hrnatý nebo špičatý, vždycky si ho můžeme Fourierovou transformací rozložit na sinusové složky a složku stejnosměrnou.

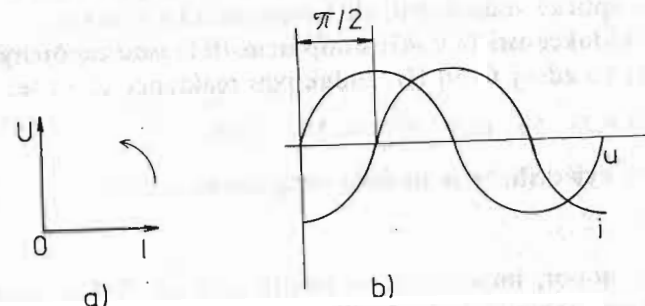
Druhá metoda spočívá v tom, že s proudy, napětími, odpory a reaktancemi zacházíme jako kdyby to byly vektory. Na činném odporu se úhel fázového posunutí mezi napětím a proudem rovná nule.

Obr. 2.30. Střídavý proud na odporu



Na indukčnosti předchází napětí o 90° před proudem:

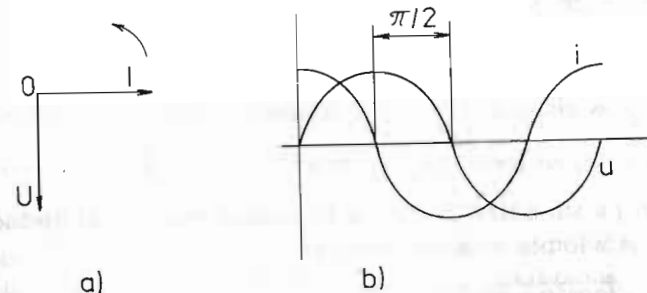
$$u = U_m \sin(\omega t + \varphi).$$



Obr. 2.31. Střídavý proud na indukčnosti

Na kapacitě je napětí zpožděno o 90° za proudem:

$$u = U_m \sin(\omega t - \varphi).$$



Obr. 2.32. Střídavý proud na kapacitě

Pomocí vektorů znázorňujeme veličiny maximální nebo efektivní. Protože však jde vesměs o skaláry závislé na čase, nikoliv o vektory ve fyzikálním slova smyslu, říkáme jim vektory časové. Podmínkou práce s časovými vektory je skutečnost, že všechny znázorňované veličiny mají tentýž kmitočet. Je možno konat i praktické výpočty metodami vektorové algebry.

Symbolicko-komplexní metoda používá Gaussovy roviny. Reálné hodnoty se znázorňují na ose x , hodnoty imagiární na ose y ; v horní polovině indukčnosti, v dolní polovině kapacity. Tato metoda umožňuje nejen optické znázornění, ale i matematický výpočet.

Cívka o indukčnosti 15,9 mH s odporem 10 Ω jsou zapojeny v sérii a připojeny na zdroj $f=50$ Hz. Induktivní reaktance cívky je:

$$X_L = \omega L = 6,28 \cdot 50 \cdot 15,9 \cdot 10^{-3} = 5. \quad [\Omega]$$

Abychom vyjádřili, že je to číslo imaginární, píšeme:

$$j5\Omega \quad (j = \sqrt{-1}).$$

Výsledný odpor, impedance, se počítá pomocí Pythagorovy věty (při tomto postupu se tato hodnota nazývá „modul vektoru“):

$$Z = \sqrt{R^2 + (j\omega L)^2} = 11,2. \quad [\Omega]$$

Rovná se absolutní hodnotě vektoru r .

Fázový úhel mezi induktivní reaktancí a odporem je:

$$\arctg \frac{\omega L}{R} = 26^\circ 35'.$$

Protože $\frac{X_L}{r} = \sin \varphi$ a $\frac{R}{r} = \cos \varphi$, můžeme psát:

$$Z = r \cos \varphi + r j \sin \varphi = r(\cos \varphi + j \sin \varphi).$$

Symbol j u $\sin$ naznačuje, že je to kladná imaginární hodnota. Impedance se v tomto vyjádření rovná:

$$|Z| = \sqrt{r^2(\cos^2 \varphi + \sin^2 \varphi)}.$$

Z trigonometrie víme, že $\sin^2 \varphi + \cos^2 \varphi = 1$ (můžeme se o tom snadno přesvědčit na kalkulačce) a máme tedy tentýž výsledek: $|Z| = r$.

V technické literatuře se často setkáme s rovnicí:

$$r(\cos \varphi + j \sin \varphi) = r e^{j\varphi} \quad (\text{rovnice Eulerova}).$$

Odkud se vzal tento výraz $e^{j\varphi}$?

Funkci $f(x)$ je možno za určitých předpokladů rozvinout v řadu MacLaurinovu srovnanou podle exponentů. Když to uděláme s funk-

ci $f(\varphi) = \sin \varphi$, dostaneme řadu:

$$\sin \varphi = -\frac{\varphi^3}{3!} + \frac{\varphi^5}{5!} - \frac{\varphi^7}{7!} + \dots \quad [\text{rad}]$$

Podobně můžeme rozvinout funkci $f(\varphi) = \cos \varphi$:

$$\cos \varphi = 1 - \frac{\varphi^2}{2!} + \frac{\varphi^4}{4!} - \frac{\varphi^6}{6!} + \frac{\varphi^8}{8!} - \dots \quad [\text{rad}]$$

Exponenciální funkci $y = e^{\varphi}$ lze rozvinout do řady:

$$e^{\varphi} = 1 + \varphi + \frac{\varphi^2}{2!} + \frac{\varphi^3}{3!} + \dots$$

Pak musí tedy platit:

$$e^{j\varphi} = 1 + j\varphi - \frac{\varphi^2}{2!} - \frac{j\varphi^3}{3!} + \frac{j\varphi^4}{4!} + \frac{j\varphi^5}{5!} - \dots$$

Po srovnání reálných a imaginárních členů dostaneme řadu:

$$(1 - \frac{\varphi^2}{2!} + \frac{\varphi^4}{4!} - \frac{\varphi^6}{6!} + \dots) + j(\varphi - \frac{\varphi^3}{3!} + \frac{\varphi^5}{5!} - \frac{\varphi^7}{7!} + \dots) = e^{j\varphi};$$

$$\cos \varphi + j \sin \varphi = e^{j\varphi}.$$

Méně častý způsob psaní je:

$$\cos \varphi + j \sin \varphi = \underline{e^{j\varphi}}.$$

Symbol $\underline{e^{j\varphi}}$ se čte „versor φ “.

Násobení výrazem $e^{j\varphi}$ znamená otočení vektoru o úhel φ ; násobení symbolem j je otočení o úhel 90° . Kapacitní reaktance X_C se může proto v symbolickém počtu vyjádřit jako $\frac{1}{j\omega C}$ nebo $-j \frac{1}{\omega C}$ (platí, že $-\frac{1}{j} = j$).

Analogicky se znázorní i sériová kombinace odporu a kapacitní reaktance:

$$Z = R - jX_C = r(\cos \varphi - j \sin \varphi) = r e^{-j\varphi}.$$

Výkon střídavého proudu je více než výkon stejnosměrného prou-

du ovlivněn zátěží, kterou proud prochází. Rovnice platná pro výkon stejnosměrného proudu je:

$$P = U \cdot I.$$

Analogická rovnice platí u střídavého proudu jen pro výkon okamžitý, a to když je proud s napětím ve fázi:

$$p = u_i i = U_m \sin \omega t \cdot I_m \sin \omega t = U_m I_m \sin^2 \omega t = \frac{U_m I_m}{2} (1 - \cos 2\omega t).$$

Integrací tohoto výrazu za periodu dostaneme střední hodnotu výkonu střídavého proudu:

$$P_s = \frac{1}{T} \cdot \frac{U_m I_m}{2} \int_0^T (1 - \cos 2\omega t) dt = \frac{U_m I_m}{2}.$$

Protože $\frac{U_m}{2} = U$, střední výkon se rovná součinu efektivních hodnot napětí a proudu (výkon zdánlivý):

$$P_s = \frac{I_m}{2} \cdot \frac{U_m}{2} = UI. \quad [\text{VA}; \text{V}, \text{A}]$$

Jestliže je mezi proudem a napětím fázový rozdíl φ (a to je nejčastější případ), pak:

$$u_i = I_m U_m \sin \omega t \sin(\omega t + \varphi).$$

Dále postupujeme podle součtové věty známé z trigonometrie:

$$\sin(\alpha + \beta) = \sin \alpha \cos \beta + \cos \alpha \sin \beta;$$

$$P = u_i = I_m U_m \left[\frac{1}{2} (1 - \cos 2\omega t) \cos \varphi + \sin 2\omega t \sin \varphi \right].$$

Integrací za jednu periodu dostaneme výraz pro výkon činný:

$$\begin{aligned} P &= \frac{1}{T} \int_0^T \frac{1}{2} I_m U_m [(1 - 2\cos \omega t) \cos \varphi + \sin 2\omega t \sin \varphi] dt = \\ &= \frac{1}{2} I_m U_m \cos \varphi = UI \cos \varphi. \quad [\text{W}; \text{V}, \text{A}] \end{aligned}$$

Pro výkon jalový dostaneme výraz:

$$P = UI \sin \varphi. \quad [\text{VAr}; \text{V}, \text{A}]$$

Součin napětí a proudu i při fázovém posuvu napětí a proudu je výkon zdánlivý (bez ohledu na fázový posuv):

$$P = UI. \quad [\text{VA}; \text{V}, \text{A}]$$

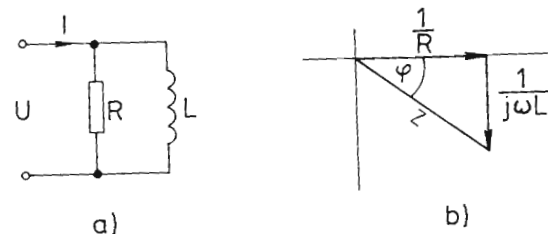
Jednotka VA se nazývá voltampér, 1 VAr je voltampér reaktanční.

Poměr mezi výkonem činným a zdánlivým, $\cos \varphi$, se nazývá účinník:

$$\cos \varphi = \frac{P_s}{P}.$$

Proud se v mnoha případech dodává do spotřebičů s induktivní reaktancí (vinutí transformátorů, motorů apod.). Aby se snížil jalový výkon, připojuje se k vedení reaktance opačného směru – kapacita ve formě kompenzačních kondenzátorů. Jalový výkon není schopen konat práci; vodiče se však musí dimenzovat podle výkonu zdánlivého.

Při paralelní kombinaci sčítáme vodivosti:

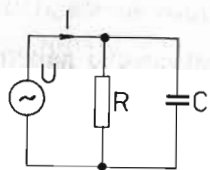


Obr. 2.33. Střídavý proud v paralelním obvodu RL

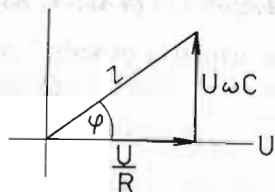
$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{R} + \frac{1}{j\omega L}; \quad Z = \frac{1}{R^{-2} + (\omega L)^{-2}};$$

$$|Z| = r \left(\frac{1}{R} - j \frac{1}{\omega L} \right); \quad |Z| = r (\cos \varphi - j \sin \varphi) = r e^{-j\varphi} = \arctg \frac{R}{\omega L}.$$

Podobně při paralelní kombinaci odporu a kapacity, připojené na střídavé svorkové napětí:



a)



b)

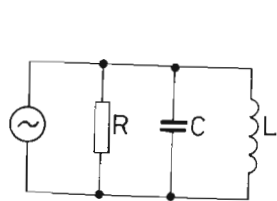
Obr. 2.34. Střídavý proud v paralelním obvodu RC

$$I = U \left(\frac{1}{R} + j\omega C \right);$$

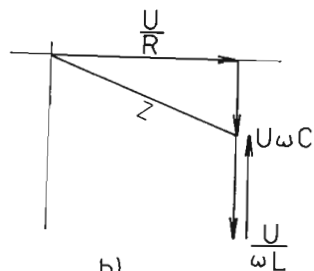
$$I = r(\cos\varphi + j\sin\varphi) = Ie^{j\varphi};$$

$$\varphi = \arctg \omega CR.$$

Rovněž při paralelní kombinaci odporu, kapacity a indukčnosti:



a)



b)

Obr. 2.35. Střídavý proud v paralelním obvodu RLC

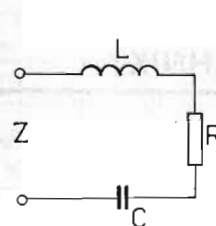
$$I = U \left[\frac{1}{R} - j \left(\frac{1}{\omega L} - \omega C \right) \right];$$

$$-\varphi = \arctg \frac{R(1 - \omega^2 LC)}{\omega L}; \frac{U}{R} = I \cos\varphi;$$

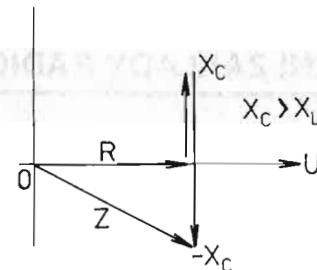
$$U \left(\frac{1}{\omega L} - \omega C \right) = I \sin\varphi;$$

$$Z = r(\cos\varphi - j\sin\varphi) = re^{-j\varphi}.$$

Impedance sériového obvodu, který obsahuje odpor, kapacitu a indukčnost se rovná



a)



b)

Obr. 2.36. Střídavý proud v sériovém obvodu RLC

$$Z = \sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right)^2},$$

fázový úhel

$$\varphi = \arctg \frac{\omega^2 LC - 1}{RC},$$

$$Z = r(\cos\varphi + j\sin\varphi) = re^{j\varphi}.$$

Z prvků, probraných v této kapitole, se skládají složitější obvody, jejichž vlastnosti studujeme při analýze náhradního schématu. Znalost základních prvků umožňuje sestavit obvod, posoudit jeho chování v požadovaných pracovních podmínkách a volit potřebná opatření.

Literatura

Zdeněk Trnka: Teoretická elektrotechnika. SNTL Praha, 1954.

Ladislav Haňka: Teorie elektromagnetického pole. SNTL, Praha 1975.

Václav Šindelář, Ladislav Smrž: Nová soustava jednotek. Státní pedagogické nakladatelství, Praha, 1968.

FYZIKÁLNÍ ZÁKLADY RADIOTECHNIKY

Fyzikální veličiny

Vlastnosti hmoty, její chování a také její vztah k energii popisujeme fyzikálními závislostmi. Tyto závislosti popisujeme pomocí *veličin*, a to buď ve formě tabulek, grafů nebo matematickým popisem. V ČSSR shrnuje pravidla a pojmy, týkající se zápisu veličin, norma ČSN 01 1310. Vhodně zvolená míra veličiny z každého základního druhu veličin se nazývá *jednotka*. Vzhledem k reprodukovatelnosti informací o fyzikálních závislostech i reprodukovatelnosti výrobků a měření jejich vlastností vyvstala potřeba mezinárodní normalizace jednotek.

Na základě dosavadních soustav jednotek, porovnáním jejich výhod a nevýhod vznikla v nedávné minulosti mezinárodní měrová soustava jednotek, zkráceně označovaná jako SI (z angl. Standard International), o kterou se opírá i čs. zákon 35/62 Sb. a státní normy, zejména norma ČSN 01 1300 „Zákonné měrové jednotky“. Jiných než zákonných měrových jednotek se v ČSSR používat nesmí.

Veličinu měříme vyjádřením násobku její hodnoty ve vztahu k příslušné jednotce. Proto je číselná hodnota veličiny bez udání její jednotky nesmyslná a nedostačující.

Mezinárodní měrová soustava SI se opírá o racionalizovanou soustavu definičních rovnic. Přesné definice uvedených základních jednotek jsou uvedeny ve výše zmíněné normě, výpis je v tab. 3.1.

Všechny jednotky používané v mechanice, termice, akustice, elektronice a optice jsou podrobně popsány v normě ČSN 01 1310.

Tab. 3.1. Základní jednotky soustavy SI

<i>Metr</i> je délka rovnající se 1 650 763,73 násobku vlnových délek záření ve vakuu, které odpovídá přechodu mezi energetickými hladinami $2p_{10}$ a $5d_5$ atomu kryptonu 86.
<i>Kilogram</i> je hmotnost mezinárodního prototypu kilogramu, který je uložen u Mezinárodního úřadu pro váhy a míry v Sèvres (Francie).
<i>Sekunda</i> je trvání 9 192 631 770 period záření, které odpovídá přechodu mezi dvěma hladinami velmi jemné struktury základního stavu atomu cesia 133.
<i>Ampér</i> je elektrický proud, který při stálém průtoku dvěma rovnoběžnými přímkovými velmi dlouhými vodiči zanedbatelného kruhového průřezu, umístěnými ve vakuu ve vzdálenosti 1 m od sebe, vyvolá mezi těmito vodiči sílu $2 \cdot 10^{-7}$ N na jeden metr délky.
<i>Teplotní stupeň</i> je 273,16 díl teplotního rozdílu mezi absolutní nulou a teplotou trojného bodu vody, měřený v termodynamické stupnici teplot.
<i>Kandela</i> je svítivost 1/600 000 čtverečního metru povrchu černého tělesa v kolmém směru, při teplotě tuhnutí platiny za tlaku 101 325 Pa

Definice některých odvozených jednotek

Síla, tíha: Hlavní jednotkou je newton (N) – čti „ňutn“. 1 N je síla, která uděluje tělesu s hmotností 1 kg zrychlení $1 \text{ m} \cdot \text{s}^{-2}$.

Energie, práce, teplo: Hlavní jednotkou je joule (J) – čti „džaul“. 1 joule je práce, kterou vykoná stálá síla 1 newtonu, působící po dráze 1 metru ve směru síly.

Výkon, zářivý tok: Hlavní jednotkou je watt (W). 1 watt je výkon, při němž se vykoná práce 1 joule za 1 sekundu.

Elektrický náboj: Hlavní jednotkou je coulomb (C) – čti „kulomb“. 1 coulomb je elektrický náboj, jenž proteče vodičem při stálém proudu 1 ampéru v době 1 sekundy.

Elektrické napětí: Hlavní jednotkou je volt (V). 1 volt je napětí mezi konci vodiče, do něhož stálý proud 1 ampéru dodává výkon 1 wattu.

Elektrická kapacita: Hlavní jednotkou je farad (F). 1 farad je kapacita elektrického kondenzátoru, který při napětí 1 voltu pojme náboj 1 coulombu.

Elektrický odpor: Hlavní jednotkou je ohm (Ω) – čti „óm“. 1 ohm je odpor vodiče, v němž stálé napětí 1 voltu mezi konci vodiče vyvolá proud 1 ampéru, nepůsobí-li ve vodiči elektromotorické napětí.

Indukčnost: Hlavní jednotkou je henry (H) – čti „henri“. 1 henry je vlastní indukčnost uzavřeného obvodu, v němž vzniká elektromotorické napětí 1 voltu, jestliže se elektrický proud protékající tímto obvodem mění rovnoměrně o 1 ampér za sekundu.

Kmitočet: Hlavní jednotkou je hertz (Hz) – čti „herc“. 1 hertz je kmitočet periodického jevu, jehož jedna perioda trvá 1 sekundu.

Stejnoseměrný elektrický proud, napětí

Elektrický proud je v podstatě pohyb nosičů elektrického náboje – elektronů. Způsobů, jak docílit tento pohyb elektronů, je několik. Vždy, ať staticky nebo dynamicky, působením chemické polarizace v roztoku, energií proměnného magnetického pole, tepelnou či mechanickou energií nebo jiným projevem vnější energie musí dojít k tomu, aby na jedné svorce zdroje proudu se vytvořil přebytek volných elektronů (minus pól) a na druhé svorce jejich nedostatek (plus pól). Potenciálnímu rozdílu mezi oběma svorkami říkáme *napětí*.

Připojíme-li ke svorkám zdroje vhodný vodič, začnou jím (ve snaze vyrovnat potenciální rozdíl mezi svorkami) procházet elektrony, nesoucí elektrický náboj. Materiál vodiče klade elektronům v jejich cestě odpor. Překonáváním tohoto odporu odevzdávají elektrony svou energii materiálu vodiče ve formě tepelných kvant. Tepelná kvanta představují pak tepelnou energii tělesa vodiče, v podstatě energii, která byla vynaložena k vytvoření potenciálního rozdílu na svorkách zdroje.

Jeden ampér představuje proud, při kterém za dobu jedné sekundy proteče vodičem asi 6,25 trilionů ($6,25 \cdot 10^{18}$) elektronů.

Odpor vodiče, vodivost

Jako vodiče nejlépe vyhovují kovy, tj. látky které mají krystalickou strukturu pevné hmoty (tzv. krystalovou mřížku) a jejich atomy mají neúplně obsazenou valenční elektronovou slupku. Vnější elektrony atomu jsou v této mřížce vázány velmi volně, tvoří tzv. elektronový plyn a jsou poměrně dobře pohyblivé.

Přiložíme-li na kov elektrické napětí, jsou volné elektrony posouvány elektrickým polem ve směru ke kladnému pólu.

Pohybu volných elektronů ve směru působení elektrického pole brání nepravidelnosti krystalové mřížky, atomy nečistot a tepelné kmity krystalové mřížky. Míra průchodivosti volných elektronů látkou se nazývá *měrný odpor* ρ . Skládá se z tří složek

$$\rho = \rho_j + \rho_a + \rho_s,$$

kde ρ_j je odpor působený tepelnými kmity krystalové mřížky látky, ρ_a odpor působený nepravidelnostmi mřížky, zrnitostí, dislokacemi apod.,

ρ_i odpor působený atomy nečistot.

Měrná vodivost σ je obrácenou hodnotou měrného odporu

$$\sigma = \frac{1}{\rho}$$

a má tentýž význam. Je-li měrný odpor vysoký, je měrná vodivost malá a naopak.

Tepelné kmity krystalu, působené tepelným zářením, jsou tím větší, čím vyšší je teplota vodiče. Naopak v nízkých teplotách se zmenšují a až blízko absolutní nuly ($0\text{K} = -273,15^\circ\text{C}$) ustávají. Tím se silně mění složka ρ_j . U kovů měrný odpor s teplotou roste. Závislost změny odporu na teplotě se nazývá *teplotní součinitel odporu* TKR.

Mechanickým opracováním, kování, lisováním, tažením se mění dislokace krystalů, a tím se mění složka ρ_a . Vyžiháním (teplotním opracováním) se pak ρ_s vrací zpět na původní hodnotu.

Za velmi nízkých teplot odpor kovů takřka mizí. U některých kovů

nebo slitin kovů se dostaví tzv. supravodivý stav. *Supravodivost*, tj. praktické vymizení odporu, nastává u některých kovů a slitin při teplotách uvedených v tab. 3.2.

Opačnou vlastnost než kovy má uhlík, jehož odpor s rostoucí teplotou klesá. Mechanismus vedení proudu je u uhlíku podobný jako u polovodičů.

Tab. 3.2. Teploty supravodivosti některých látek

Látka	Teplota začátku supravodivosti [K]
Sloučenina NbN	24
Slitina NbSn	17
Olovo Pb	7,3
Vanad V	4,4
Rtuť Hg	4,1
Cín Sn	3,7
Indium In	3,4

Tab. 3.3. Měrné odpory a vodivosti některých látek

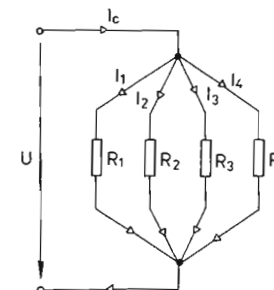
Druh vodiče	Měrný odpor [$10^{-6} \Omega \cdot m$]	Měrná vodivost [$10^8 S \cdot m^{-1}$]
Stříbro	0,016	62,5
Měď	0,017–0,018	57–58,8
Hliník	0,03–0,05	20–34
Wolfram	0,055	18,2
Zinek	0,060	16,5
Nikl	0,1–0,12	8,4–10
Platina	0,11	9
Železo	0,10–0,14	7,1–10
Cín	0,13	7,7
Olovo	0,21	4,76
Nikelin	0,3	3,3
Manganin	0,43	2,32
Konstantan	0,50	2

Kirchhoffovy zákony

Pro rozdělení proudu a napětí v obvodech složených z reálných odporů platí dále tzv. Kirchhoffovy zákony:

1. *Kirchhoffův zákon*: Součet proudů do uzlu přiváděných se rovná součtu proudů z uzlu odváděných. Například pro čtyři proudové větve (viz obr. 3.1) platí

$$I_C = I_1 + I_2 + I_3 + I_4.$$



Obr. 3.1. Dělení proudů podle prvního Kirchhoffova zákona

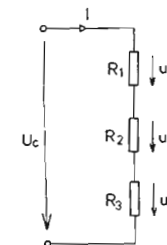
Proudy se dělí v poměru převrácených hodnot odporů jednotlivých větví (tj. vodivostí jednotlivých větví)

$$I_1 : I_2 : I_3 : I_4 = \frac{1}{R_1} : \frac{1}{R_2} : \frac{1}{R_3} : \frac{1}{R_4}.$$

Výkon ztracený na rezistorech jednotlivých větví bude roven celkovému příkonu $P_C = U \cdot I_C$.

$$P_C = U \cdot I_C = R_1 I_1^2 + R_2 I_2^2 + R_3 I_3^2 + R_4 I_4^2.$$

2. *Kirchhoffův zákon*: Napětí do obvodu přiváděné se rovná součtu úbytků napětí v obvodu. Např. napěťový dělič se třemi rezistory R_1 , R_2 a R_3 v sérii (obráz. 3.2):



Obr. 3.2. Dělení napětí podle druhého Kirchhoffova zákona

$$U_c = IR_1 + IR_2 + IR_3 = U_1 + U_2 + U_3.$$

Napětí U_c se rozdělí na jednotlivé rezistory v poměru hodnot jejich odporů

$$U_1 : U_2 : U_3 = (R_1 : R_2 : R_3) I.$$

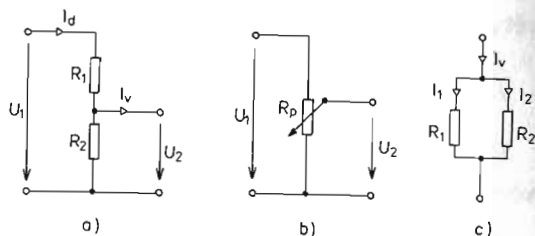
Výkon ztracený na odporu děliče bude dán součtem výkonů ztracených na jednotlivých rezistorech děliče

$$P_c = \frac{U_1^2}{R_1} + \frac{U_2^2}{R_2} + \frac{U_3^2}{R_3}.$$

Odporový dělič napětí a proudu

Na dvou rezistorech R_1 a R_2 zapojených v sérii dochází ke snížení vstupního napětí U_1 na výstupní napětí U_2 . Obě napětí jsou v poměru rovném poměru hodnot odporu rezistorů, na kterých se vyskytují (obr. 3.3a):

Obr. 3.3. a – dělič napětí,
b – potenciometr,
c – dělič proudu



$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{R_2}{R_1 + R_2},$$

$$U_2 = U_1 \frac{R_2}{R_1 + R_2}.$$

Pro správnou funkci *odporového děliče napětí* musíme zvolit příčný proud I_d podstatně větší, než je proud I_v odebíraný zátěží na výstupu děliče. Volíme zpravidla $I_d \geq 10 I_v$. Pak odpor R_2 bude přibližně

$$R_2 = \frac{U_2}{I_d}$$

a odpor R_1 bude

$$R_1 = \frac{U_1 - U_2}{I_d}.$$

Plynule proměnný dělič napětí se nazývá *potenciometr* (obr. 3.3 b).

Na obr. 3.3 c je paralelní kombinace odporů R_1 a R_2 . Proud I_v se dělí na dva proudy I_1 a I_2 , jejichž velikost je v obráceném poměru velikostí obou odporů

$$I_1 : I_2 = \frac{1}{R_1} : \frac{1}{R_2}.$$

Tomuto zapojení říkáme *odporový dělič proudu*. Potřebujeme-li, aby známým odporem R_2 tekla jen potřebný proud I_2 , určíme velikost R_1 takto:

$$R_1 = \frac{R_2 \cdot I_2}{I_v - I_2}.$$

Tomuto odporu říkáme *bočník* a slouží k oddělení určité, předem známé části vstupního proudu proudového děliče.

Příklad 1: Z napájecího napětí $U_1 = 12$ V je třeba vytvořit napětí 3 V s předpokládaným odběrem $I_v = 50$ μ A. Použijeme napěťový dělič s příčným proudem $I_d = 1$ mA:

$$R_2 = U_2 : I_1 = 3 \text{ V} : 1 \text{ mA} = 3 \text{ k}\Omega; R_1 = (12 \text{ V} - 3 \text{ V}) : 1 \text{ mA} = 9 \text{ k}\Omega.$$

S dostatečnou přesností vyhoví vyráběné hodnoty $R_1 = 10$ k Ω a $R_2 = 3,3$ k Ω .

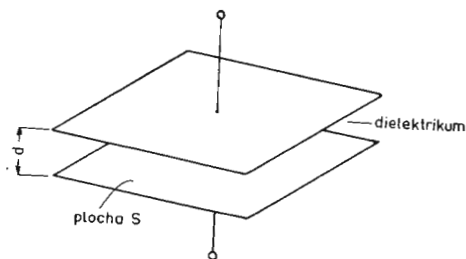
Příklad 2: Měřicí přístroj má plnou výchylku při proudu 1 mA a napětí 100 mV. Přístrojem potřebujeme měřit proud 100 mA na plnou výchylku. Použijeme odporový dělič proudu. Odpor měřicího přístroje je $R_2 = U/I_2 = 100 \text{ mV} / 1 \text{ mA} = 100$ Ω . Odpor bočníku pak bude

$$R_1 = \frac{R_2 \cdot I_2}{I_v - I_2} = \frac{100 \cdot 0,001}{0,099} = \frac{100}{99} = 1,01 \text{ } \Omega.$$

Kondenzátory

Elektrická kapacita je schopnost shromažďovat elektrický náboj. Prvek, který v elektrotechnice realizuje tuto schopnost, se jmenuje *kondenzátor*.

Kapacita kondenzátoru C zhotoveného ze dvou desek o ploše S , vzdálených od sebe na vzdálenost d (která je malá ve srovnání s rozměry desek), se vzduchovým dielektrikem (obr. 3.4) je dána vztahem



3.4. Deskový kondenzátor

$$C = \epsilon_r \epsilon_0 \cdot \frac{S}{d} = \epsilon_r \cdot 8,84 \cdot 10^{-3} \frac{S}{d}, [\text{pF}, \text{mm}^2, \text{mm}]$$

kde ϵ_r je tzv. relativní permitivita (dielektrická konstanta), pro vzduch je rovna 1, stejně jako pro vakuum. Pro ostatní izolační hmoty udává, kolikrát je kapacita kondenzátoru s touto hmotou jako dielektrikem větší než bez dielektrika.

Dielektrické konstanty různých izolačních a dielektrických materiálů jsou uvedeny v tab. 3.4. V dolní části tabulky jsou uvedeny hmoty pro dielektrikum keramických kondenzátorů.

Kapacita se udává ve faradech [F]. Používané díly této jednotky jsou mikrofarad μF (10^{-6}), nanofarad nF (10^{-9} F) a pikofarad pF (10^{-12} F).

Jako dielektrika se u vyráběných kondenzátorů používají kvalitní druhy keramických materiálů (pro rozsah kapacit 1 pF až 3 000 pF), slída (rozsah kapacit 10 pF až 10 000 pF), polystyrenová fólie (rozsah

10 pF až 50 000 pF) a fólie z terylenu, polyesteru a dalších umělých hmot (2 000 pF až 680 000 pF). Dále se pro zhotovování blokových kondenzátorů používá keramika na bázi bariu-titanátu s vysokou permitivitou (kapacity od hodnoty 4 700 pF až 150 000 pF). Kapacity do hodnot desítek μF se dosahují u kondenzátorů z metalizovaného papíru. Zvláštní skupinu tvoří *elektrolytické kondenzátory*, které při malých rozměrech dosahují vysokých hodnot kapacity (až 5 000 μF), ale pracují jen při stejnosměrné polarizaci, nehodí se přímo k použití v obvodech střídavého proudu. Nej kvalitnějšími elektrolytickými kondenzátory jsou tantalové kondenzátory. U elektrolytických kondenzátorů musíme vždy respektovat jejich polaritu.

Všechny typy kondenzátorů mají svou funkci omezenou na určitý rozsah napětí. Na vyšší než *maximální pracovní napětí* se nedá kondenzátor použít, neboť by došlo k jeho *průrazu*, tj. k zničení dielektrika a vodivému spojení desek nebo k celkovému mechanickému poškození.

V praxi dělíme kondenzátory zásadně do dvou skupin. V první skupině jsou kondenzátory pro rezonanční obvody nebo přesné RC obvody. Na tyto kondenzátory jsou kladeny ty nej přísnější požadavky především z hlediska jejich teplotní stability a malých ztrát v dielektriku. Ve druhé skupině jsou kondenzátory určené pro filtrační, blokovací, nízkofrekvenční, vazební a jiné pomocné obvody. U těchto kondenzátorů, zvláště u blokových, rozhoduje často co nejmenší vlastní indukčnost.

Při hodnocení kvality kondenzátorů a jejich vhodnosti pro laděné obvody sledujeme teplotní závislost hodnoty jejich kapacity.

Je-li teplotní součinitel kladný, zvyšuje se s rostoucí teplotou i hodnota kapacity, je-li záporný, je tomu naopak. V laděných obvodech většinou používáme keramické nebo slídové kondenzátory, které mají malý záporný teplotní součinitel (v rozmezí -30 až $-150 \cdot 10^{-6} / ^\circ\text{C}$), neboť se tím kompenzuje většinou kladný teplotní součinitel cívk (okolo $+100 \cdot 10^{-6} / ^\circ\text{C}$). Abychom dosáhli co nejmenší teplotní závislosti rezonančního kmitočtu laděného obvodu, vybíráme k dané cívkě kondenzátory s větším či menším záporným teplotním součinitelem, až se výsledný teplotní součinitel blíží k nule. Tomuto postupu vykompenzování vlivu teploty na kmitočet laděného obvodu říkáme

teplotní kompenzace. Je důležitá zejména u laděných obvodů řídicích oscilátorů.

U kondenzátorů pro vysokofrekvenční laděné obvody se ztráty kondenzátoru často vyjadřují jako tzv. *činitel jakosti* Q_c kondenzátoru. Tento činitel jakosti je dán jako poměr reaktance ideálního kondenzátoru X_c a sériového ztrátového odporu R_{sz} rovnici

$$Q_c = \frac{X_c}{R_{sz}} = \frac{1}{\omega C R_{sz}}.$$

Budeme-li ztráty kondenzátoru vyjadřovat pomocí paralelního ztrátového odporu R_{pz} , bude činitel jakosti kondenzátoru dán poměrem

$$Q_c = \frac{R_{pz}}{X_c} = \omega C R_{pz}.$$

Mezi funkcí $\operatorname{tg} \delta$ a činitelem jakosti Q_c platí převrácený poměr

$$Q_c = \frac{1}{\operatorname{tg} \delta}.$$

Jako součást rezonančních obvodů používáme tyto druhy kondenzátorů:

a) *Slidové kondenzátory* mají malé ztráty, jejich $\operatorname{tg} \delta = 0,001$ až $0,003$, což odpovídá činiteli jakosti $Q_c = 1\,000$ až 300 . Tyto vlastnosti umožňují jejich použití v oblasti kmitočtů $10\,\text{kHz}$ až $50\,\text{MHz}$.

b) *Keramické kondenzátory* mají ještě menší ztráty, jejich $\operatorname{tg} \delta = 0,000\,1$ až $0,000\,6$, tj. $Q_c = 10\,000$ až $1\,500$. Použitím různých druhů keramických hmot je možné zhotovit kondenzátory s teplotním součinitelem $k_T = -1\,500 \cdot 10^{-6}$ až $+1\,000 \cdot 10^{-6} / ^\circ\text{C}$. Tyto kondenzátory se používají v rezonančních obvodech od asi $0,1\,\text{MHz}$ výše. Do této skupiny nepočítáme keramické kondenzátory z bariu-titanátové keramiky.

c) *Styroflexové kondenzátory* mají ztráty v rozmezí $\operatorname{tg} \delta = 0,2 \cdot 10^{-3}$ až $1 \cdot 10^{-3}$, a činitel jakosti v rozmezí $Q_c = 5\,000$ až $1\,000$. Teplotní součinitel $k_T = -100 \cdot 10^{-6} / ^\circ\text{C}$. Používají se do filtrů a laděných obvodů s kmitočtem do cca $1\,\text{MHz}$.

d) *Kondenzátory s papírovým dielektrikem* a dielektrikem z umělých

Tab. 3.4. Dielektrické konstanty různých izolačních materiálů a materiálů pro keramické kondenzátory

Dielektrický materiál	Dielektrická konstanta ϵ_r
Vakuum	1,000
Vzduch	1,0
Lesklá lepenka	2
Sklotextit	5
Tvrzený papír	5–8
Olejový papír	3,5–6
Cuprexit	5,5
Sklo obyčejné	5–16
Sklo křemenné	3,7–4,7
Slída	5–7
Mikanit	5,3
Organické sklo	3–3,6
Porcelán	5–6
Trolitul	2,2–2,5
Stealit	7
Stabilit	15–67
Rutilit	80–100
Negatit	130–170
Permitit	900–12 000

hmot. Mají poměrně vysoké ztráty, $\operatorname{tg} \delta = 0,01$ až $0,02$, tj. $Q_c = 100$ až 50 . Používají se jen v nf obvodech.

Kondenzátory z vysokopermitivitních keramických hmot používáme na blokovací účely. Jsou zhotoveny z tzv. bariu-titanátové keramiky (u nás jsou to např. typy TK782 a TK783). Tyto kondenzátory mají především velmi silnou a navíc nelineární závislost dielektrické konstanty na teplotě. Mají značné ztráty, $\operatorname{tg} \delta = 0,01$ až $0,35$. Speciálně pro blokovací účely se vyrábějí tzv. *průchodkové kondenzátory*. Výslovně upozorňujeme, že kondenzátory z těchto hmot se nehodí ani jako vazební do citlivých nízkofrekvenčních zesilovačů, protože mají poměrně malý svodový odpor.

Pro nastavování laděných obvodů a podobná použití se vyrábějí otočné kondenzátory pro nastavení šroubovákem, tzv. *kapacitní trim-*

ry. Vyrábějí se jako vzduchové, keramické, skleněné nebo z umělých hmot.

Indukčnost

Indukčnost je schopnost cívky hromadit energii magnetického pole.

Indukčnost L toroidní cívky, navinuté na soustředném prstenci (toroidu) z magneticky vodivého materiálu o vnějším průměru d_1 , vnitřním průměru d_2 , tloušťce b a počtu závitů n (viz obr. 3.5) je dána vztahem

$$L = n^2 \mu_r \mu_0 \frac{S}{l_s} = n^2 \mu_r \cdot 1,26 \frac{S}{l_s}, \quad [\mu\text{H}, \text{mm}^2, \text{mm}]$$

kde $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{H} \cdot \text{m}^{-1}$,

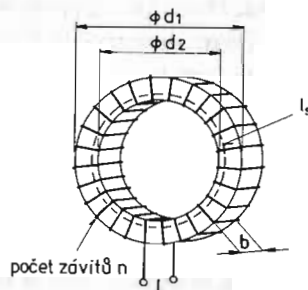
μ_r je tzv. relativní permeabilita, která číselně určuje, kolikrát je použitý materiál jádra cívky magneticky vodivější než vakuum,

S je plocha průřezu jádra, tj. toroidu. Plochu podle obr. 3.5 určíme jako

$$S = \frac{(d_2 - d_1)b}{2},$$

l_s je délka střední magnetické siločáry v jádru. U toroidu bude

$$l_s = \pi \cdot d_{\text{stř}} = \pi \frac{d_1 + d_2}{2}.$$



Obr. 3.5. Toroidní cívka

Pokud má jádro cívky jiný tvar než toroid, je třeba plochu S určit z řezu jádrem a střední délku siločáry l_s změřit nebo odhadnout. Některá jádra, např. transformátorové plechy, mají délku l_s uvedenou výrobcem.

Relativní permeabilita μ_r je u většiny nemagnetických látek blízká jedné. Vyšší hodnoty permeability mají pouze magneticky vodivé materiály na bázi železa, niklu a jiných magnetických látek. Hodnoty permeability používaných magnetických materiálů jsou uvedeny v tab. 3.5. (str. 218).

Příklad: Toroidní cívka má jádro zhotovené z magneticky vodivého materiálu s permeabilitou $\mu_r = 300$, má vinutí o počtu závitů $n = 1\,000$. Toroidní jádro má vnitřní průměr $d_1 = 60 \text{ mm}$, vnější průměr $d_2 = 100 \text{ mm}$ a tloušťku $b = 10 \text{ mm}$. Indukčnost L této cívky bude

$$L = 1,26 \cdot n^2 \cdot \mu_r \frac{S}{l_s} = 1,26 \cdot n^2 \cdot \mu_r \cdot \frac{0,5(d_2 - d_1)b}{0,5(d_1 + d_2)\pi},$$

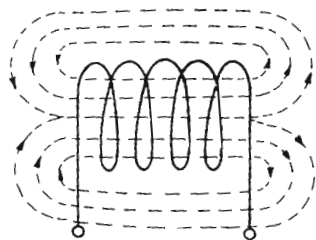
$$L = 1,26 \cdot 1\,000^2 \cdot 300 \cdot \frac{0,5(100 - 60) \cdot 10}{0,5 \cdot (60 + 100) \cdot 3,14} = 3 \cdot 10^8 \mu\text{H} = 0,3 \text{H}.$$

Relativní permeabilita μ_r je u většiny magnetických materiálů závislá na intenzitě magnetického pole cívky (tzv. sycení). Při příliš velkých hodnotách tohoto pole permeabilita μ_r klesá (říkáme, že indukčnost je přesycená). Tohoto jevu se využívá např. u magnetických stabilizátorů střídavých napětí nebo u magnetických zesilovačů. Protože v elektronice zpravidla pracujeme s dostatečně malými hodnotami proudů, protékajících cívkami, používáme μ_r udávané jako tzv. počáteční permeabilita. Nebezpečí přesycení např. nízkofrekvenčních transformátorů nebo tlumivek se odstraní zavedením vzduchové mezery do magnetického obvodu jádra.

Toroidní cívky představují ideální způsob, jak zhotovit kvalitní indukčnost. Nedostatkem pouze je, že se dost obtížně sériově zhotovují, což při amatérské realizaci odpadá. Další nedostatek je, že se toroidní cívky v laděných obvodech velmi obtížně doladují, indukčnost se dá měnit jen ve velmi malých mezích (např. roztahováním závitů u řídicích vinutých vf cívek). Výhodou naopak je, že magnetické pole toroidních cívek je prakticky celé uzavřeno v magnetickém materiálu a obvody s těmito cívkami není třeba magneticky stínit.

Běžným provedením indukčnosti pro rádiové obvody je válcová

cívka (obr. 3.6.). U válcové cívky bez jádra má magnetické pole rozložení znázorněné na uvedeném obrázku čárkovanými siločkvami. Magnetické pole válcové cívky se uzavírá ve volném prostoru okolo cívky; tato cívka má proto nutně větší ztráty než toroidní.



Obr. 3.6. Válcová cívka a znázornění rozložení jejího magnetického pole

Střídavý proud

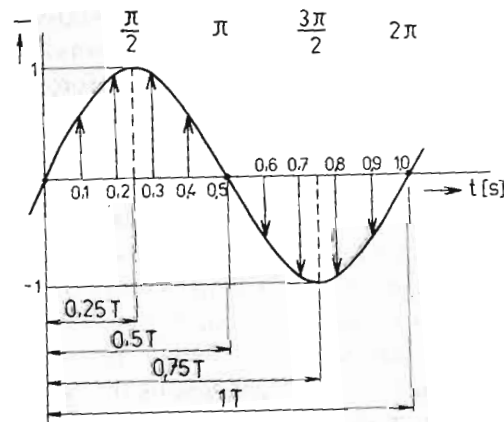
Na rozdíl od stejnosměrného proudu, při kterém se nosiče proudu pohybují ve vodiči jedním směrem, při střídavém proudu se směr pohybu nosičů proudu neustále mění. Dále se budeme zabývat proudy, jejichž směr se v průběhu času mění pravidelně – periodicky. Počtu změn směru toku střídavého proudu za 1 sekundu říkáme kmitočet a měříme jej v hertzech (Hz). Při kmitočtu 1 Hz se změna směru proudu plynule právě jednou za 1 sekundu.

Praktické jednotky kmitočtu jsou kromě Hz kilohertz kHz (10^3 Hz), megahertz MHz (10^6 Hz) a gigahertz GHz (10^9 Hz).

Příklad: Bude-li doba trvání periody střídavého proudu 1 μ s (miliontina sekundy), bude kmitočet střídavého proudu f roven

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{1 \mu\text{s}} = \frac{1}{10^{-6}\text{s}} = 10^6 \text{ Hz} = 1 \text{ MHz}.$$

Prohlédněte si nyní časový záznam průběhu střídavého proudu na obr. 3.7. Vidíme, že proud teče v rozmezí 0 až 0,25 T jedním směrem a neustále stoupá. V okamžiku 0,25 T (tj. v první čtvrtině periody) do-

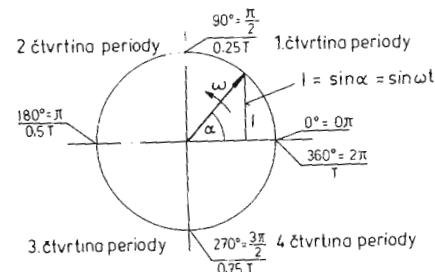


Obr. 3.7. Průběh jednoho kmitu střídavého proudu o kmitočtu 1 Hz

sahuje proud maximální hodnoty v jednom směru. Mezi okamžikem 0,25 T a polovinou periody 0,5 T teče proud neustále tímto směrem, ale postupně se zmenšuje, až v okamžiku 0,5 T je roven nule (stejně jako na začátku periody, ale pozor, smysl změny je opačný!).

V rozmezí mezi dobami 0,5 T až 0,75 T se proud opět plynule zvětšuje, ale teče opačným směrem. Svého opačného maxima dosáhne v tříčtvrtině periody (0,75 T), ve zbylém čase periody do doby 1 T pak klesá plynule na nulu. Tento děj se opakuje za jednu sekundu f -krát, při čemž f je (jak jsme již ukázali) kmitočet.

Všimněme si dále obr. 3.8, na kterém jsou tytéž hodnoty střídavého proudu i získány v diagramu otáčejícího se jednotkového vektoru.



Obr. 3.8. Střídavý proud jako otáčející se vektor o délce 1 a úhlovém kmitočtu ω

S otáčením vektoru mezi $\alpha=0^\circ$ až 90° (tj. v obloukové míře mezi 0 až $\pi/2$) se proud I mění podle funkce sinus, tj. $I=\sin\alpha$. Mění se od nuly až po hodnotu 1 (neboť $\sin 90^\circ=\sin\pi/2=1$). Toto otočení vektoru odpovídá první čtvrtině periody z předchozího obrázku. S dalším otáčením vektoru proud I klesá až při $\alpha=180^\circ$ je opět nulový (polovina periody). Při pootočení na úhel $\alpha=270^\circ$ bude $\sin\alpha=-1$ a děj se uzavírá pro $\alpha=360^\circ$, tj. 2π , čímž je ukončena celá perioda.

Určíme-li si nyní rychlost otáčení vektoru jako úhlovou rychlost ω , bude úhel α v kterémkoliv místě otočení vektoru dán touto rychlostí a časem t měřeným od počátku otáčení, tj. $\alpha=\omega \cdot t$. Bude-li se místo jednotkového vektoru otáčet vektor s délkou rovnou maximální (vrcholové) hodnotě proudu I_m , lze v každém okamžiku určit okamžitou velikost proudu podle vztahu

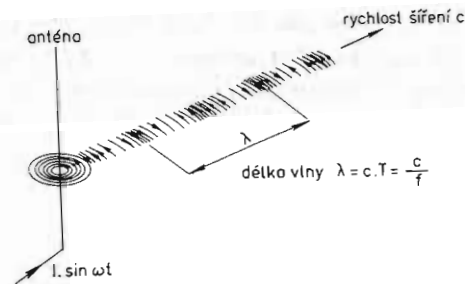
$$I=I_m \cdot \sin\omega t.$$

Rychlosti otáčení vektoru ω říkáme kruhový kmitočet. Protože jedna perioda, tj. jedno otočení vektoru (měřeno v obloukové míře po obvodu jednotkové kružnice) odpovídá 2π , je kruhový kmitočet ω jakožto rychlost otáčení dán poměrem dráhy a doby trvání periody, tj.

$$\omega=\frac{2\pi}{T} \text{ nebo } \omega=2\pi f.$$

Střídavý proud tím, že je dynamickým jevem, má proti stejnosměrnému proudu některé odlišné vlastnosti. Jedna z nich se projevuje se vzrůstajícím kmitočtem. Vysokofrekvenční střídavý proud tekoucí vodičem vytváří v jeho okolí elektromagnetické pole. Vhodně zvolený vodič vyzařuje pak do prostoru energii střídavého proudu jako elektromagnetickou vlnu. Od takového vodiče (antény) postupuje elektromagnetická vlna volným prostorem rychlostí světla $c=300\,000\text{ km/s}$. Maxima a minima kmitání elektromagnetické vlny přesně odpovídají maximům a minimům budícího vysokofrekvenčního střídavého proudu (obr. 3.9.). Dvě stejná místa elektromagnetické vlny, odpovídající periodě střídavého proudu T , jsou od sebe ve volném prostoru při rychlosti šíření vlny c vzdálena (podle známého vzorce pro dráhu, rychlost a čas)

$$\lambda=c \cdot T. \quad [\text{m, m/s, s}]$$



Obr. 3.9. Šíření elektromagnetické vlny volným prostorem a délka vlny

Dosadíme-li za periodu T kmitočet $f=1/T$, bude veličina λ (kterou nazýváme vlnová délka) dána poměrem

$$\lambda=\frac{c}{f}. \quad [\text{m, m/s, Hz}]$$

Praktickou podobou vzorce pro délku elektromagnetické vlny ve volném prostoru (vakuum nebo vzduch) je pak známý vztah

$$\lambda=\frac{300}{f}. \quad [\text{m, Hz}]$$

Příklad: Délka vlny pro kmitočet 50 MHz bude

$$\lambda=\frac{300}{f}=\frac{300}{50\text{ MHz}}=6\text{ m}.$$

Z uvedených skutečností vyplývá, že délka vlny závisí nejen na kmitočtu, ale i na rychlosti šíření. Rychlostí světla se elektromagnetická vlna šíří jen ve vakuu nebo ve vzduchu, tj. v prostředí s poměrnou permitivitou $\epsilon_r \doteq 1$ a poměrnou permeabilitou $\mu_r \doteq 1$. V prostředí, jehož permitivita $\epsilon_r > 1$ (např. dielektrikum koaxiálního kabelu) je rychlost šíření menší a vlnová délka je také menší. Zkrácení vlnové délky proti její hodnotě ve vakuu se vyjadřuje tzv. zkracovacím koeficientem k_{zkr} , který je určen poměrem zkrácené délky vlny λ_{zkr} a délky vlny λ téhož kmitočtu ve vakuu:

$$k_{zkr}=\frac{\lambda_{zkr}}{\lambda}.$$

Zkrácení vlny je poměrně značné. Například pro koaxiální kabel s pevným polyetylenovým dielektrikem je zkracovací koeficient $k_{zkr}=0,66$. Pro kabel s pěnovým polystyrenovým dielektrikem je $k_{zkr}=0,82$. Ke zkrácení dochází i na dvou vodičovém vedení typu „TV dvoulinka“ a na dalších druzích vedení, při šíření vlny v magneticky vodivém prostředí (např. ve feritu) atp.

Vrcholová, střední a efektivní hodnota střídavého proudu

Maximální hodnota proudu, kterou střídavý proud nabývá v jedné nebo v druhé polovině periody, se nazývá *vrcholová hodnota*. Vrcholová hodnota je tedy kladná a záporná. Stejný význam jako vrcholová hodnota mají i pojmy rozkmit nebo amplituda. Prochází-li střídavý proud odporem, vzniká na něm střídavé napětí. Střídavé napětí má také svou vrcholovou hodnotu.

V praxi je nejdůležitější hodnotou *efektivní hodnota* střídavého proudu a napětí. Pomocí efektivních hodnot měříme střídavé proudy a napětí, neboť tyto hodnoty vyjadřují skutečnou práci proudu, tj. efektivní hodnota střídavého proudu je taková hodnota, kterou by musel mít stejnosměrný proud, aby konal stejnou práci.

Poslední důležitou hodnotou je *střední hodnota* napětí a proudu.

Je to průměrná hodnota napětí, resp. proudu za jistou dobu. U pulzujících stejnosměrných průběhů nebo průběhů s podložením stejnosměrným proudem odpovídá střední hodnota proudu tzv. *stejnoseměrné složce*.

Pro obecně různé průběhy střídavých proudů a napětí jsou střední hodnoty vždy dány zprůměrováním v čase.

Při popisu úrovní signálů v obvodech, a to zvláště neperiodických signálů (např. šumů nebo zkreslení), se setkáváme s tzv. střední kvadratickou úrovní proudu nebo napětí. Tyto úrovně jsou stejně jako efektivní odvozeny od rovnosti práce, resp. výkonu daného průběhu ve srovnání s obdobným výkonem stejnosměrného proudu na shodném zatěžovacím odporu. Střední kvadratická hodnota proudu bude

$$i = \sqrt{[i^2(t)]},$$

kde $[i^2(t)]$ je $R = P_{stř}$, což je střední výkon odvozený z práce signálu, konané po dostatečně dlouhou dobu.

Odvození efektivní hodnoty střídavého proudu, resp. napětí přes vztah k práci, resp. výkonu střídavého proudu předpokládá měření výkonu střídavého proudu na čistě odporové zátěži. Má-li zátěž kromě reálného odporu induktivní nebo kapacitní složku, dochází na ní k fázovému posunu mezi průběhem napětí a proudu o fázový úhel φ .

Pro nulový fázový posuv φ je $\cos\varphi=1$, druhý extrém je fázový posuv $\varphi=90^\circ$, kdy je účinník $\cos\varphi=0$. V takovém případě je na zátěži napětí U , protéká proud I , ale činný výkon je nulový, avšak tzv. jalový výkon je maximální. Jalový výkon se vyskytuje jen u zátěží s indukční nebo kapacitní složkou a je jakýmsi „doplňkem“ činného výkonu do hodnoty plného výkonu, který by daná zátěž odebírala při fázovém posuvu $\varphi=0^\circ$.

Elektrická práce

Dodává-li zdroj elektrické energie do zátěže výkon P po dobu t , vykonává tím elektrickou práci A rovnou

$$A = P \cdot t \quad [\text{J, W, s}]$$

Vyčíslení elektrické práce si probereme na jednoduchém příkladu. Spotřebičem elektrické práce je infrazářič s odporem tělesa za provozu $R = 44 \Omega$ (představuje čistě odporovou zátěž s $\cos\varphi=1$), zapojený na elektrovednou síť o napětí $U=220 \text{ V}$. Proud protékající tímto infrazářičem bude dán Ohmovým zákonem

$$I = \frac{U}{R} = \frac{220 \text{ V}}{44 \Omega} = 5 \text{ A}.$$

Tento údaj o velikosti proudu má smysl pro dimenzování přívodů elektrovedné sítě (připustíme-li proudovou hustotu pro měděné vodiče 4 A/mm^2 , bude muset mít připojovací vedení vodiče o průřezu minimálně $1,25 \text{ mm}^2$).

Výkon odebíraný infrazářičem bude součinem napětí a proudu

$$P = U \cdot I = 220 \text{ V} \cdot 5 \text{ A} = 1100 \text{ W} = 1,1 \text{ kW}.$$

Tento výkon se v infrazářiči přemění na tepelnou energii. Tepelná práce za jednu hodinu činnosti bude

$$A = P \cdot t = 1100 \text{ W} \cdot 3600 \text{ s} = 3,96 \cdot 10^6 \text{ J}.$$

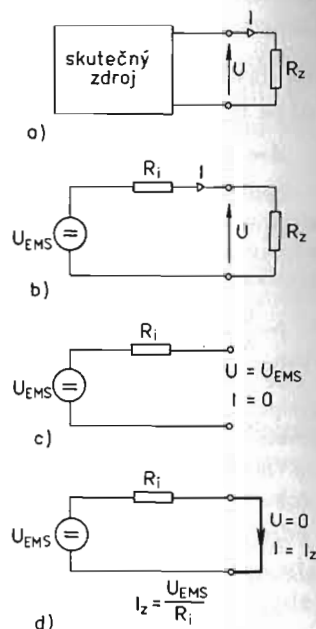
Elektrická práce stejně jako tepelná nebo mechanická se udává v joulech, nebo také ve wattsekundách (Ws). V domácnostech a všude, kde se odebírá elektrická energie (elektrická práce), se používají praktičtější jednotky, kilowatthodiny. V našem příkladu bude

$$A = P \cdot t = 1,1 \text{ kW} \cdot 1 \text{ h} = 1,1 \text{ kWh}.$$

Kilowatthodiny jsou tedy jednotky elektrické práce. V těchto jednotkách měří odebranou práci i tzv. elektroměrové hodiny.

Vnitřní odpor zdroje elektrické energie

Stojnosměrné i střídavé proudy dodávají do elektrických obvodů zdroje těchto proudů (baterie, generátory atd.). Možnost poskytnout elektrický proud při určitém napětí není u žádného reálného zdroje neomezená. Každý reálný zdroj je schopen do zátěže R_z (obr. 3.10a) dodat jen jistý omezený výkon.



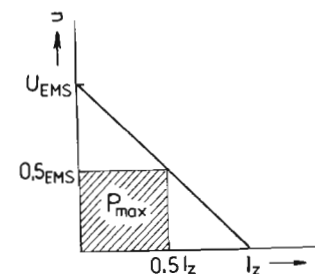
Obr. 3.10. K výkladu vnitřního odporu zdroje

Nejlépe si představíme poměry ve skutečném zdroji tak, že si jej nahradíme náhradním zapojením. Podle obr. 3.10b si každý reálný zdroj můžeme představit jako sériové spojení ideálního zdroje elektromotorické síly o napětí U_{EMS} (tento pomyslný zdroj má vnitřní odpor rovnou nule) a náhradního vnitřního odporu R_i .

Vnitřní odpor R_i se určí změřením svorkového napětí zdroje naprázdno a proudu nakrátko. Svorkové napětí naprázdno (tj. bez jakékoliv zátěže – obr. 3.10c) je rovno elektromotorickému napětí zdroje U_{EMS} . Proud nakrátko (tj. proud protékající zkratovanými výstupními svorkami zdroje – obr. 3.10d) je omezen právě vnitřním odporem zdroje R_i . Podle Ohmova zákona pak bude tento odpor R_i dán poměrem

$$R_i = \frac{\text{napětí naprázdno}}{\text{proud nakrátko}} = \frac{U_{EMS}}{I_z}.$$

V zapojení podle obr. 3.10c je odebíraný výkon ze zdroje nulový, neboť neteče žádný odebíraný proud. Při zkratu na obr. 3.10d není také odebíráno žádný výkon, neboť svorkové napětí je nulové. Oba tyto případy odpovídají na grafu na obr. 3.11 bodům $U = U_{EMS}$, $I = 0$ a $U = 0$, $I = I_z$.



Obr. 3.11. Maximální výkon zdroje jako funkce odporu zátěže

Výkon zdroje P je dán součinem odebíraného proudu a svorkového napětí při tomto odebíraném proudu. Na grafu na obr. 3.11 pak výkon představuje plochu vyšrafovaného obdélníka pod přeponou trojúhelníka, daného osami souřadnic a spojnicí výše zmíněných bodů grafu, daných dvěma krajními režimy odběru proudu ze zdroje. Pro každý odebíraný proud ze zdroje si můžeme odečíst příslušné svorko-

vé napětí. Odebíraný výkon pak je vždy vymezen plochou příslušného obdélníka pod přeponou.

Maximální výkon zdroje elektrického proudu je tedy vždy omezen velikostí jeho vnitřního odporu. Na uvedeném grafu se můžeme přesvědčit, že maximální výkon zdroj do zátěže odevzdá tehdy, bude-li odpor zátěže R_z roven odporu R_i , tj. vnitřnímu odporu. Tento stav nastane, bude-li

$$R_z = \frac{0,5 U_{EMS}}{0,5 I_z} = R_i.$$

Uvedenému pravidlu říkáme *podmínka výkonového přizpůsobení* zdroje a zátěže. Pro střídavé proudy k ní ještě přistupuje podmínka soufázovosti napětí a proudu na zátěži, tj. fázový posuv mezi napětím a proudem musí být nulový ($\cos\varphi = 1$).

Při výkonovém přizpůsobení zátěže na zdroj platí, že svorkové napětí je rovno polovině napětí naprázdno, tj. U_{EMS}

$$U = \frac{U_{EMS}}{2}.$$

Tohoto poklesu napětí na polovinu se často využívá ke zběžné kontrole správnosti přizpůsobení. Výkonové přizpůsobení se používá hlavně ve vysokofrekvenční elektronice při přenosu vf výkonů mezi stupni vysílačů nebo vysílači a anténou, dále v širokopásmových zesilovačích a jiných širokopásmových obvodech. V nf technice je potřeba dosáhnout výkonové přizpůsobení mezi reproduktory a výstupem koncového zesilovače.

Při konstrukci obvodů elektronických zařízení se setkáváme s vnitřním odporem napájecích zdrojů. Tento odpor se snažíme docílit vždy co nejmenší, neboť přes vnitřní odpor zdroje jsou svým proudovým odběrem svázány spolu všechny obvody daného zařízení a hrozí možnost nežádoucích zpětných vazeb. Pokud jako napájecí zdroj použijeme např. suché články, musíme počítat s tím, že čerstvý nevybitý článek má vnitřní odpor řádu desítek miliohmů (velký akumulátor však i desetiny miliohmů). S postupným vybíjením však vnitřní odpor článků roste až do hodnot stovek ohmů při úplném vybití. Napájecí zdroj však musí mít nízký vnitřní odpor i pro střídavé a vysokofrek-

venční signály. Tento požadavek vede k tzv. blokování napájecích zdrojů, tj. přes svorky zdroje se zapojují někdy i velmi velké kapacity (řádově i tisíce μF) paralelně s keramickými kondenzátory hodnot řádově desítky až stovky nanofaradů.

Ještě poznámka k měření vnitřního odporu skutečných zdrojů. Zkratový proud I_z nelze u většiny zdrojů změřit, neboť hrozí i při velmi krátkodobém zatížení zdroje zkratem jeho zničení. Proto se vnitřní odpor zdroje měří při maximálním odběru, který z něj požadujeme. Při tomto proudu I_m bude mít zdroj napětí U_s a naprázdno bude mít napětí U_{EMS} . Vnitřní odpor pak bude podle obr. 3.11

$$R_i = \frac{U_{EMS} - U_s}{I_m}.$$

Pokud má zdroj proudovou pojistku nebo proudový omezovač, je logické, že proud I_m volíme menší, než je hodnota tohoto omezení.

Příkon, výkon, účinnost a ztráty

Každé elektronické zařízení, ale i stroj či přístroj přeměňují napájecí (vstupní) energii na potřebný, žádaný druh signálu, úkonu nebo jiného výsledku činnosti zařízení. Tento výsledek činnosti zařízení obsahuje výstupní energii.

Elektronické obvody jsou napájeny zdroji potřebných napětí a z těchto zdrojů odebírají potřebné elektrické proudy. Součin příslušného napájecího napětí a proudu z takového zdroje odebíraného představuje vstupní napájecí výkon. Součtu všech potřebných napájecích výkonů říkáme *příkon* zařízení, obvodu, přístroje atp.

Výkony žádoucích výstupních signálů nebo úkonů představují ve svém součtu *výkon* zařízení obvodu, přístroje atp.

Poměru mezi příkonem energie do zařízení (obvodu, přístroje) a mezi jeho užitečným předaným výkonem z jeho výstupu říkáme *účinnost* zařízení (obvodu, přístroje) – viz obr. 3.12. Účinnost značíme η a je tedy dána poměrem

$$\eta = \frac{\text{výkon}}{\text{příkon}} = \frac{P_o}{P_i} < 1,$$

kde P_i je příkon zařízení ve wattech,
 P_o je výkon zařízení ve wattech.



Obr. 3.12. K vysvětlení pojmu účinnost

Účinnost η je vždy menší než jedna a je mírou energetické dokonalosti obvodu. Z elektronických obvodů mají nejvyšší účinnost velké transformátory ($\eta = 0,92$ až $0,96$ – jsou to spíše elektrické stroje než obvodové prvky). Nejnižší účinnost mají například termoelektrické články ($\eta = 0,01$ až $0,02$). Účinnost se často udává v procentech.

S účinností obvodu přímo souvisí i jeho *ztráty*. Jsou dány tzv. ztrátovým výkonem P_z , který je dán rozdílem mezi příkonem a výkonem zařízení

$$P_z = P_i - P_o.$$

Tato rovnice je vlastně zápisem zákona o zachování energie. Ztrátový výkon zařízení nebo obvodu je zpravidla tepelná energie, energie ztrátového vyzařování, nežádoucích signálů atd.

Konstruktor zařízení se vždy snaží uspořádat řešení zařízení a jeho obvodů tak, aby jeho účinnost byla v optimálním poměru k jeho funkci. U výkonových obvodů se snažíme dosáhnout co nejvyšší účinnosti a tím snížit nežádoucí ztrátový výkon na minimum.

Logaritmické míry a rozsah výkonových úrovní signálů

Decibel je logaritmická míra poměru dvou srovnávaných výkonů. V praxi je to vyjadřovací jednotka velkého významu, protože poměr

výkonů signálů, se kterými se v elektronice a zvláště v radiotechnice setkáváme, je v rozmezí $1:10^{17}$ a i když pro vyjádření výkonových, napěťových a proudových poměrů používáme dílů a násobků základních jednotek, stejně se často dostáváme do potíží souvisejících se zacházením s příliš velkými nebo příliš malými čísly.

Poměr výkonů, lišících se od sebe o jeden řád, tj. $10:1$ je definován jako jeden *bel* (B). Hodnota poměru dvou výkonů P_1 a P_2 v belech je dána jako dekadický logaritmus jejich poměru, tj. $\log(P_1 : P_2)$. Jeden decibel je jedna desetina tohoto poměru. Je tedy 1 dB poměr výkonů

$$1 \text{ dB} \approx 10 \sqrt[10]{10} \approx 1,26.$$

Každá úroveň výkonu o 1 dB vyšší je tedy 1,26krát vyšší než předchozí úroveň. Poměr hodnot výkonů P_1/P_2 v decibelech je dán vztahem

$$\text{poměr}_{\text{dB}} = 10 \cdot \log \frac{P_1}{P_2}.$$

Koeficient 10 je v této rovnici proto, že vyjádření logaritmu je v dB a nikoli v belech, neboť tyto jednotky by pro praktické účely byly příliš hrubé. Autor prosí čtenáře, aby si tento postup vytvoření výše uvedené rovnice dobře osvojili, neboť i profesionální pracovníci v elektronice si často neuvědomují, že poměry vyjadřované v dB jsou vždy odvozeny z poměru výkonů! Tzv. „napěťové“ nebo „proudové“ decibely prostě neexistují, z uvedené rovnice pro poměr výkonů můžeme přepočítat zjednodušující vztahy pro poměr proudů (I_1 odpovídá P_1 a I_2 pak P_2):

$$10 \log \frac{P_1}{P_2} = 10 \log \frac{RI_1^2}{RI_2^2} = 10 \log \left(\frac{I_1}{I_2} \right)^2 = 20 \log \frac{I_1}{I_2}$$

nebo napětí (U_1 odpovídá P_1 a U_2 zase P_2)

$$10 \log \frac{P_1}{P_2} = 10 \log \frac{U_1^2/R}{U_2^2/R} = 10 \log \left(\frac{U_1}{U_2} \right)^2 = 20 \log \frac{U_1}{U_2},$$

ale musíme si dobře všimnout druhého výrazu v obou úpravách, kde krátíme hodnotu odporu R , se kterým kvadráty proudu i napětí korespondují. Z obou úprav vztahů odvodíme, že poměr v decibelech můžeme přímo z poměrů napětí nebo proudu vyjádřit jen tehdy, mě-

říme-li oba proudy nebo obě napětí ve vztahu k jedinému (nebo stejnému) odporu! Koeficient 20, který tolik mylí, je důsledkem oné druhé mocniny proudů, resp. napětí, které odpovídají výkonům signálů nebo veličin.

Hodnoty poměrů úrovní signálu počítáme buď pomocí logaritmických tabulek, logaritmického pravítka nebo nejčastěji pomocí kalkulatoru. Není však nad to, jsme-li schopni s dostatečnou přesností úrovně v decibelech přímo odhadovat nebo si je alespoň představovat. Uvedeme si nyní postup, kterým se to může pomocí rozkladu čísel (látka ze druhé třídy ZŠ) naučit každý zájemce.

Zapamatujeme si: Poměr výkonů $2 \approx 3$ dB.

Poměr výkonů $10 \approx 10$ dB.

Dále rozkladem čísel budeme odvozovat:

Poměr výkonů $4 = 2.2$, což je $(3+3)$ dB = 6 dB.

Poměr výkonů $8 = 2.2.2$, což je $(3+3+3)$ dB = 9 dB.

Poměr výkonů 10 jsme si uvedli, je to 10 dB.

Poměr výkonů $20 = 2.10$, což je $(3+10)$ = 13 dB.

Poměr výkonů $40 = 2.2.10$, což je $(3+3+10)$ = 16 dB.

Poměr výkonů $80 = 2.2.2.10$, což je $(3+3+3+10)$ = 19 dB.

Poměr výkonů $100 = 10.10$, což je $(10+10)$ = 20 dB.

Poměr výkonů $200 = 2.10.10$, což je $(3+10+10)$ = 23 dB atd.

Příklad 1: Zvýšení výkonu vysílače zařazením koncového zesilovače se ziskem +23 dB bude $23 = (10 + 10 + 3)$, což odpovídá $10.10.2 = 200$. Výkon vysílače se zvýší 200krát

Příklad 2: Vložený útlum 6 dB, tj. zeslabení -6 dB znamená zeslabení procházejícího výkonu o $(3 + 3)$ dB, tj. $2.2 = 4$ krát.

Při poměru napětí (nebo proudů) měřených na stejném odporu platí výše odvozený vztah $20 \cdot \log (U_1/U_2)$ (nebo $20 \cdot \log (I_1/I_2)$)

Opět jako u výkonů můžeme uplatnit postup rozkladu čísel do součtů a násobků, jen hodnoty v dB budou „dvakrát větší“.

Zapamatujeme si: Poměr napětí (proudů) $2 \approx 6$ dB.

Poměr napětí (proudů) $10 \approx 20$ dB.

Dále rozkladem čísel budeme odvozovat:

Poměr $4 = 2.2$, což odpovídá $(6+6)$ dB = 12 dB.

Poměr $8 = 2.2.2$, což odpovídá $(6+6+6)$ dB = 18 dB.

Poměr 10 jsme si uvedli, je to 20 dB.

Poměr $20 = 2.10$, což odpovídá $(6 + 20)$ dB = 26 dB.

Poměr $40 = 2.2.10$, což odpovídá $(6 + 6 + 20)$ dB = 32 dB.

Poměr $80 = 2.2.2.10$, což odpovídá $(6 + 6 + 6 + 20)$ dB = 38 dB.

Poměr $100 = 10.10$, což odpovídá $(20 + 20)$ dB = 40 dB.

Poměr $200 = 2.10.10$, což odpovídá $(6 + 20 + 20)$ dB = 46 dB atp.

Příklad 3: Vysokofrekvenční napětí ze směrové antény směřované přímo na vysílač je 200 mV. Při otočení této antény o 180° se napětí sníží na 10 mV. Jak velký je činitel zpětného záření antény?

$$\text{ČZZ}_{\text{ant}} = 20 \cdot \log \frac{200 \text{ mV}}{10 \text{ mV}} = 26 \text{ dB.}$$

Poměr napětí je 20. Rozkladem bude $2 \cdot 10$, tj. $6+20 = 26$ dB. Hodnota 26 dB představuje poměr výkonů $10+10+3+3$, tj. $10 \cdot 10 \cdot 2 \cdot 2 = 400$ krát.

Činitel zpětného záření ČZZ antény je 26 dB, což současně znamená, že ve zpětném směru anténa přijímá 400krát menší výkon.

V moderní technice se pro udávání úrovní signálů používají tzv. *absolutní logaritmické jednotky*. Nejběžněji používaná je jednotka dBm (čti decibelmiliwatt). V těchto jednotkách se udává výkonová úroveň signálu ve srovnání s normalizovaným výkonem 1 mW. Je tedy údaj v dBm určen vztahem

$$\text{úroveň [dBm]} = 10 \cdot \log \frac{\text{měřený výkon}}{1 \text{ mW}}.$$

Absolutní logaritmické jednotky mají velkou výhodu v tom, že nezávisí na hodnotě impedance, na které signálovou úroveň měříme, a dále v tom, že jejich číselný rozsah hodnot je proti údajům výkonů, napětí nebo proudů prakticky malý. Velmi dobře se s nimi manipuluje při výpočtech a odhadech.

Příklad 4: Koncový stupeň vysílače má zesílení +12 dB, budíme jej výkonem +34 dBm. Jak velký je výstupní výkon vysílače?

Výkon vysílače je $+34 \text{ dBm} + 12 \text{ dB} = +46 \text{ dBm}$.

Výkon $+40 \text{ dBm}$ je $10^4 \cdot 1 \text{ mW} = 10 \text{ W}$, $+46 \text{ dBm}$ je $2.2 \cdot 10 \text{ W} = 40 \text{ W}$.

Všimněte si, že v úvaze o zesílení koncového stupně není nikde zmínka o vstupní nebo výstupní impedanci tohoto zesilovače.

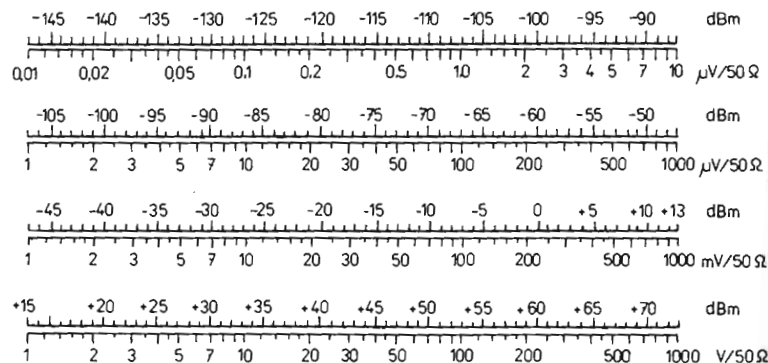
Příklad 5: Citlivost přijímače je -107 dBm při poměru signálu k šumu 10 dB (tj. střední výkon šumu je 10 dB pod touto citlivostí, čili je $-107 \text{ dBm} - 10 \text{ dB} = -117 \text{ dBm}$). Jaké vstupní napětí představuje tento údaj na vstupní impedanci přijímače 50 Ω ?

Pro orientaci si uvedeme, že napětí 1 V na impedanci 50 Ω představuje výkon

$$P_{50} = \frac{U^2}{R} = \frac{1^2}{50} = 20 \text{ mW} \approx +13 \text{ dBm}.$$

Bude tedy úroveň -107 dBm celkem -107 dBm -13 dB = -120 dB pod úrovní 1 V na 50 Ω, tj. signál bude mít úroveň 1 μV/50 Ω. Střední napětí šumu je o 10 dB menší, tj. 0,316 μV.

Pro převod napětí vf signálů, měřených na impedanci 50 Ω na hodnoty dBm a naopak, slouží stupnice na obr. 3.13.



Obr. 3.13. Vztah mezi úrovní napětí na impedanci 50 Ω a vyjádřením v dBm

Chceme-li z hodnoty v dBm odvodit zpětně velikost napětí na impedanci 75 Ω, vyjdeme za vztahu pro napětí 1 V

$$P_{75} = \frac{U^2}{R} = \frac{1^2}{75} \approx 13,3 \text{ mW} \approx +11,2 \text{ dBm}.$$

Z toho vyplývá, že horní stupnice na obr. 3.13 je pro impedanci 75 Ω nutno posunout o 1,8 dB vpravo.

Pro impedanci 240 Ω je tento posuv opět možné odvodit z napětí 1 V na této impedanci a z výkonu, který toto napětí představuje:

$$P_{240} = \frac{U^2}{R} = \frac{1^2}{240} = 4,16 \text{ mW} \approx +6,2 \text{ dBm}.$$

Horní stupnice na obr. 3.13 se pro tento případ posune o 6,8 dB vpravo.

Pro impedanci 300 Ω je při napětí 1 V na této impedanci výkon

$$P_{300} = \frac{U^2}{R} = \frac{1^2}{300} = 3,33 \text{ mW} \approx +5,2 \text{ dBm}.$$

Horní stupnice na obr. 3.13 se pro tuto impedanci posune o 7,8 dB vpravo.

Pro jednodušší manipulaci se stupnicí „napětí – dBm“ doporučujeme zájemcům si stupnice na obr. 3.13 překreslit ve větším měřítku a horní část stupnice udělat posuvnou s vymezením její polohy pro jednotlivé impedance.

V materiálním světě kolem nás existuje jen omezený rozsah elektrických výkonů. Hodnoty úrovní rádiových signálů jsou výkonově zezdola omezeny elektrickým projevem hmoty – středním výkonem šumu. Kmitočtové spektrum šumu, tedy kmitočty, na kterých se šumový výkon vyskytuje, jsou od 0 Hz až do přibližně 10^{14} Hz. Při radiotechnických měřeních uvažujeme tento výkon vždy jen v určité šířce pásma B, dané parametry (propustným pásmem) zařízení, se kterým pracujeme. Dále jej uvažujeme pro konkrétní teplotu T_0 obvodů zařízení a jeho okolí. Pro velikost středního výkonu šumu pak platí známý vzorec

$$P_s = k \cdot T_0 \cdot B,$$

kde $k = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$ je tzv. Boltzmannova konstanta.

Pro šíři pásma $B = 1 \text{ Hz}$ a teplotu $T_0 = 1 \text{ K}$ bude střední šumový výkon P_s mít hodnotu P_{s1} :

$$P_{s1} = k T_0 B = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J/K} \cdot 1 \text{ K} \cdot 1 \text{ Hz} = -198,6 \text{ dBm}.$$

Pro teplotu $T_0 = 290 \text{ K}$ (tj. asi 17°C) a šíři pásma $B = 1 \text{ Hz}$ bude tento střední šumový výkon mít hodnotu P_{sT} :

$$P_{sT} = -198,6 \text{ dBm} + 10 \log T_0 = -174 \text{ dBm}.$$

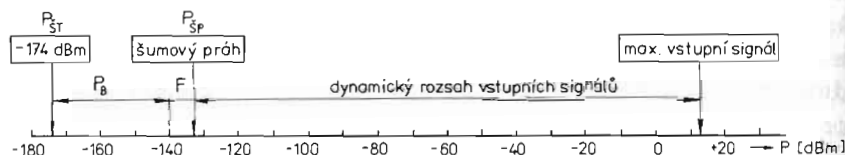
Dolní hranice výkonů vstupních signálů rádiového přijímače o šíři pásma B v Hz a šumovém čísle F v dB bude omezena tzv. *šumovým prahem* P_{sp} :

$$P_{sp} = -174 \text{ dBm} + 10 \log B + F.$$

V této rovnici značí výraz $10 \cdot \log B$ přírůstek šumu způsobený rozší-

řením šíře pásma z hodnoty $B = 1$ Hz na použitou hodnotu B a šumové číslo F je zvýšení tohoto šumového výkonu o vlastní šum zařízení (F bývá v rozsahu jednotek dB). Takto definovaný šumový práh zařízení platí pro tzv. lineární demodulaci signálů (např. demodulace SSB/CW signálů).

Kromě této dolní hranice úrovní vstupních výkonů je každé přijímací zařízení omezeno výkonově i zeshora, a to maximální přípustnou úrovní přijímaného signálu. Oblasti výkonů mezi šumovým prahem a tímto maximálním zpracovatelným výkonem říkáme *dynamic-
ký rozsah* vstupních signálů zařízení. Vztahy popsanych veličin jsou graficky znázorněny na obr. 3.14.



Obr. 3.14. Dynamický rozsah signálů (P_{st} – střední výkon tepelného šumu, P_{sp} – přírůstek šumu odpovídající šíři pásma B , F – šumové číslo zařízení)

Zdroje elektrické energie

Klasickým zdrojem stejnosměrného proudu jsou *galvanické články*, které jsou každému čtenáři známy jako tzv. monočlánky, tužkové články nebo ze tří či více článků složené ploché baterie, destičkové baterie apod. Jsou to jednorázové zdroje proudu, ve kterých se chemická energie reakce probíhající při odběru proudu mění na energii elektrickou. Jednorázovost těchto zdrojů spočívá v tom, že po spotřebování (rozkladu) chemických látek ve článku obsažených končí i funkce článku jako zdroje elektrické energie. Článek je pak vybit a žádným způsobem jej nelze dostatečně renovovat. Podle chemického složení rozeznáváme články burelové, rtuťové, lithiové, hořčíkové atd.

Opakované funkce jsou schopny *akumulátory*, které po vybití elektrické energie opět můžeme nabít a jako zdroj energie je lze použít opakovaně. Příkladem je automobilový olověný akumulátor, oceloniklový (NiFe) akumulátor a nověji i stříbrozinkový akumulátor a další typy. V akumulátorech je přeměna chemické energie na elektrickou vratná. Záleží jen na údržbě a zacházení s akumulátorem, jak dlouho bude tato vlastnost akumulátoru plně hodnotná.

U článků a akumulátorů vymezujeme schopnost dodat určitou elektrickou práci pojmem „kapacita“ článku nebo baterie. Vyjadřujeme ji v ampérhodinách (Ah). Akumulátor o kapacitě 35 Ah je schopen dodávat buď proud 35 A po dobu jedné hodiny nebo proud 1 A po dobu 35 hodin. Odebíráme-li jiné hodnoty proudu, je doba vybití úměrně kratší nebo delší. Každý článek má dále maximální vybíjecí proud, který je pro něj udán výrobcem. Omezujícím faktorem pro články je jejich teplota, daná ztrátovým teplem, vzniklým ztrátami na vnitřním odporu článku. S rostoucím vybitím se tento ztrátový odpor zvyšuje. Pro akumulátory je dále udáván i maximální nabíjecí proud, zpravidla odpovídající asi desetinně kapacity akumulátoru, vyjádřené v ampérech.

Zmíněné chemické zdroje proudu procházejí v poslední době velkým vývojem a jejich parametry (např. poměr mezi objemem nebo hmotností a jejich kapacitou) se postupně zlepšují.

Zdrojem stejnosměrného proudu, často dnes používaným v kosmické technice, jsou *sluneční baterie*. Jsou to polovodičové prvky, které mění energii světelného záření přímo na elektrický proud. Zpravidla se zhotovují z křemíku a jejich účinnost přeměny energie slunečního záření na elektrický proud je 12 až 15 %.

Moderním zdrojem stejnosměrného proudu jsou dnes *palivové články*, které mění chemickou energii ve článku reagujících složek na stejnosměrný proud s vysokou účinností (až 70 %). Jsou schopny při malých rozměrech dodat velké proudy. Reagující složky, nejčastěji kyslík a vodík, jsou do takového článku přiváděny zvenčí a článek je tak schopen pracovat po velmi dlouhou dobu. Používají se v armádě, kosmické technice atd.

Nejčastějšími zdroji elektrické energie jsou *točivé generátory*, které slouží k přeměně mechanické energie na energii elektrickou. Stejno-

směrný proud dodávají *dynama*, střídavý proud pak *alternátory*. Zatímco dynama se dnes používají jen zřídka, zdrojem průmyslového střídavého proudu jsou obří alternátory v elektrárnách, poháněné buď parními nebo vodními turbínami. Systém rozvodu elektrické energie z elektráren tvoří tzv. *elektrovodnou síť*. Na velké vzdálenosti se používá vysokonapěťových rozvodů (až do napětí 1 MV), pracoviště a domácnosti se napájejí jednofázově napětím 220 V nebo třífázově napětím 3×380 V. Kmitočet střídavého průmyslového proudu je v Evropě 50 Hz (na americkém kontinentě 60 Hz). Změny napětí v rozvodech elektrické energie se provádějí pomocí transformátorů, rozvod je proveden vzdušným vedením nebo podzemními kabely.

Výroba elektrické energie v masovém měřítku vedla v tomto století k velkému rozvoji průmyslu a k podstatnému zvýšení kultury života lidstva. Elektrická energie vzhledem k jednoduchému přenosu a možností bezproblémové přeměny na jiné druhy energie, je dnes základním druhem energie.

Upozornění: Práce se střídavým napětím 220 V je životu nebezpečná. Před započítím jakékoliv práce s tímto napětím se seznámte s příslušnými bezpečnostními předpisy.

Jevy spojené s vedením proudu v pevné hmotě

Pevnou hmotu, hmotné prostředí, dělíme z hlediska vedení proudu na vodiče (kovy), nevodiče (izolátory) a polovodiče. Toto dělení platí za běžných podmínek. Při velmi vysokých nebo naopak velmi nízkých teplotách nebo za přítomnosti silných elektrických polí resp. magnetických polí se vlastnosti látek někdy velmi podstatně mění.

Dnešní přístup k problému vedení elektrického proudu v pevné hmotě vychází z poznatků o plazmatu pevné fáze neboli tzv. kvantovém plazmatu.

Ve světle poznatků současné vědy nejsou jevy vedení proudu tak jednoduché, jako učila klasická fyzika.

Každá látka se skládá z atomů. Krystalické látky mají atomy uspo-

řádány v prostoru podle určitých pravidel. Tato tzv. *krystalická struktura* je dána vazbami atomů v krystalové mřížce. Tyto vazby zprostředkují vnější elektrony jednotlivých atomů. Těmto elektronům říkáme valenční elektrony.

Všechny jevy vodivosti, polovodivosti resp. nevodivosti souvisí s energetickými poměry elektronů valenční slupky. Energie elektronů v této slupce nemůže nabývat libovolných hodnot, ale pouze několika energetických rozmezí, nazývaných energetickými pásy. Za klidových podmínek zaujímají valenční elektrony atomu energetické úrovně v tzv. valenčním pásu ($W < W_c$), viz obr. 3.15. Pohltí-li některý valenční elektron dostatečně velké kvantum energie, aby překonal tzv. zakázaný pás, přeskóčí do vodivostního energetického pásu. Elektron s touto energií je v krystalové mřížce pohyblivý a může se stát nosičem proudu.



Obr. 3.15. Energetická pásma valenčních elektronů atomu

Izolanty mají zakázaný energetický pás tak široký, že za žádných běžných okolností nemohou valenční elektrony dostat dostatečnou energii k tomu, aby jej překonaly. Šířka pásu W je mnohem vyšší než 1 eV, izolanty proud nevedou, neboť všechny valenční elektrony tvoří pevné vazby krystalové mřížky.

Polovodiče mají zakázaný energetický pás mnohem užší. U křemíku je $W = 1,12$ eV, u germania jen $W = 0,72$ eV. Při teplotách vyšších než absolutní nula vytrhne občas tepelné kvantum některý elektron z krystalické vazby a tento elektron se začne pohybovat mřížkou a může vést proud. Počet částic přispívajících k vedení proudu je více než milionkrát menší než počet atomů. Látka proud vede, ale hůře než kovy. Těto vlastní vodivosti čistého polovodiče říkáme *intrinziční*.

Vodiče (kovy) mají zakázaný pás buď velmi úzký nebo se vodivostní a valenční pás překrývají. Kovy jsou proto velmi dobrými vodiči elektrického proudu. Počet volných elektronů je u kovů asi 10^{22} v 1 cm^3 . Mrak volných elektronů se nazývá elektronovým plynem. Volně se v kovech pohybuje všemi směry. Na jeho převážný směr pohybu může mít vliv vnější elektrické nebo magnetické pole – vzniká tok elektronů, elektrický proud.

Vznik šumu ve vodičích

Při teplotě blízké absolutní nule zaujímají středy atomů v krystalové mřížce pevné neměnné pozice. Kvantta tepelné energie (nazývaná *fony*), které při zvyšování teploty začnou do krystalové mřížky vnikat, rozkmitávají atomová jádra ze střední polohy v krystalové mřížce. Rozkmit těchto středů atomů dosahuje při pokojové teplotě u kovů až několik procent meziatomové vzdálenosti a s rostoucí teplotou látky se neustále zvyšuje.

Fony se na svém pohybu v krystalové mřížce srážejí s elektrony a vyměňují si navzájem energii, mění směr jejich pohybu. Časové intervaly mezi srážkami jsou dlouhé řádově 10^{-13} až 10^{-14} s. Počet těchto srážek je úměrný teplotě, je časově nahodilý a na okrajích látky vyvolává elektromotorické napětí nahodilého charakteru. Střední hodnota tohoto napětí je nulová, nulový však není jeho střední výkon. Jednotlivé výkonové impulsy mají šířku spektra od nuly až nejméně do kmitočtu 10^{13} až 10^{14} Hz, tj. do desítek THz. Tento *šumový výkon* zkoumaného množství hmoty, uvažovaný v šíři pásma B , je při teplotě T_0 roven

$$p_s = 4k \cdot T_0 \cdot B,$$

kde p_s je střední šumový výkon ve wattech, T_0 v kelvinech, B v herzech. Konstanta k je tzv. Boltzmanova konstanta $k = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$. Je tedy šumový výkon vodiče na jeho svorkách projevem tepelné energie uvnitř vodiče, jednou z forem jejího vyzařování. Díky kmitání krystalových mřížek kovů vodivost kovů s rostoucí teplotou klesá.

Vlastní (intrinzická) vodivost polovodičů

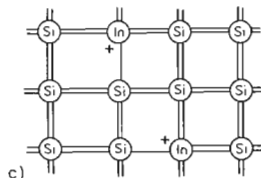
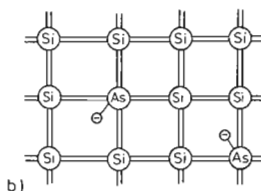
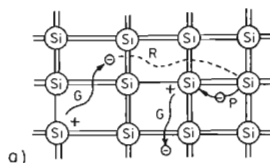
Je to vodivost čistých polovodičů (bez příměsí). Vzájemným působením s tepelným kvantem dojde u některých valenčních elektronů k vymanění z nižší energetické hladiny a k volnému pohybu elektronu v krystalu. Tím dochází k ionizaci atomu látky, příslušnou tepelnou energii spotřebovanou pro odtržení elektronu nazýváme *ionizační energií*. (U polovodičů Si, Ge je hodnota této energie cca 1 eV.) Čím je teplota vyšší (tepelné energie v látce je více), tím je i volných elektronů, které překonaly ono zakázané energetické pásmo, více. Při pokojové teplotě (asi 290 K) je u křemíku asi 10^{10} a u germania asi 10^{13} volných elektronů v 1 cm^3 .

Tím jsme došli k výkladu vodivosti u polovodičů, kde vedení proudu zprostředkují tyto volné elektrony, ale nejen ony. Atom polovodiče zbavený jednoho elektronu je kladný iont. Jeho kladný náboj je způsoben právě prázdným místem po chybějícím elektronu. Do tohoto místa, které nazýváme *dírou*, může přeskočit některý valenční elektron z nejbližšího atomu látky. Pak zase tento „opuštěný“ atom bude postrádat jeden elektron, bude kladně nabitým iontem, bude „vlastnit“ díru. Díra se může tímto „předáváním“ pohybovat v krystalové mřížce polovodiče. Vodivosti, která je působena volnými elektrony, říkáme *elektronová vodivost*, vodivosti látky působené předáváním kladného náboje díry pak říkáme *děrová vodivost*. Popsanému postupu vytváření volných elektronů a děr v závislosti na teplotě říkáme *termická generace nosičů*. Setká-li se volný elektron s dírou, dojde k jejich splnutí. Touto jevu říkáme *rekombinace*. Kvantum energie, které se při rekombinaci uvolní, se opět vyzáří, obvykle jako tepelná energie.

Vlastní (intrinzická) vodivost polovodiče je tedy závislá na termické generaci nosičů a proto s teplotou roste (opačně než u kovů). V teplotách blízkých absolutní nule intrinzická vodivost polovodičů zaniká. Intrinzická vodivost je znázorněna jako termická generace nosičů na obr. 3.16a.

Akceptory a donory

Konzentraci volných elektronů v materiálu polovodiče můžeme zvýšit i jiným způsobem než tepelnou ionizací. Nahradíme-li v krystalové mřížce polovodiče některé atomy jinými atomy látky, která má o jeden elektron více, bude se tento elektron v krystalu chovat jako volný bez existence příslušné díry. Pro toto „znečištění“ krystalové mřížky jsou vhodné látky stojící v periodické soustavě prvků vpravo od germania, resp. křemíku (fosfor P, arsen As, antimon Sb) – říkáme jim *donory*. Toto žádané znečištění polovodiče je malé (cca 1 atom donoru na milión atomů polovodiče), ale způsobí přebytek lehce uvolnitelných elektronů, koncentrace nosičů vzroste. Většinovými nosiči proudu v takovémto polovodiči budou elektrony, označujeme jej jako polovodič typu N. Zavedením donorů do čistého krystalu polovodiče se tento stává vodivým, jeho vodivost je převážně elektronová (obr. 3.16b).



Obr. 3.16. Generování nosičů proudu v polovodičích: a – termická generace, postup elektronu (G), postup díry (P), rekombinace (R); b – polovodič typu N (Si dotováno As); c – polovodič typu P (Si dotováno In)

Obdobným způsobem můžeme v čistém polovodičovém materiálu zvýšit počet děr, nahradíme-li v krystalové mřížce některé atomy polovodiče atomem prvku, který stojí v periodické tabulce vlevo od germania, resp. křemíku. Tyto prvky (bór B, hliník Al, gallium Ga a indium In) mají ve vnějším elektronovém obalu o jeden elektron méně. Okolní atomy polovodiče se snaží počet elektronů doplnit a tím získá některý soused tohoto akceptoru díru. Tyto prvky nazýváme *akceptory*.

„Přebytek“ děr v polovodiči způsobuje, že krystal čistého polovodiče se stává vodivým, jeho vodivost je převážně děrová a takovýto polovodič nazýváme polovodičem typu P (obr. 3.16c).

Majoritní a minoritní nosiče proudu

U polovodiče typu N jsou nosiči proudu elektrony, děrová vodivost je jen intrinzická. Jsou tedy elektrony u polovodiče typu N většinovými čili majoritními nosiči a díry nosiči menšinovými (tj. minoritními).

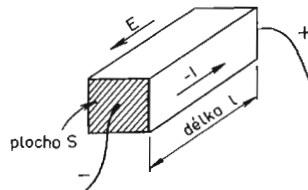
U polovodiče typu P jsou naopak majoritními nosiči díry a minoritními nosiči intrinzické volné elektrony.

Poměr počtů majoritních a minoritních nosičů je při normální teplotě asi 10^5 až $10^7:1$.

Doba života minoritních nosičů je v rozmezí nanosekundy až mikrosekundy, než dojde k jejich rekombinaci. U polovodičů dotovaných akceptory nebo donory mají dotací vzniklé majoritní nosiče proudu životnost mnohonásobně delší.

Vedení proudu polovodičem

Průchod nosičů proudu základní hmotou polovodiče závisí v mnoha směrech na fyzikálních vlastnostech polovodiče. Jednotlivé volné elektrony, nebo elektrony provázející postup děr, jsou v přiloženém vnějším elektrickém poli přitahovány ke kladnému potenciálu.



Obr. 3.17. Vedení proudu polovodičem

V materiálu tvaru tyčinky (obr. 3.17) s průřezem S se pohybuje u majoritních nosičů s nábojem jednoho elektronu q_e rychlostí nosičů v_n .

Proud I_n tedy bude

$$I_n = q_e \cdot n \cdot v_n \cdot S,$$

elektrické pole E je dáno rozdílem potenciálů V a délkou tyčinky materiálu l :

$$E = -\frac{V}{l}.$$

Rychlost pohybu nosičů v_n je dána pohyblivostí nosičů. Pohyblivost volných elektronů je μ_n , pohyblivost děr je μ_p . Rychlost pohybu nosičů je dána pro elektrony

$$v_n = \mu_n \cdot E$$

a pro díry

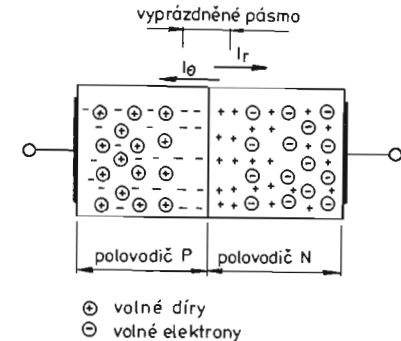
$$v_p = \mu_p \cdot E.$$

Pro nejčastěji používaný křemík je $\mu_n = 1\,250 \text{ cm}^2/\text{Vs}$ a $\mu_p = 480 \text{ cm}^2/\text{Vs}$. Pohyblivost volných elektronů je skoro 3krát vyšší než pohyblivost děr.

Přechod PN

Na obr. 3.18 je znázorněna tyčinka polovodičového materiálu, jehož levá polovina je dotována akceptorem (tj. jeho vodivost je typu P) a pravá polovina je dotována donorem a má vodivost typu N.

V polovodiči typu P jsou dotující atomy akceptoru záporně nabitě



Obr. 3.18. Přechod PN, donory jsou vyznačeny znaménkem +, akceptory znaménkem -

a elektrické pole odpuzuje proto volné záporně nabitě elektrony z oblasti vodivosti typu N, podobně děrová vodivost na rozhraní není možná, neboť dotující atomy donoru jsou kladně nabitě a mají tendenci svůj kladný potenciál kompenzovat a ne naopak zvyšovat případným uvolněním elektronů. Dá se tedy říci, že díky vzniklé polarizaci materiálu nedosahuje elektronový plyn hranice přechodu a z druhé strany se v blízkosti přechodu nemohou tvořit díry. Na styku dvou typů polovodiče se vytvoří vyprázdňené pásmo polovodiče s trvalým elektrickým polem orientovaným směrem N-P.

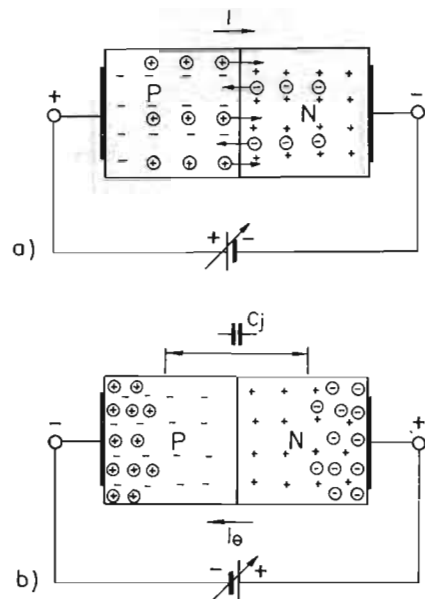
Průvodní intrinzičká vodivost je příčinou dvou proudů, které přesto procházejí tímto pásmem. Je to teplotně závislý proud I_0 (odpovídající teplotní ionizaci) a opačný proud I_r (odpovídající rekombinaci děr a elektronů). Tyto proudy jsou ale velmi malé.

Tento tzv. závěrný proud I_0 s teplotou prudce vzrůstá.

Přechod PN v propustném směru

Při připojení vnějšího napětového zdroje k přechodu PN podle obr. 3.19a se potenciálový val (difúzní napětí, bariéra) se vzrůstem vnějšího napětí bude zmenšovat. V okamžiku rovnosti tohoto napětí a difúzního napětí začne se zvětšovat rekombinační proud I_r a při dalším zvětšování vnějšího napětí se proud dále prudce zvyšuje.

Napětí potenciálového valu U_a je u germania asi 200 mV, pro křemík je asi 560 mV.



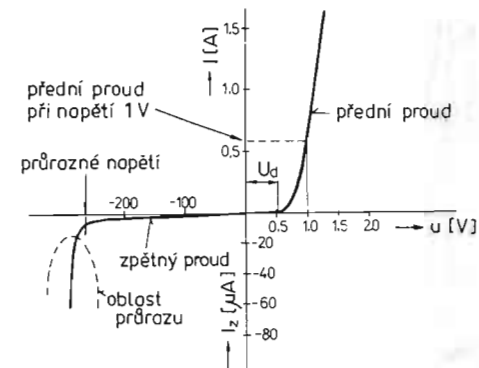
Obr. 3.19. Polarizovaný přechod PN v závěrném směru (a) a propustném směru (b). Kapacita C_j je kapacita přechodu v závěrném směru

Uvedený směr toku proudu nazýváme *propustným směrem*, přechod PN má v tomto směru velmi malý odpor. Plošná hustota proudu může být značná (až 200 A/cm^2), při extrémních zatíženích přechodu proudem se musí přechod dobře chladit.

Přechod PN v závěrném směru

Přiložíme-li vnější napětí na přechod v opačné polaritě (obr. 3.19b), bude se potenciálový rozdíl zvětšovat. Rekombinační složka proudu I_r přestane téci a zůstane jen termický proud I_0 , který tvoří závěrný proud přechodu. Tento závěrný proud se chová nasyceně a přiloženým napětím se podstatně nemění, silně však závisí na teplotě přechodu. Použijeme-li přechod jako usměrňovač velkých proudů nebo vysokých napětí, je třeba přechod chladit, aby nedocházelo i ke zvyšování I_0 .

Přechod PN má tedy propustnou charakteristiku usměrňovače. Na obr. 3.20 jsou vyznačeny základní parametry plošné diody s přechodem PN.



Obr. 3.20. Voltampérová charakteristika přechodu PN

Kapacita vyprázdněné oblasti přechodu

Při přiložení opačného napětí se od sebe obě oblasti vodivosti vzdalují a vyprázdňená oblast zvětšuje svou šířku. Mezi oběma vývody přechodu PN pak lze měřit kapacitu C_T , jejíž velikost je nepřímo závislá na velikosti přiloženého napětí v nepropustném směru. Kapacita je obecně dána vztahem

$$C_T = \frac{\epsilon \cdot S}{X},$$

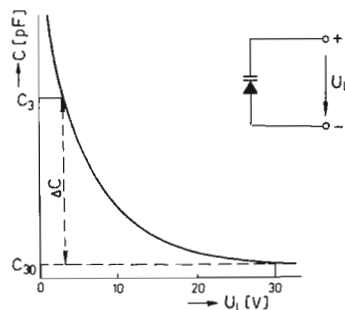
kde $\epsilon = \epsilon_r \cdot \epsilon_0$ je dielektrická konstanta ($\epsilon_r = 12$ až 15),

S je plocha přechodu,

X je efektivní šířka přechodu (šířka vyprázdňené oblasti) závislá na přiloženém napětí, tj. $X = f(U)$.

Šířka přechodu a její závislost na napětí je dána technologií zhotovení přechodu, strmostí přechodu, tvarem průřezu a dalšími faktory. Typická závislost velikosti kapacity C_T na přiloženém napětí je uvedena na obr. 3.21.

Vlastnosti přechodu P-N měnit v závěrném směru svou kapacitu se využívá u *varikapů*. Varikapy se zpravidla konstruují pro ladící napětí od nuly do 30 V, změna kapacity ΔC je od několika pF až po stovky pF. Kromě jednotlivých varikapů se vyrábějí párované dvojice, trojice a čtveřice varikapů, určené pro ladění vf obvodů v přijímačích. Va-



Obr. 3.21. Průběh kapacity přechodu PN v závěrném směru (C_3 je kapacita při 3 V, C_{30} – kapacita při 30 V, ΔC je rozdíl těchto kapacit)

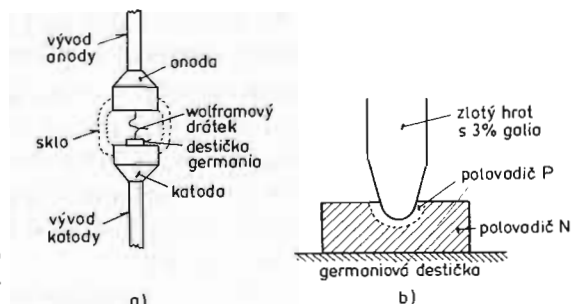
rikapy se provozují zásadně v oblasti závěrného napětí a případné střídavé napětí má mít špičkovou hodnotu vždy menší, než je nejmenší ladící napětí (aby nedošlo k usměrňujícímu jevu a tím k narušení poměrů v laděném obvodu).

Změny kapacity přechodu PN v oblasti malých napětí (nad i pod nulovým napětím) se využívá u *varaktorů*. Tyto prvky se používají v parametrických násobičích kmitočtu v oblasti decimetrových a centimetrových vln.

V tuzemsku se nejčastěji používají varikapy typů KB 105, KB 109, KB 205 a KB 213. Velikou změnu kapacity ΔC má typ KB 113. Varaktory se u nás nevyrábějí. Jako varaktoru lze použít i varikapu, pokud není budicí výkon vysoký (< 1 W). Lze také použít kapacity přechodu PN vhodného vf tranzistoru.

Polovodičové diody

Hrotové diody byly nejprve vyráběny na bázi germania s wolframovým hrotem (obr. 3.22a). Wolframový hrot opírající se o germaniovou destičku se formuje elektrickým výbojem. Následující tepelné mikrozměny způsobí rekrytalizaci germania v okolí hrotu a změnu vodivosti této oblasti na vodivost P. Přechod PN má dobré usměrňující vlastnosti pro vf kmitočty. V tuzemsku byly vyráběny typy GA 201 až GA 206.



Obr. 3.22. Hrotová dioda s wolframovým hrotem (a) a řez strukturou diody s přivařeným zlatým hrotem (b)

Stabilnější provedení hrotové diody s daleko lepšími parametry je tzv. *dioda s přivařeným zlatým hrotem*. Hrot je v tomto případě ze zlata s obsahem 3 % galia. Při formování výbojem dojde ke vzniku slitiny zlata a germania spolu s dotováním okolí hrotu galiem. Řez přechodem PN této diody je na obr. 3.22b. Polovodičová oblast je širší, výrazněji ohraničená s mechanicky ve svaru pevná. Tím je i stabilnější a spolehlivější. Germaniové diody s přivařeným zlatým hrotem mají charakter mikroplošných diod. V tuzemsku jsou vyráběny např. typy OA7, OA9 a GAZ 51, poslední typ i ve čtveřicích.

Křemíkové hrotové diody byly vyvinuty (vlastně jako první polovodičová součástka vůbec) pro detekční a směšovací obvody radiolokátorů, používaných v době druhé světové války. Tyto diody jsou zhotoveny podobně jako germaniové hrotové diody, ale bez formování nebo přivaření. Usměrnujícím přechodem není přechod PN, ale přechod kov-polovodič. Pro svou nestabilitu, malou odolnost proti mechanickým rázům a malé závěrné napětí se dnes ve většině aplikací nahrazují Schottkyho diodami. Speciálním prvkem jsou křemíkové hrotové šumové diody, které se používají v generátorech šumu.

Plošné diody

Tyto diody využívají klasický přechod PN. Dnes se zásadně vyrábějí na bázi křemíku. Germaniové plošné diody měly výhodu pouze

v menším difúzním napětí a tudíž v menších ztrátách v propustném směru. Dnes jsou nahrazeny křemíkovými Schottkyho diodami.

Křemíkové plošné diody se vyrábějí ve velmi širokém sortimentu. Jako dioda pro usměrňování střídavých proudů má křemíkový přechod PN maximální reverzní napětí asi 2 kV. Vyráběné usměrňovací diody jsou dodávány se zaručeným reverzním napětím až 1 400 V (KY 132/1250). Pro vyšší napětí se diody řadí do série, nebo se vyrábějí již sériově řazené do napětí cca 200 kV.

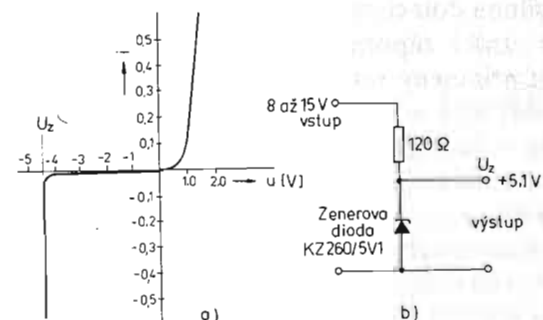
Vzhledem k dostatečné proudové zatížitelnosti je možné přechod PN zatížit proudy přes 100 A/mm². Vyráběné diody pro proudy desítky kA však mají velmi velké kapacity přechodu a stěží se hodí pro usměrňování vyššího kmitočtu než průmyslových 50 Hz.

Běžná malá křemíková dioda pro široké použití je charakterizována předním proudem cca 50 mA při napětí přechodu okolo 1 V, reverzním napětím asi 50 V při zpětném proudu řádové desítky nA. Oblíbeným typem radioamatérů jsou diody KA 206, KA 207. Kmitočtová oblast použití sahá až do několika set MHz.

Křemíkové diody pro usměrňovací účely se vyrábějí v napětovém rozpětí 80 až 1 200 V v řadách podle maximálního proudu v propustném směru 0,3 A–0,8 A–1–3–10–20 A. Kromě jednoduchých diod se také vyrábějí různě orientované dvojice diod (řady KY 930–KY 940–KY 950). Kmitočtová oblast použití je omezena kmitočtem 1 kHz.

Zenerovy diody

U silně dotovaných přechodů PN s tenkou oblastí vyprázdnění dochází již při malých zpětných napětích k tzv. Zenerovu průrazu. Je to nedestruktivní jev vedení proudu v závěrném směru, který vzniká na tenkém přechodu. Při malé tloušťce přechodu dochází v silném elektrickém poli k uvolnění elektronů z valenčních pásů atomů polovodiče. Vzniká silný elektrický tok, odpor diody se při dosažení tzv. Zenerova napětí U_z prudce sníží. Velikost tohoto Zenerova napětí je závislá na koncentraci dotujících příměsí. Charakteristika *Zenerovy diody* je na obr. 3.23a.



Obr. 3.23. Voltampérová charakteristika Zenerovy diody (a) a schéma zapojení stabilizátoru se Zenerovou diodou

Zenerových diod používáme jako stabilizátorů napětí (viz obr. 3.23b) nebo zdrojů referenčního napětí. Příčné proudy stabilizátorem závisejí na typu diody a jejím chlazení. Vyrábějí se diody se ztrátovým výkonem až desítky wattů.

Zenerova jevu se také využívá při konstrukci přepěťových ochran, omezovačů napěťových špiček a ochraně prvků proti statickému elektrickému náboji.

Lavinový průraz

Na silně dotovaném závěrně polarizovaném přechodu se ve vyprázdněné mezivrstvě nosiče proudu urychlují tak, že z krystalové mřížky polovodiče vyrazí další pár elektron-díra, který je opět elektrickým polem urychlován. Pochod velmi rychle lavinovitě roste. Uspořádáme-li přechod PN tak, aby byl v obou směrech stejně výkonově zatížitelný, nedojde ke zničení přechodu a tento průraz je možné využít. Lavinový průraz se využívá u generátorů velmi úzkých impulsů.

Popsaného principu funkce prakticky využívají lavinové průletové diody. Tyto diody mají mezi různě upravenými částmi přechodu PN čistě intrinzickou vrstvu (označovanou I) a v této struktuře P^+IN^+

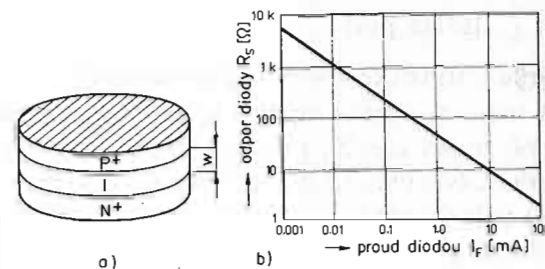
(křížek značí silnou dotaci) má doba průletu nosiče proudu konečnou hodnotu. Tím vzniká záporný diferenciální odpor a takováto dioda může odtlumit připojený rezonanční obvod. Tyto lavinové diody se dělí na typy IMPATT a TRAPATT. Typ IMPATT pracuje v popsaném základním vidu, typ TRAPATT pracuje s tzv. zachyceným plazmatem. Lavinové diody pracují ve vidu IMPATT jako oscilátory s výkony desítek wattů v oblasti 6 až 15 GHz, výkon 1 mW lze dosáhnout ještě na kmitočtu 300 GHz. Diody pracující ve vidu TRAPATT dosahují už stokrát vyšší výkonu na asi desetkrát nižších kmitočtech. Účinnost diod vidu IMPATT je cca 15 %, u vidu TRAPATT až 50 %.

Gunnova dioda

Je to mikrovlnná součástka, využívající tzv. Gunnova jevu v polovodičovém materiálu GaAs. Tento jev je charakterizován existencí dvou energetických stavů s různou pohyblivostí elektronů. Gunnova dioda generuje po připojení stejnosměrného napětí kmitu v mikrovlnném pásmu v oblasti jednotek GHz. Využívá se v radarové technice.

Dioda PIN

Tato součástka je zhotovena prakticky stejnou technologií jako lavinové diody, jen intrinzická vrstva mezi vrstvou P⁺ a N⁺ o šířce W (viz obr. 3.24) bude širší. Tato intrinzická vrstva se v praxi zhotovuje z materiálu velmi mírně dotovaného, se slabou vodivostí typu N. Charakteristika PIN diody je určena tloušťkou, plochou a charakterem oblasti I. Je důležité, aby materiál vrstvy I měl vysoký měrný odpor a dlouhou střední dobu života nosičů. Tato střední doba je pro čistý krystal křemíku řádově jednotky milisekund. Nečistoty v krystalu však snižují tuto dobu řádově na mikrosekundy až stovky nanosekund.



Obr. 3.24. Struktura diody PIN (a) a průběh jejího odporu v závislosti na předním proudu I_F (b)

Připojíme-li na diodu PIN napětí, které ji polarizuje v propustném směru, jsou díry i elektrony z oblastí P⁺ a N⁺ vstřikovány do oblasti I a snižují její odpor, který je pak nepřímo závislý na protékajícím předním proudu diodou (viz obr. 3.24b).

Tato vodivost je působena zbytkovým prostorovým nábojem ještě nerekombinovaných nosičů proudu. Prostorový náboj Q bude dán vztahem

$$Q = I_F \cdot \tau,$$

kde I_F je přední proud diodou PIN,

τ je střední doba života nosičů proudu.

Odpor diody R_s je závislý na šířce vrstvy intrinzického polovodiče W a velikosti náboje Q podle vztahu

$$R_s = \frac{W^2}{(\mu_n + \mu_p)Q},$$

kde μ_n je pohyblivost elektronů (pro Si je $\mu_n = 1250 \text{ cm}^2/\text{Vs}$),

μ_p je pohyblivost děr (pro Si je $\mu_p = 480 \text{ cm}^2/\text{Vs}$).

Po dosazení za náboj Q bude zřejmá závislost mezi předním proudem a odporem.

Tento odpor se pro diodu PIN udává zpravidla pro přední proud 10 μA a 100 mA.

Vzhledem k tomu, že v rovnici pro odpor R_s je v náboji Q skryta i doba τ , je působení diody PIN omezeno jistým minimálním kmitočtem f_T daným empirickým vztahem

$$f_T = \frac{1}{W^2} \cdot 300, \quad [\text{MHz}, \mu\text{m}]$$

kde W je šířka intrinzické vrstvy v mikrometrech.

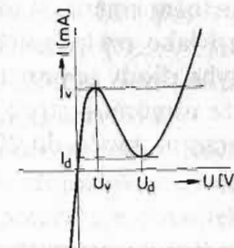
Vzhledem k tomu, že funkce diody jako proměnného odporu závisí na střední době života nosičů, platí i uvedená závislost odporu na předním proudu I_F (viz obr. 3.24b) od kmitočtu f_T výše.

Dioda PIN, polarizovaná v závěrném směru nebo mající nulové předpětí, se chová jako nízkoztrátový kondenzátor o malé kapacitě. Tato kapacita je omezujícím faktorem pro použití diody PIN na vysokých kmitočtech. S velikostí reverzního napětí se tato kapacita podstatně nemění. Reverzní napětí se nesmí zvýšit nad určitou mez, neboť pak může dojít k Zenerově průrazu přechodu PIN.

Diody PIN se zhotovují jak v malovýkonovém provedení, tak i pro výkony řádu stovek wattů. Používají se v plynule proměnných attenuátorech nebo ve spínačích. Diody PIN nahrazují ve vysokofrekvenčních výkonových trasách anténní relé a mechanické přepínače. Mají výhodu rychlého spínání, jsou vysoce spolehlivé a zjednodušují řešení vysokofrekvenčních koaxiálních tras přijímačů a vysílačů, pracujících do jedné antény.

Tunelová dioda

V oblasti potenciálové bariéry v propustném směru, tj. mezi nulovým napětím a difúzním napětím U_d objevil japonský fyzik Esaki, že při silné dotaci germania jak donory, tak i akceptory a při velmi strmém přechodu mizí klasický polovodičový efekt a elektrony procházejí potenciální bariérou s mnohem nižší energií, jakýmsi potenciálním „tunelem“. V propustné oblasti pak mezi nulou a napětím U_d vzniká oblast záporného diferenciálního odporu (obr. 3.25), tj. s přírůstkem napětí mezi bodem U_v a U_d je přírůstek proudu záporný, proud klesá. Tento záporný diferenciální odpor se využívá v oscilátorech a jiných aplikacích. V obráceném směru je Esakiho tunelová dioda vodivá.

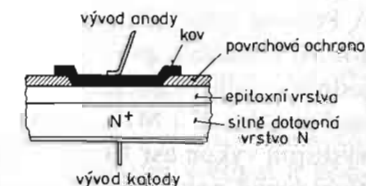


Obr. 3.25 Voltampérová charakteristika tunelové diody

Schottkyho dioda

Tento prvek je v podstatě nejstarším polovodičovým prvkem, neboť jeho princip funkce se používal už u krystalových galenitových detektorů.

Název Schottkyho dioda se používá pro součástku s polovodičovým přechodem kov-polovodič, provedenou dnes nejběžnějším postupem, tj. planárně-epitaxní technologií (obr. 3.26).



Obr. 3.26. Schéma struktury Schottkyho diody

Vrstva polovodiče je silně dotována, čímž je v ní vytvořen velký počet volných elektronů. Přechod kov-polovodič využívá elektrony s velkou energií (tzv. horké nosiče), které při vodivé polarizaci překonávají potenciálovou bariéru a v kovu rychle zanikají. Dioda pracuje pouze s majoritními nosiči (elektrony), což se projeví především tím, že přechod nemá difúzní kapacitu, a tzv. bariérová kapacita je poměrně malá. Schottkyho dioda je proto skoro ideální usměrňovací a spínací prvek, neboť díky velmi malé kapacitě přechodu má malý zotavovací náboj. Výhodou je také malé napětí na diodě, zapojené v pro-

propustném směru. V oboru malých signálů se Schottkyho diody používají jako prvky směšovačů, detektorů a spínačů. Průmyslové Schottkyho diody se používají v rychlých měničích a impulsových zdrojích, kde usměrňují středofrekvenční proudy řádově desítek ampér při reverzním napětí do 200 V. V tuzemsku se vyrábějí diody řady KAS.

Rychlá spínací dioda

Tato dioda se v anglické literatuře často označuje zkratkou SRD (angl. step recovery diode). Je to opět polovodičová dioda s přechodem PIN. Tato dioda má při závěrné polarizaci prakticky konstantní kapacitu, která je navíc nezávislá na velikosti závěrného napětí. V propustném směru má na dostatečně vysokých kmitočtech kapacitní reaktanci X_C prakticky rovnou nule (tj. kapacita v propustném směru se jeví jako poměrně velmi vysoká). Při přepolarizaci (tj. rychlém přepínání polarizace přechodu) lze pomocí rychlé spínací diody vytvářet díky „přepínání“ velké a malé kapacity přechodu velmi úzké impulsy s extrémně velkou strmostí čela a týlu.

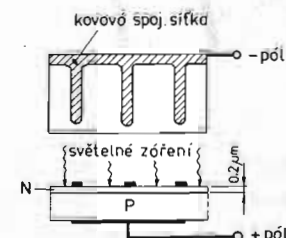
Pomocí rychlých spínacích diod lze konstruovat parametrické násobiče kmitočtů, pracující s velkou účinností. Například při buzení jednoduchého násobiče s rychlou spínací diodou výkonem cca 1 W na kmitočtu 220 MHz lze na 46. harmonické v oblasti 10 GHz získat výstupní výkon asi 10 mW. Tyto diody nahrazují v moderních aplikacích dosud používané varaktory.

Fotoefekty

Dopadá-li na polovodivý přechod PN světelné záření (tj. fotonová kvanta), může buď polovodičem projít nebo jím být zachyceno. Zachycené světelné záření se buď změní na teplo (tj. fononová kvanta) nebo fotonová kvanta mohou přímo vytrhávat valenční elektrony

z krystalické mřížky polovodiče a vytvářet tak volné nosiče proudu. Při této fotoionizaci tak v polovodivém přechodu vznikají páry elektron-díra. Tento tzv. *fotoelektrický jev* nastává při záření s kratší vlnovou délkou než $2\mu\text{m}$ pro germanium, resp. $1,2\mu\text{m}$ pro křemík.

Generace nosičů náboje světelným zářením způsobí buď zvětšení napětí naprázdno na ozářeném přechodu PN (tzv. fotoelektrické napětí), nebo přechodem PN spojeným nakrátko poteče tzv. fotoelektrický proud. Tento jev se využívá u *slunečních článků*, u kterých je k ozářenému přechodu PN připojen vhodný zatěžovací odpor R , který z článků odebírá výkon $P = R \cdot I^2$ vznikající přeměnou dopadající světelné energie na elektrickou energii. Účinnost přeměny světelné energie je u moderních slunečních článků dosti vysoká (okolo 15 %). Uspořádání slunečního článku je naznačeno na obr. 3.27. Články se sestavují do tzv. slunečních baterií, které jsou důležitým zdrojem elektrické energie zvláště v kosmické technice.



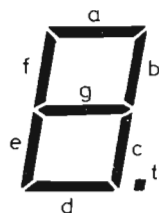
Obr. 3.27. Uspořádání slunečního článku

Ozařujeme-li světelným zářením přechod PN, polarizovaný v závěrném směru, dojde díky fotoionizaci dopadajícím světlem k podstatnému zvětšení závěrného proudu přechodu. Tohoto jevu se využívá u *fotodiody*. Fotodiody se používají jako prvky snímající intenzitu světelného záření. Využívají se především v automatizační technice.

Tak, jako je možné světelným kvantem docílit ionizaci polovodivého přechodu PN (tj. vytvoření páry elektron-díra), je možný i opačný jev, tj. vyzáření světelného kvanta při rekombinaci volného elektronu a díry. Dochází k tomu, je-li přechod PN zhotoven z vhodného polovodivého materiálu a je polarizován v propustném směru. Přechod PN při tom vstřikuje do polovodiče nosiče proudu, které v krystalové mřížce polovodiče rekombinují. Podmínkou pro tzv. zářivou rekombi-

naci je existence příměsí, které tento druh rekombinace podporují (na úkor nezářivých rekombinačních procesů). Na popsaném principu pracují tzv. *svítivé diody*, zhotovené z polovodivých materiálů GaP, GaAsP, GaAlAs a GaInP. Vhodnou technologií se dá dosáhnout červená, zelená, žlutá a řidčeji i modrá barva světla. Byly zkonstruovány i diody vyzařující v infračervené oblasti světelného spektra.

Svítivé diody se používají jako světelné indikátory pro indikaci stavů nebo režimů práce různých zařízení nebo přístrojů. V kombinaci s fotodiodou pracuje svítivá dioda jako tzv. *optoelektronický vazební člen* (optron), používaný pro vzájemnou vazbu obvodů, které nejdou galvanicky přímo spojit.

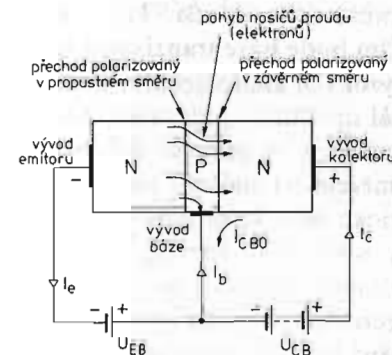


Obr. 3.28. Sedmisegmentový displej a jeho označení

Ze svítivých diod se dále sestavují digitální svítivé indikátory nebo maticové alfanumerické displeje. Nejčastěji se používají *sedmisegmentové displeje*, na kterých se všech deset číslic vytváří pomocí sedmi krátkých svítících úsečků (segmentů). Tyto segmenty jsou normalizovaným způsobem označeny (obr. 3.28) písmeny a až g. Kromě číslicových displejů se vyrábějí i displeje znaménkové (nejčastěji znaménka + a -). Desetinné tečky, potřebné pro zobrazení necelých čísel, se přidávají na okraj sedmisegmentového zobrazovacího pole. Každý svítící segment je sestaven z několika svítících diod, zapojených buď se společnou katodou nebo společnou anodou. V displejích ze svítivých diod se zpravidla používají diody zářící červeně, novější výrobky září zeleně nebo žlutě. Výška číslic svítivých displejů bývá od několika mm do několika cm. U modernějších zařízení jsou svítivé displeje nahrazovány displeji z tzv. *tekutých krystalů*. Princip zobrazení údajů je u těchto displejů zcela odlišný. Využívá toho, že průhlednost některých složitých chemických látek lze měnit z vnějšku přiloženým elektrickým napětím.

Tranzistorový jev — fyzikální podstata

Umístíme-li dva polovodivé přechody NP těsně vedle sebe (obr. 3.29) tak, aby tloušťka středního pásu s vodivostí P (který budeme nazývat *báze*) byla dostatečně malá, dostaneme strukturu, která se nazývá tranzistor. Levá část struktury z materiálu N se nazývá *emitor*, protější část struktury se stejnou vodivostí nazýváme *kolektor*.



Obr. 3.29. Poměry proudů při tranzistorovém jevu

Mezi kolektor a bázi nyní připojíme zdroj, polarizovaný v závěrném směru (na kolektoru bude plus, na bázi minus pól zdroje). Emitor necháme prozatím odpojen. Opačně polarizovaným přechodem kolektor-báze bude nyní protékat nepatrný závěrný proud, který označíme I_{cb0} . Dále zapojíme propustně polarizovaný zdroj k přechodu emitor-báze. Přechodem emitor-báze začne protékat proud I_E , ale současně zjistíme, že začne protékat mnohem větší proud mezi emitorem a kolektorem, který je přímo závislý na velikosti proudu I_E tekoucího do báze.

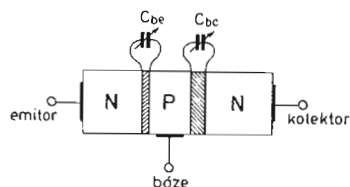
Fyzikální podstata tohoto *tranzistorového jevu* spočívá v tom, že při závěrně polarizovaném přechodu kolektor-báze dojde při průtoku proudu báze I_B k vstřikování nosičů proudu (zde elektronů) z emitoru do materiálu báze a tyto nosiče jsou odsávány elektrickým polem kolektoru a tvoří proud kolektoru I_C . Velikost vstřikování je v podstatě

závislá na napětí emitor-báze v propustném směru. Toto napětí je vytvářeno proudem báze I_b . Dojde k tomu, že prakticky všechny volné nosiče proudu, které přejdou přes přechod emitor-báze, nestačí v bázi rekombinovat a vzhledem k velmi malé tloušťce báze přecházejí přes kolektorový přechod do materiálu kolektoru. Proud kolektoru je tedy proud vstřikovaných nosičů, proud báze je mnohem menší proud, který „otevívá“ přechod emitor-báze a tím „uvolňuje“ vstřikování těchto nosičů.

Aby se získaly co nejlepší vlastnosti tranzistoru i na vysokých kmitočtech, musí být doba průletu nosičů proudu mezi emitorem a kolektorem co nejkratší. Tuto dobu lze nejlépe ovlivnit tloušťkou báze. Čím bude báze tranzistoru tenčí, tím lépe bude tranzistor zesilovat na vysokých kmitočtech, tím dosáhne vyššího mezního kmitočtu. Aby se dál urychlila „přeprava“ nosičů proudu v elektrickém poli kolektoru, upravuje se pomocí difúze příměsí složení báze tak, aby se dotace směrem od emitoru ke kolektoru měnila. Tím vznikne přídavné elektrické pole, které ještě více urychluje nosiče proudu. Tranzistory s takto upravenou bází se nazývají *driftové*. Tuto z hlediska koncentrace příměsí nehomogenní bázi mají i tranzistory vyrobené tzv. planární technologií. Doba průletu nosičů báze se proti homogennímu provedení báze zkracuje až desetkrát.

Stejným způsobem, jako popsaná struktura tranzistoru NPN, funguje i inverzně sestavený tranzistor PNP. Zamění se jen nosiče proudu (místo elektronů jsou do báze vstřikovány díry) a pochopitelně se změní polarita vnějších napájecích zdrojů. PNP tranzistory jsou jen (kvůli menší pohyblivosti děr v bázi) méně vhodné pro zesílení nejvyšších kmitočtů.

Oba přechody tranzistoru mají stále vlastnosti přechodů PN, tj. mají i příslušné kapacity, viz obr. 3.30. Kapacita přechodu emitor-báze



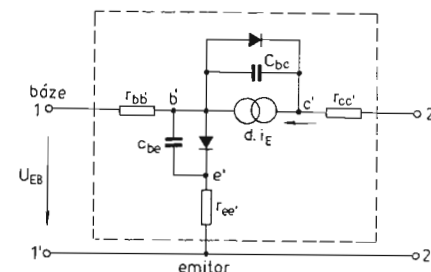
Obr. 3.30. Kapacity přechodu v tranzistoru

ze (C_{be}) je difúzní kapacitou a je proto poměrně velká. Kapacita přechodu kolektor-báze (C_{bc}) je bariérová kapacita (podobně jako u varikapu) a má hodnotu řádově několik jednotek pikofaradů. Obě kapacity jsou napěťově závislé, jejich velikosti se mění v závislosti na napětích na přechodech. Tento jev není zanedbatelný při použití na vysokofrekvenčních kmitočtech. Všimneme-li si náhradního schématu zapojení na obr. 3.31, pak časová konstanta, daná součinem hodnoty odporu materiálu báze $r_{bb'}$ a hodnoty kapacity C_{be} , omezuje nejvyšší kmitočty, na kterých je tranzistor použitelný. Na uvedeném schématu náhradního zapojení jsou dále uvedeny vnitřní odpory materiálu emitoru $r_{ee'}$, a kolektoru $r_{cc'}$, které se u vyráběných tranzistorů pohybují v rozmezí

$$0,1 \, \Omega < r_{bb'} < 100 \, \Omega$$

$$0,01 \, \Omega < r_{ee'} < 10 \, \Omega,$$

$$0,01 \, \Omega < r_{cc'} < 10 \, \Omega.$$



Obr. 3.31. Schéma náhradního zapojení tranzistoru NPN

Vývody e' , b' a c' v indexech odporů jsou pomyslné vývody ideálního tranzistoru (jakoby přímo na přechodech systému). Označení e , b , a c jsou vývody skutečného tranzistoru.

Rozdělení proudů v tranzistoru

Při proudu I_b , který teče do báze, je velikost proudu kolektorem I_c (při čemž zanedbáváme nepatrný závěrný proud I_{co}) dána poměrem β :

$$\beta = \frac{I_c}{I_b}.$$

Tento činitel β nazýváme proudové zesílení nakrátko pro zapojení tranzistoru se společným emitorem.

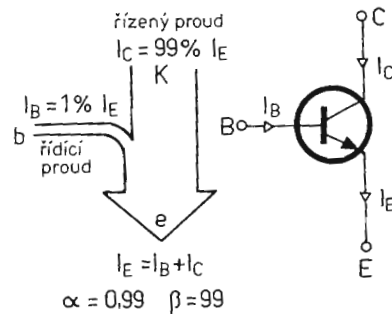
Příklad: Při proudu báze $I_b = 1 \text{ mA}$ bude proud kolektorem $I_c = 120 \text{ mA}$. Činitel zesílení β bude

$$\beta = \frac{I_c}{I_b} = \frac{120 \text{ mA}}{1 \text{ mA}} = 120.$$

Poměr mezi proudem emitoru a proudem kolektoru je dán tím, že proud kolektoru I_c je vždy o proud báze menší (obr. 3.32), tj. je α krát menší:

$$I_c = \alpha \cdot I_e,$$

přičemž α je proudové zesílení nakrátko s bázi jako společnou elektrodou.



Obr. 3.32. Rozdělení proudů v tranzistoru, $\beta = 99$

Příklad: Podle obr. 3.32 si zvolíme případ, kdy proud báze I_b tranzistoru (řídící proud) je 1 % emitorového proudu I_e . Jaké jsou v tomto případě zesilovací činitele α a β ?

Proud kolektoru I_c je

$$I_c = I_e - I_b = I_e - 0,01 I_e = 0,99 I_e.$$

Proudový zesilovací činitel α bude

$$\alpha = \frac{I_c}{I_e} = \frac{0,99 I_e}{I_e} = 0,99.$$

Proudový zesilovací činitel β bude

$$\beta = \frac{I_c}{I_b} = \frac{0,99 I_e}{0,01 I_e} = 99.$$

Mezi proudovým zesilovacím činitelem α (se společnou bázi)

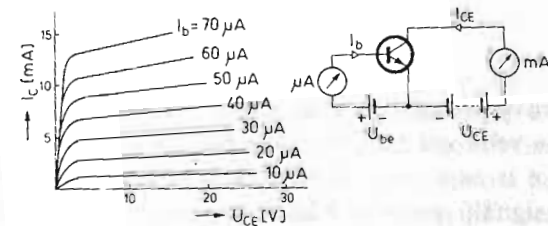
a proudovým zesilovacím činitelem β (v zapojení se společným emitorem) platí vztah

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha},$$

což je podle příkladu na obr. 3.32 snadno pochopitelné a můžeme si tento vztah početně prověřit.

Charakteristiky tranzistoru

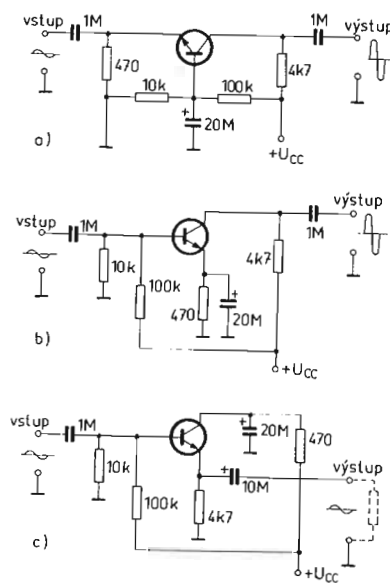
Pro tranzistor lze změřit a nakreslit celkem čtyři druhy charakteristik. Nejdůležitější z nich je **výstupní** (kolektorová) **charakteristika**. Příklad takovéto charakteristiky je uveden na obr. 3.33. Je zde znázorněna závislost mezi kolektorovým napětím a kolektorovým proudem, v tomto případě zapojení se společným emitorem. Parametrem je proud báze I_b . Podle velikosti proudu báze I_b můžeme usuzovat, že v tomto zapojení je vstupní odpor tranzistoru poměrně vysoký. Všimněme si dále, že kolektorový proud není nezávislý na kolektorovém napětí. Z toho vyplývá, že výstupní odpor tranzistoru není příliš vysoký. Podobným způsobem lze posoudit i zapojení tranzistoru se společnou bázi i společným kolektorem.



Obr. 3.33. Příklad kolektorových charakteristik tranzistoru v zapojení se společným emitorem

Tři základní zapojení tranzistoru jsou uvedena na obr. 3.34. Ve

všech třech zapojeních má tranzistor stejný pracovní bod, tj. je stejným způsobem stejnosměrně napájen a pracuje s malým signálem.



Obr. 3.34. Tři základní zapojení tranzistoru: se společnou bází SB(a), se společným emitorem SE(b) a se společným kolektorem SC(c)

Na obr. 3.34a je zapojení se *společnou bází* (SB). Toto zapojení má velmi nízkou vstupní impedanci. Vstupní odpor R_i zapojení SB se přibližně rovná

$$R_{iSB} \doteq \frac{25}{I_c},$$

kde kolektorový proud I_c je udán v mA. Výstupní odpor tohoto zapojení závisí na velikosti proudu I_c a je řádově desítky kiloohmů. Výstupní signál je u zapojení SB ve fázi se vstupním signálem. Část proudu obou signálů protéká bází a při nevhodných poměrech ve vstupním obvodu může být příčinou nestability.

Na obr. 3.34b je zapojení tranzistorového zesilovače se *společným emitorem* (SE). Je to nejčastěji používané zapojení tranzistoru, neboť v něm může tranzistor dosáhnout největšího výkonového zesílení. Při rozboru charakteristik na obr. 3.33 jsme zjistili, že proud báze I_b je poměrně malý. Vstupní impedance tohoto zapojení je v rozpětí jedno-

tek kiloohmů. Výstupní impedance stupně je řádu desítek až tisíců ohmů – záleží na velikosti vybuzení tranzistoru. Mezní kmitočet f_T tranzistoru v zapojení SE je nižší než f_α u zapojení SB. Za bezproblémovou oblast pracovních kmitočtů považujeme kmitočtovou oblast pod $0,1 f_T$. Vzhledem k tomu, že výstupní signál je u tohoto zapojení v protifázi k vstupnímu signálu, není však problém udržet dostatečnou stabilitu zesilovače i na vyšších kmitočtech.

Na obr. 3.34c je zapojení tranzistoru se *společným kolektorem* (SC). V tomto zapojení má stupeň vstupní odpor R_i dán velikostí zátěže R na výstupu

$$R_{iSC} = \frac{R_z}{1 - \alpha},$$

tj. vstupní odpor stupně je asi o dva řády vyšší než výstupní zatěžovací odpor R_z . Pro tuto vlastnost je tranzistor v zapojení SC nazýván „impedančním transformátorem“. Výstupní signál je ve fázi se vstupním signálem a napěťové zesílení stupně je jen o málo menší než jedna. Pro tuto vlastnost, kdy emitorové napětí „sleduje“ napěťové průběhy v bázi, se často obvod označuje jako emitorový sledovač. Proudové zesílení stupně je dáno poměrem $1/(1 - \alpha)$, mezní kmitočet stupně je stejný jako u zapojení SE.

Mezní kmitočty tranzistorů

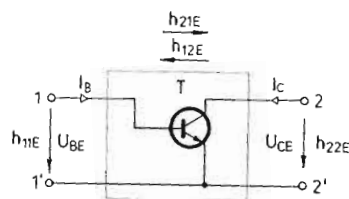
V předchozím výkladu jsme se dotkli pojmu mezní kmitočet tranzistoru. V zapojení se společnou bází zesiluje tranzistor střídavé změny emitorového proudu úměrně k velikosti zesilovacího činitele α . Mezní kmitočet f_α je kmitočet, na kterém absolutní hodnota $|\alpha|$ poklesne na hodnotu $0,707 \cdot \alpha_1$. Zesilovací činitel α_1 měříme při tom na kmitočtu 1 kHz.

V zapojení se společným emitorem se u tranzistoru udává tranzitní kmitočet f_T . Je to kmitočet, při kterém je absolutní hodnota zesílení rovna jedné. Tento kmitočet je rozhodujícím parametrem tranzistoru, určujícím jeho použitelnost pro zesilování požadovaného kmitočtu. Souvisí s dobou průletu nosičů proudu bázi tranzistoru a je tím vyšší,

čím je tato doba kratší. Blíží-li se doba periody k době průletu nosičů bází, dochází k fázovému posuvu zesíleného signálu v kolektoru proti vstupnímu signálu v bázi, což je u laděných stupňů příčinou vzniku nestabilit nebo i parazitních oscilací. Proto se pro zapojení zesilovačů snažíme zvolit tranzistor s f_T podstatně vyšším, než je pracovní kmitočet.

Čtyřpólové parametry tranzistoru

Pro vyjádření vlastností tranzistoru jako aktivního prvku se používá celá řada tzv. čtyřpólových parametrů. Pro amatérskou praxi je potřeba se alespoň zhruba seznámit s nejčastěji používanými *serioparalelními* parametry h pro zapojení tranzistoru se společným emitorem (obr. 3.35).



Obr. 3.35. Orientace napětí a proudů při určení významu h -parametrů

Vstupní parametr h_{11E} je definován při konstantním napětí kolektoru U_{CE} jako poměr změny napětí ΔU_{BE} ke změně proudu ΔI_B :

$$h_{11E} = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_B}$$

a odpovídá vstupní impedanci tranzistoru nakrátko (což je prakticky vstupní odpor).

Zpěťovazební parametr h_{12E} je definován při konstantním proudu I_B jako poměr změny napětí emitor-báze ΔU_{BE} ke změně kolektorového napětí ΔU_{CE} :

$$h_{12E} = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta U_{CE}}$$

a představuje nežádoucí zpětný napěťový činitel (nežádoucí ovlivňování vstupního napětí změnami napětí na výstupu) naprázdno.

Parametr h_{21E} je definován opět při konstantním napětí kolektor-emitor U_{CE} jako poměr změny kolektorového proudu ΔI_C ke změně proudu báze ΔI_B :

$$h_{21E} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}$$

a má charakter proudového zesilovacího činitele nakrátko (odpovídá plně zesilovacímu činiteli β).

Parametr h_{22E} je výstupní parametr tranzistoru a je dán při I_B konstantním jako poměr změny kolektorového proudu ΔI_C ke změně kolektorového napětí ΔU_{CE} :

$$h_{22E} = \frac{\Delta I_C}{\Delta U_{CE}}$$

a představuje výstupní vodivost tranzistoru (tj. obrácenou hodnotu výstupního odporu).

Všimněme si, že všechny uvedené parametry h jsou definovány jako změny a platí tudíž pro buzení tranzistoru střídavým proudem. Tyto parametry mají prakticky reálné hodnoty do kmitočtů $0,1 f_T$. Při vyšších kmitočtech se začínou uplatňovat vnitřní kapacity tranzistoru a doba průletu nosičů proudu báze a parametry h dostanou komplexní charakter.

Kolektorová ztráta a chlazení tranzistorů

Kolektorová ztráta P_C je výkon, který se na tranzistoru mění v teplo. Je dán součinem kolektorového napětí a proudu kolektoru, tj. příkonem tranzistoru zmenšeným o výkon, který tranzistor odevzdává do zátěže (tzv. výstupní výkon stupně). Maximální přípustná kolektorová ztráta tranzistoru se udává jako katalogový údaj P_{max} a je omezena maximální přípustnou teplotou přechodů tranzistorů ϑ_j , tepelným odporem K_p daného pouzdra tranzistoru a teplotou pouzdra na povrchu ϑ_p . Platí

$$P_{max} = \frac{\vartheta_j - \vartheta_p}{K_p} \quad [W, ^\circ C, ^\circ C/W]$$

Teplota přechodu ϑ_j má při svém růstu vliv na snížení odporu polovodiče a tím na zvýšení proudu. Kromě toho se zvyšuje termická generace nosičů proudu (obou druhů), čímž se zvýší původně velmi malý zbytkový proud kolektoru I_{CBo} . Důsledkem bude opět zvýšení proudu kolektoru a také kolektorové ztráty. Pochod se lavinovitě rozrůstá a během velmi krátké doby se tranzistor zničí *prehřátím*.

Aby k tomuto přehřátí přechodu nedošlo, je potřeba daný typ tranzistoru nepřetěžovat a udržet teplotu pouzdra na nejnižší možné hodnotě. Proto se pouzdra zvláště výkonových tranzistorů opatřují chladičem, nebo se odvod tepla zajišťuje jiným dostačujícím způsobem. Chladič musí mít tak velikou chladicí plochu, aby teplota pouzdra ϑ_p byla co nejméně odlišná od teploty okolí.

Chladičem opatřujeme tranzistory od kolektorové ztráty několik set miliwatt výše. Je velmi dobrým zvykem volit pro navrhovaný obvod takový typ tranzistoru, jehož výkonová ztráta přesahuje dvakrát až třikrát maximální příkon obvodu.

Dojde-li ke zničení tranzistoru přehřátím, je důsledkem přerušení emitorového nebo kolektorového přechodu. O tom se můžeme přesvědčit pomocí ohmmetru, který ukáže nekonečný odpor.

Dojde-li ke zničení tranzistoru napěťovým průrazem buď kolektorového nebo emitorového přechodu, je důsledkem zkrat proraženého přechodu. Měříme-li postižený přechod ohmmetrem, ukáže nulový odpor.

Kromě chladičů, které jsou při dostatečně zvolené ploše nejlepší ochranou proti zničení tranzistoru přehřátím, používáme také elektronické ochranné obvody, které při vzrůstu teploty pouzdra automaticky sníží příkon stupně nebo stupeň odpojí od napájení. Jako čidla pro tyto obvody používáme tepelně závislé rezistory – termistory nebo polovodičové diody.

Použití bipolárních tranzistorů

Tranzistory s PN přechody označujeme jako bipolární. Vedení proudu se v polovodiči účastní jak elektrony, tak i díry.

Bipolární tranzistory používáme v elektronice a radiotechnice jako spínače, nízkofrekvenční zesilovače, vysokofrekvenční zesilovače, směšovače, oscilátory, výkonové zesilovače, stabilizátory a v mnoha dalších aplikacích.

Maximální závěrné kolektorové napětí speciálních spínacích tranzistorů dosahuje až hodnoty 2 kV, maximální proudy kolektoru dosahují u speciálních typů až stovek ampér. Dnes už velmi dobře zpracovanou technologií lze vyrobit tranzistory s f_T řádově desítky GHz a navíc i s malým vlastním šumem. Technikou mnohonásobných emitorů je možné vyrobit tranzistory, které mají na vysokých kmitočtech (vyšších než 100 MHz) výkony až stovky wattů.

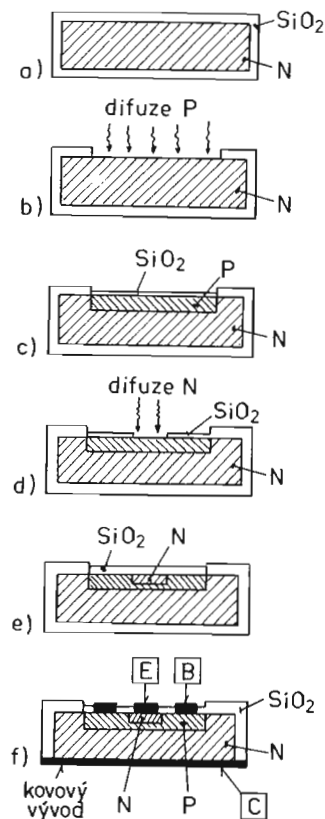
Planárně zhotovované bipolární tranzistory se staly základním prvkem integrovaných bipolárních obvodů. U těchto obvodů se podařilo vyrobit tranzistorové systémy s tak malými rozměry, že na 1 mm² se jich vejde i několik set.

Planární technologie zhotovení křemíkových tranzistorů

Křemík a jeho oxidy jsou velmi vhodným materiálem pro zhotovení tranzistorů. Stabilní oxid křemičitý SiO₂ dobře izoluje povrch křemíkové destičky proti vnějším vlivům a zamezuje povrchovým jevům. Křemík lze dále pomocí difúze dobře dotovat akceptory i donory, přičemž celý pochod dotace se dá spolehlivě kontrolovat a řídit. Řízenou difúzí lze v křemíku zhotovit velmi tenkou bázi a jednoznačněji definované oblasti rozdílných vodivostí. To vše se využívá u planární technologie, která je dnes základní technologií nejen pro zhotovování bipolárních tranzistorů.

Na obr. 3.36 je znázorněn postup zhotovení tranzistoru typu NPN *planární technologií*. Destička křemíku o vodivosti N se okyslíčí, čímž vznikne povrchová vrstva SiO₂ (obr. 3.36a). Poté se na povrch křemíkové destičky nanese fotocitlivá vrstva, naexponuje se maska a naexponovaný povrch se vyvolá. Tím na povrchu destičky vznikne okénko, ve kterém se pak SiO₂ odleptá. Povrch polovodiče v okénku se podrobí difúzi materiálem, který vytvoří v křemíku pod okénkem vrst-

vu báze s vodivostí P (obr. 3.36b). Následným oksyločením se odstraní maska a vrstva báze se opět překryje vrstvou SiO_2 (obr. 3.36c). Novým maskováním a odleptáním vrstvy SiO_2 se na vrstvě s vodivostí P vytvoří nové menší okénko pro emitor. Toto druhé okénko slouží pro druhou difúzi, a to materiálem, který pod tímto okénkem vytvoří oblast emitoru s vodivostí typu N (obr. 3.36d). Nyní se opět vše podrobí oksyločení a překryje se vrstvou oxidu křemičitého (obr. 3.36e). V této vrstvě se opět fotocestou vymezení oblasti třetího leptání oblasti přístupu k bázi a emitoru. Na tyto přístupy se napaří kovová vrstva kontaktů báze a emitoru. S druhé strany krystalu se pak odleptá SiO_2 a napaří kovová vrstva přívodu ke kolektoru.



Obr. 3.36. Znárodnění technologického postupu při zhotovení bipolárního tranzistoru NPN planární technologií

Planárním postupem lze dosáhnout tloušťky báze několik μm a postup výroby je kontrolovatelný a velmi dobře opakovatelný. Aplikuje-li se planární postup na epitaxní materiál, vzniká dosud nejlépe použitelná planárně-epitaxní technologie, kterou se vyrábějí tranzistory pro velmi vysoké kmitočty. Planární technologie je také základní technologií pro zhotovování rozsáhlých kombinací set i tisíců polovodičových tranzistorových a diodových přechodů i pasivních součástí v integrovaných obvodech, jak digitálních, tak i analogových. Touto technologií se připravují a zpracovávají i jiné druhy polovodičových součástek.

Vícepřechodové součástky

Kromě tranzistoru mají dva polovodičové přechody i jiné polovodičové součástky. Nejpoužívanější z nich je *diak*. Je to souměrná třívrstvá součástka se dvěma vývody z okrajových vrstev. U diaku se využívá nedestruktivního lavinového jevu, je to v podstatě obousměrná lavinová dioda. Diak se používá k tvarování spínacích průběhů v řídicích obvodech tyristorů a triaků.

Tyristor je čtyřvrstvá polovodičová součástka s polovodičovými přechody PNPN, sloužící ke spínacím účelům. Jeho sepnutí nastává po přivedení jisté velikosti spínacího proudu do řídicí elektrody. Pak dojde k náhlé vodivosti mezi krajními vrstvami – katodou a anodou tyristoru. Tyristor se nedá po sepnutí vypnout jinak než poklesem napětí mezi anodou a katodou prakticky až na nulu. Používá se proto ve spínacích obvodech střídavého proudu, kde k vypnutí dochází v momentech, kdy je okamžité napětí nulové. Dnes se často tyristory používají i v obvodech pro výrobu impulsů nebo jiných průběhů. Příkladem je třeba řádkový rozkladový obvod televizorů.

V průmyslových obvodech střídavého proudu se uplatní obousměrně spínající obdoba tyristoru – *triak*. Má uplatnění v regulačních a řídicích obvodech v automatizační technice.

Unipolární tranzistory

Tyto tranzistory se označují souhrnně zkratkou FET (z angl. field effect transistor – tranzistor řízený elektrickým polem).

Tranzistory řízené polem pracují na zcela odlišném principu, než je tranzistorový jev v bipolárních polovodičích. Zatímco v bipolárních polovodičích se jedná o jevy vedení proudu přes polovodivé přechody PN, jde u tranzistorů řízených polem o měnění vodivosti kanálu mezi elektrodami, které označujeme jako kolektor a emitor.

Řez strukturou tranzistoru řízeného polem je na obr. 3.37. Základním materiálem destičky je polovodič typu P, ve kterém jsou vytvořeny elektrody S (angl. source – zdroj, česky označujeme tuto elektrodu jako emitor) a D (drain – nora, česky ji označujeme jako kolektor) jako dva silně dotované ostrůvky vodivosti N^+ , spojené kanálem o vodivosti N. Vodivý kanál je velmi tenký, je vytvořen těsně u povrchu polovodiče a je tenkou vrstvičkou SiO_2 izolován od kovové řídicí elektrody G (z angl. gate – hradlo). Tato elektroda je zhotovena napařením kovové vrstvy, stejně jako vývody S a D. Základní destička polovodivého materiálu se nazývá substrát.

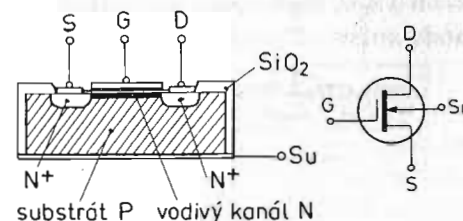
Takto uspořádaný systém tranzistoru řízeného polem se označuje zkratkou MOSFET.

První část zkratky, tj. „MOS“ je vyjádřením skladby řídicí oblasti hradla. Ve struktuře pak je písmeno M (metal) označením kovové řídicí elektrody, písmeno O (oxid) je izolační vrstva oxidu a písmeno S (silicium) je křemíkový polovodičový materiál substrátu, tedy i z něj difundí zhotovený vodivý kanál.

Vodivost kanálu je řízena elektrickým polem mezi hradlem G a substrátem, a to tím způsobem, že velikost elektrického pole v podstatě mění vodivý průřez kanálu mezi S a D. V ovládání vodivosti kanálu jsou možné dva způsoby činnosti tranzistoru MOSFET.

První způsob řízení tranzistoru MOSFET je změna vodivosti *ochuzováním*. Vodivý kanál je u tohoto způsobu (módu) při nulovém napětí U_{GS} řídicí elektrody dobře vodivý. Změnou napětí U_{GS} do záporných hodnot se vodivost kanálu snižuje, až při určitém závěrném napětí úplně zaniká.

Obr. 3.37. Řez strukturou tranzistoru MOSFET (vodivý kanál typu N)

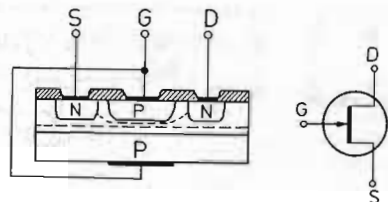


Při druhém způsobu řízení tranzistoru MOSFET je vodivý kanál při nulovém napětí hradla proti emitoru přerušen. Zvyšováním tohoto napětí U_{GS} se teprve kanál začíná pootevírat a při určitém maximálním napětí pak kanál mezi emitorem S a kolektorem D dosáhne plné vodivosti. Tomuto způsobu řízení tranzistoru FET říkáme řízení *obohacováním*.

Popsaná struktura tranzistoru MOSFET používala pro vodivý kanál mezi emitorem a kolektorem polovodivý materiál vodivosti N. Tranzistor MOSFET s kanálem typu N je napájen při své funkci kladným napětím do kolektoru a záporným do emitoru. Jestliže zhotovíme vodivý kanál mezi S a D z materiálu s vodivostí typu P, změní se pouze polarita napájecích napětí kolektoru a emitoru. Tranzistor s touto skladbou struktury se označuje jako MOSFET s kanálem typu P. Jde o jakousi analogii s bipolárními tranzistory NPN a PNP.

Izolace řídicí elektrody nemusí být provedena pouze oxidem křemíku. Jako izolační oddělení hradla od vodivého kanálu může být použit dále nitrid křemíku a kombinace oxidu a nitridu křemíku. Zvláštní skupinu tranzistorů FET tvoří tranzistory, které mají hradlo od kanálu izolováno polovodivým přechodem polarizovaným v závěrném směru. Tyto tranzistory pak označujeme zkratkou JFET (J je z angl. junction – polovodivý přechod). Tento přechod hradlo-kanál je pak pochopitelně v opačném směru vodivý. Řez strukturou tranzistoru JFET s PN přechodem mezi hradlem a kanálem je znázorněn na obr. 3.38. Tranzistor JFET má jistou obdobu v další variantě unipolárního tranzistoru – tranzistoru MESFET. U tohoto tranzistoru je polovodivý přechod PN nahrazen Schottkyho přechodem kov-polovodič, polarizovaném opět v závěrném směru.

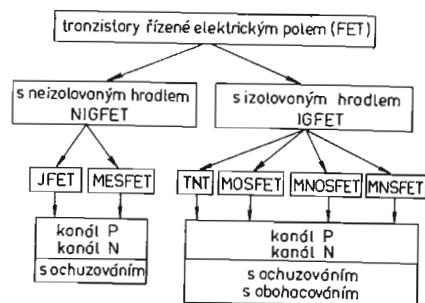
Oba typy tranzistorů, tj. JFET i MESFET můžeme realizovat jak s kanálem vodivosti P, tak i s kanálem vodivosti N. Oba typy zařazu-



Obr. 3.38 Řez strukturou tranzistoru JFET (vodivý kanál typu N)

jeme do skupiny tranzistorů řízených polem s neizolovaným hradlem (NIGFET).

Obdobným způsobem (viz obr. 3.39) můžeme rozdělit do skupin i tranzistory řízené polem s izolovaným hradlem (IGFET). Výměnou izolační vrstvy oxidu křemíku za nitrid křemíku byl odvozen tranzistor MNSFET a kombinací obou způsobů izolace řídicí elektrody pak struktura MNOSFET. Stejně jako MOSFET jsou realizovatelné jak s kanálem vodivosti P, tak i s kanálem vodivosti N. Díky izolaci hradla mohou pracovat v obou módech řízení – s ochuzováním ale i s obohacováním kanálu. Z principu plyne, že tranzistory JFET pracují jen v módu ochuzování.



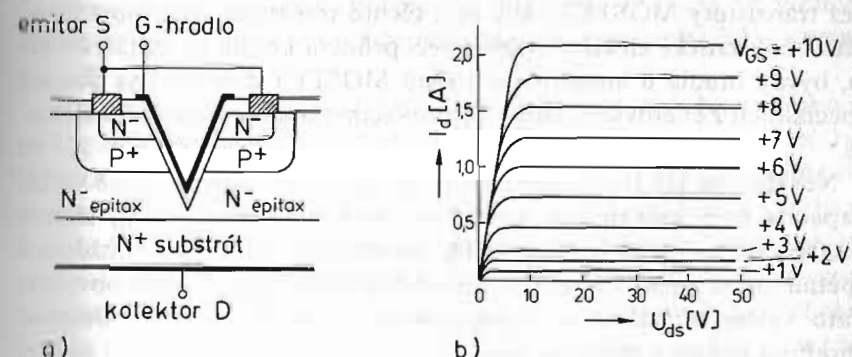
Obr. 3.39. Rozdělení tranzistorů FET podle způsobu oddělení hradla od vodivého kanálu a technologie zhotovení vrstev

Tranzistor TNT je tenkovrstvá obdoba struktury FET. Pracuje na bázi polykrystalických polovodičů CdS, CdSe, CdTe a je jedinou polovodivou součástí, kterou je možné zhotovit přímo tenkovrstvou technologií. Má obdobné vlastnosti jako tranzistor MOS.

V tuzemsku se vyrábějí tranzistory MOSFET s kanálem N, pracující s řízením ochuzováním (KF520, KF521) a dále s kanálem P

(KF522, KF523 a dvojice KF552). Jediný typ tranzistoru JFET dovážený k. p. TESLA je BF245. Je to tranzistor s kanálem N, velmi vhodný pro VKV aplikace.

Nejmodernějším řešením struktury MOSFET je tzv. vertikální řešení struktury, označované jako VMOS. Toto řešení má sníženou kapacitu mezi kolektorem a hradlem a umožňuje realizovat výkonové tranzistory s velkým proudem kolektoru, poměrně vysokým napětím mezi kolektorem a emitorem a pracující i na poměrně vysokých kmitočtech. Řez strukturou tranzistoru VMOS je na obr. 3.40a, jeho kolektorové charakteristiky na obr. 3.40b. Tranzistory VMOS se používají v koncových stupních, impulsních zdrojích a v dalších výkonových aplikacích.



Obr. 3.40. Řez strukturou tranzistoru typu VMOS (a) a charakteristiky výkonového tranzistoru tohoto typu (b).

Vlastnosti tranzistorů FET

Tranzistory řízené polem jsou prvky, které ke svému řízení potřebují prakticky jen napětí. Z principu funkce lze předpokládat vysoký vstupní odpor (řádově 10^{15} ohmů u tranzistoru MOSFET), malou vstupní kapacitu (1 až 2 pF).

Jako míru zesilovací schopnosti uvádíme u tranzistorů řízených polem jejich *strmost* S . Je to velikost změny kolektorového proudu ΔI_D vztažená na příslušnou změnu řídicího napětí hradla ΔU_G . Strmost je dána poměrem

$$S = \frac{\Delta I_D}{\Delta U_G} \quad [\text{mA/V, mA, V}]$$

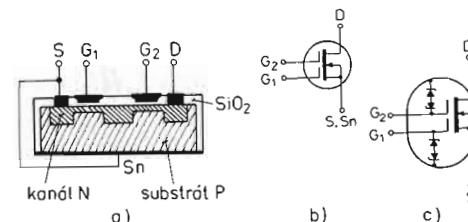
Strmost vyráběných tranzistorů JFET a MOSFET je v rozsahu 1 až 50 mA/V. Výstupní odpor tranzistoru FET je řádově jednotky až desítky kiloohmů.

Proti tranzistorům MOSFET mají tranzistory JFET menší vstupní odpor (řádově $10^{10} \Omega$). Jejich hradlo má usměrňující charakter, který lze v některých aplikacích využít. Obě tyto vlastnosti způsobují, že tranzistor JFET je mnohem odolnější proti vlivům statické elektřiny než tranzistory MOSFET. Aby se u těchto tranzistorů odolnost proti působení statické elektřiny (nebezpečí průrazu hradla na kanál) zvýšila, bývají hradla u modernějších typů MOSFET doplňována dvojicí speciálních Zenerových diod s omezovacím napětím okolo třiceti voltů.

Nevýhodou jak tranzistorů MOSFET, tak i FET je poměrně velká kapacita mezi kolektorem a hradlem, která ohrožuje použití těchto tranzistorů na vyšších kmitočtech, neboť přes ni vzniká nežádoucí zpětná vazba, která způsobuje nestability zesilovačů i jiných obvodů. Tato vazba se pak musí kompenzovat neutralizací nebo alespoň vhodnou úpravou zapojení obvodů.

Tetroda MOSFET

Je to tranzistor řízený polem se dvěma samostatnými hradly. Řez strukturou tohoto tranzistoru je na obr. 3.41a. Tranzistor se dvěma hradly se vyrábí výhradně jako IGFET. První hradlo G_1 slouží jako řídicí elektroda, druhé hradlo G_2 je při použití tetrody MOSFET jako zesilovač vysokofrekvenčně uzemněno. Tím se podstatně omezí hlavní nedostatek tranzistoru s jedním hradlem – velká zpětnovazební kapacita mezi kolektorem a prvním hradlem. Tato kapacita je u tetrod



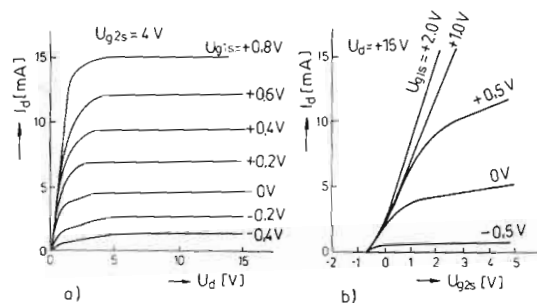
Obr. 3.41. Tetroda MOSFET, řez strukturou (a), schematická značka (b) a zapojení ochranných Zenerových diod (c) uvnitř systému

MOSFET až o tři řády nižší (zpravidla tisíce pikofaradu). Tím se stává tetroda MOSFET skoro v celém svém využitelném kmitočtovém pásmu stabilním aktivním prvkem. Není u ní potřeba zavádět žádnou neutralizaci a lze ji velmi dobře impedančně přizpůsobit jak na vstupu, tak i na výstupu.

Stejnoseměrným napětím druhého hradla U_{G_2} (které je blízké polovině napájecího napětí) lze ovlivňovat parametry tohoto tranzistoru. Jeho snižováním lze zmenšovat strmost tranzistoru a tím velmi dobře řídit zesílení tranzistoru. Při tom na rozdíl od elektronek nedochází k rozladování vstupních a výstupních obvodů. Dynamický rozsah řízení zesílení je poměrně velký (až 40 dB), při čemž nedochází ke vzniku podstatného intermodulačního zkreslení. Zavedeme-li do druhého hradla střídavý signál o jiném kmitočtu, než je pracovní kmitočet přiváděný do prvního hradla, obsahuje výstupní kolektorový proud složky o součtovém a rozdílovém kmitočtu a tranzistor může velmi dobře pracovat jako směšovač.

Kromě těchto možností použití je celá řada dalších aplikací tetrody MOSFET. Můžeme ji použít v demodulátorech, součinných detektorech, amplitudových modulátorech a jiných zapojeních. Příklad charakteristik tetrody MOSFET je znázorněn na obr. 3.42.

Pro použití na vysokých a velmi vysokých kmitočtech je důležité, že vlastní šum tetrody MOSFET je velmi nízký. Pro velmi vysoké kmitočty se tetrody vyrábějí nejen z křemíku, ale jako polovodivý materiál se stále častěji používá velmi výhodný arsenid galia. Tetrody z arsenidu galia jsou v dnešní době jediným reálným prvkem, který je



Obr. 3.42. Kolektorové charakteristiky tetrody MOSFET typu 3 N 200 (a), závislost proudu I_d na napětí druhého hradla U_{g2s} (b)

schopen bez větších technických potíží zesilovat kmitočty až 20 GHz s šumovým číslem, které je bipolárními tranzistory nedosažitelné.

Výraznou nevýhodou tetrod MOSFET byla stejně jako u jednoduchých tranzistorů MOSFET malá odolnost hradel proti elektrostatické elektřině. Stačila neopatrná manipulace (uchopení vývodů tranzistoru rukou apod.) a tetroda MOSFET byla zničena napěťovým průrazem tenké izolační vrstvičky hradel. Tato citlivost byla odstraněna stejně, jako u jednoduchých MOSFET tranzistorů integrováním speciálních malokapacitních Zenerových diod, připojených mezi emitor S a hradlo G_1 , resp. G_2 (viz obr. 3.41c). Tetroda MOSFET opatřená těmito ochranami se stala ideálním konstrukčním prvkem pro rádiové obvody od kmitočtů řádu MHz až po desítky GHz.

V tuzemsku se vyrábějí dva typy těchto tranzistorů: typ KF907 se strmostí okolo 12 mA/V a KF910 se strmostí asi 20 mA/V. Oba tyto typy se hodí pro použití na kmitočtech pod 1 GHz.

Integrované obvody

Ve druhé polovině šedesátých let dospěla technika tenkých a tlustých vrstev spolu s planární technologií do stadia, že začalo být velmi účelné zhotovovat na miniaturních nebo polovodivých destičkách nejen

jednotlivé aktivní prvky (tranzistory, diody), ale i pasivní prvky (odpory, kapacity).

Integrovaný obvod je mikroelektronický konstrukční celek, jehož aktivní i pasivní prvky, vytvořené v tuhé fázi, jsou umístěny v jednom společném pouzdru na společné podložce. Integrované obvody (IO) dělíme podle technologie zhotovení do tří hlavních skupin:

- vrstvé (tenkovrstvé a tlustovrstvé)
- monolitické (bipolární a unipolární)
- hybridní, což je kombinace obou předchozích technologií.



Obr. 3.43. Rozdělení integrovaných obvodů podle technologie zhotovení a výsledné skupiny dělení

Vrstvový integrovaný obvod je vytvořen nanesením pracovních obvodů a spojů na skleněnou nebo keramickou podložku pomocí technologie vakuového napařování nebo katodového naprašování. Těmto obvodům říkáme tenkovrstvé (tloušťka napařených spojů je mezi 0,1 nm až 1 μ m). Pomocí techniky sítotisku se vytváří tlustovrstvé integrované obvody, které mají tloušťku vodičů od 10 μ m do 100 μ m. Vrstvé techniky jsou vhodné pro vytváření odporů a kapacit. Aktivní prvky se vytvářejí velmi obtížně, jediný dosud běžně vytvářený prvek je tenkovrstvý unipolární tranzistor typu TNT.

Monolitické integrované obvody se vytvářejí planární technologií na polovodivém monokrystalu křemíku. Základní strukturou je polovodivý přechod PN, na jehož principu jsou vytvářeny plošné diody, bi-

polární tranzistory, varikapy, Zenerovy diody a Schottkyho přechody kov-polovodič. Dále se dají zhotovit tranzistory JFET a MOSFET a pasivní součástky a to jak odpory, tak i malé kapacity. Monolitické obvody jsou proto nejrozšířenějšími integrovanými obvody vůbec.

Hybridní integrované obvody jsou kombinací obou technologií. Na společné izolační podložce se vytvoří tlustovrstvou technologií odpory, kondenzátory a spoje a technikou vsazování čipů se doplní monoliticky zhotovenými aktivními prvky a diodami nebo celými integrovanými strukturami. Celek hybridního obvodu je společně zapouzďen. Tyto obvody se dnes uplatňují ve výkonové technice, zákaznických obvodech a nejnověji i ve vytváření obvodů laděných výkonových zesilovačů pro vysoké kmitočty (asi do 30 GHz). Aktivní prvky nebo diody určené pro vsazování nemají běžné pouzdro, ale vyrábějí se ve tvaru tzv. čipů o velmi malých rozměrech (řádově několik mm).

Integrované obvody se neustále zlevňují a přitom se stále zvyšuje počet základních prvků umístěných na jednotce plochy monokrystalu. Tím dochází k masovému zpřístupnění elektronických obvodů pro praxi.

Podle stupně hustoty integrace dělíme integrované obvody na:

a) *Obvody malé integrace (SSI)*, kde na jedné destičce bývá méně než 15 elementárních obvodů (např. hradla, invertory apod.).

b) *Obvody střední integrace (MSI)*, kde na jedné destičce je 15 až 500 elementárních obvodů (do této skupiny patří např. sčítačky, posuvné registry, dekodéry, multiplexery atd.).

c) *Obvody velké integrace (LSI)* jsou jedno i vícedestičkové obvody s velmi velkou integrací přesahující 500 elementárních obvodů na destičku (sem patří integrované obvody pro mikroprocesorové systémy apod.).

d) *Obvody zvlášť vysoké integrace (VLSI)* představují dosud nejvyšší stupeň integrace. Patří sem např. aritmeticko-logické jednotky pro mikropočítače, rozsáhlé paměti RAM a další velmi složité obvody. Tyto obvody se nejlépe realizují pomocí některé ze struktur MIS.

Podle způsobu funkce rozdělujeme integrované obvody na dva odlišné druhy:

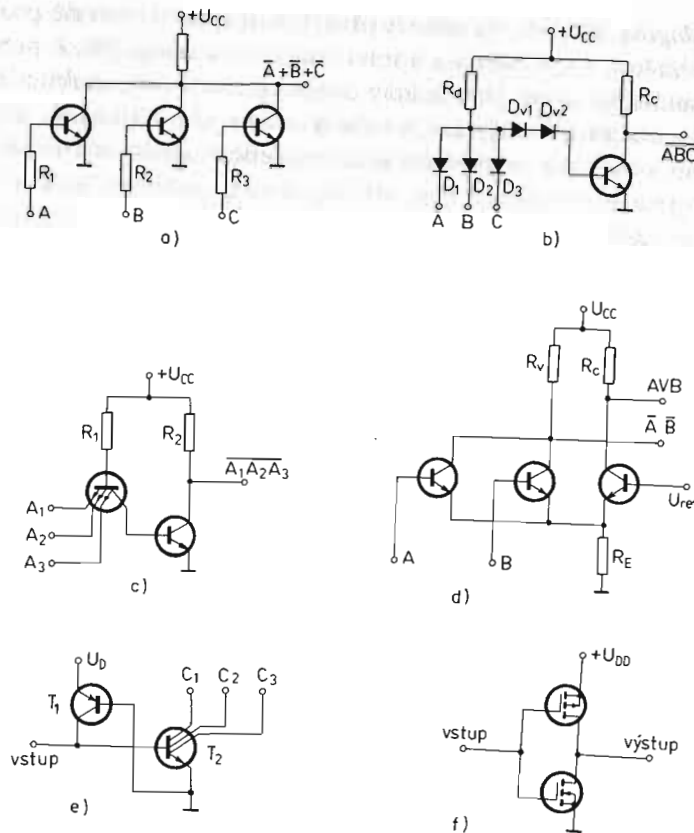
a) *Analogové integrované obvody* představují soubor obvodů pro zesílení, přeměnu, demodulaci a úpravu analogových signálů. Z použití v radioamatérské praxi jsou známy operační zesilovače, stabilizátory napětí, regulační obvody, směšovače a zesilovače přijímačů, nízkofrekvenční výkonové zesilovače, mezifrekvenční zesilovače i celé rádiové přijímače. Příkladem pokrytí požadavků spotřební elektroniky jsou úplné sady integrovaných obvodů pro barevné televizní přijímače. V amatérské praxi se analogové integrované obvody používají hlavně v radioamatérské přijímací a vysílací technice, kde se s výhodou doplňují diskrétními (jednotlivě zapouzďenými) tranzistory. Někdy používáme jen některé části těchto obvodů, jindy je používáme v neobvyklých zapojeních atd.

b) *Číslicové (digitální) integrované obvody*, které představují větší část produkce integrovaných obvodů. Jsou to obvody, které pracují jen se dvěma základními stavy vstupních a výstupních signálů (logická nula a logická jednička). Vyrábějí se např. logické členy, kodéry a dekodéry, sčítačky, paměti, klopné obvody, čítače, obvody pro mikropočítače, multiplexery a mnoho dalších obvodů. Pravidla pro zpracování logických signálů se řídí zákony Booleovy algebry, dále se využívá různých číselných kódů, způsobů přenosu a vazeb atd.

Další dělení integrovaných číslicových obvodů vychází z vnitřní technologie elektrických vazeb v obvodech a druhu použitých pasivních a aktivních prvků. Rozeznáváme tyto skupiny obvodů:

RTL – (z angl. Resistor Transistor Logic) jsou odporově vázané tranzistorové logické obvody, viz obr. 3.44a. Jsou to dnes už historické obvody, které měly výhodu nízké spotřeby, ale byly velmi pomalé a neumožňovaly ani technologicky splnit vyšší požadavky. Byly vytlačeny nízkospotřebnými obvody TTL–L a později unipolárními číslicovými obvody – viz dále.

DTL – (z angl. Diode Transistor Logic) jsou diodově vázané tranzistorové logické obvody. Rozšířily se velmi málo, mají vysoké napájecí napětí a velký rozdíl mezi úrovněmi obou logických hodnot. Jsou velmi odolné proti vstupnímu rušení a vnějším vlivům prostředí. Tyto obvody byly vytlačeny objevem víceemitorového tranzistoru. Způsob DTL vazby je na obr. 3.44b.



Obr. 3.44. Druhy integrovaných číslicových obvodů podle způsobů vnitřní vazby prvků. Obvody RTL (a), DTL (b), TTL (c), ECL (d), I²L (e) a CMOS (f)

TTL – (z angl. Transistor Transistor Logic) jsou logické obvody s přímými vazbami tranzistorů. Jejich vývoj podmínilo rozsáhlé používání tranzistorových systémů s vícenásobným emitorem. Tyto obvody byly skutečným pokrokem a jsou dodnes základní technologií používanou v nejširším možném měřítku. TTL obvody obsahují nejúplnější řadu základních obvodů ve velké spoustě variant. Vyrábějí se dále zvláště rychlé obvody (obsahující v označení písmeno H), nízko-

spotřebové (označené zpravidla vloženým písmenem L), dále obvody s antisaturačními Schottkyho diodami se zvýšenou rychlostí (ve značení je doplněno písmeno S) a nízko spotřebovou logiku s Schottkyho diodami (vložené symboly jsou LS). Všechny TTL obvody se vyrábějí také v různě tepelně odolných variantách. Základní řada má v označení číselný symbol 74 a rozsah pracovních teplot je 0 až +70 °C. Řada se zvýšenou tepelnou odolností s označením symbolem 84 má rozsah pracovních teplot –25 až +85 °C, nejodolnější je řada označená dvojcíslím 54 s rozsahem –55 až +125 °C. Způsob vnitřní vazby TTL obvodů je naznačen na obr. 3.44c.

ECL – (z angl. Emitter Coupled Logic) je emitorově vázaná logika. Obvody s emitorovými vazbami jsou velmi rychlé (o řád proti Schottky-TTL) a umožňují realizovat děliče kmitočtu až do kmitočtu 1 GHz. Jsou velmi dobrým doplňkem k řadám obvodů TTL. Princip vazby emitorů je naznačen na obr. 3.44d.

I²L – (z angl. Integrated Injection Logic) je tzv. injekční logika, která využívá strukturu tranzistoru s několika kolektory. Tato technologie je zvláště vhodná pro obvody s velmi vysokou hustotou integrace (princip naznačen na obr. 3.44e,f).

MOS – touto zkratkou se označuje celý soubor obvodů na bázi unipolárních tranzistorů. Nejznámější jsou technologie NMOS (složené z unipolárních systémů s kanálem N), ale zvláště nejrozšířenější a nejvýhodnější technologie CMOS nebo COSMOS, což je způsob realizace logických obvodů s komplementárními unipolárními tranzistory MOSFET s kanálem N, tak i s kanálem P na jednom čipu. Obvody tohoto druhu se vyznačují extrémně malou spotřebou energie a ze známých výrobků umožnily např. zhotovování digitálních náramkových hodinek a jiných podobných výrobků spotřební elektroniky.

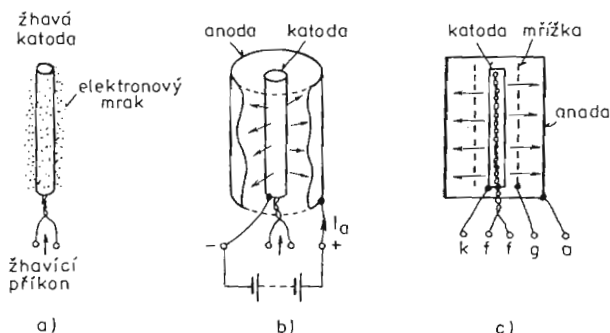
Jev vedení proudu ve vakuu

Umístíme-li ve vakuu tyčinku vhodného kovu, rozžhaveného do červeného žáru, vystupují některé volné elektrony z materiálu tyčinky poté, co překonají jistou úroveň výstupní energie, do volného prostoru.

ru okolo tělesa. Podobně jako u generování nosičů v polovodičích i zde musí být tato energie dodávána kvanty tepelné energie, tj. rozžhavením kovu. Vyzařování elektronů do volného prostoru říkáme *emise elektronů*, je-li odvozena od teploty kovu, říkáme jí *termoemise*. Pro navození tohoto jevu používáme přímo nebo nepřímou žhavené *katody*. Tepelné emise se využívá u elektronek.

Emise elektronů nemusí být odvozena jen od energie tepelné. Emisi odvozené od vybuzení katody světelnými kvanty (světelným zářením) říkáme *fotoemise*. Fotoemisní katody jsou studené katody a jsou pokryty vhodnými látkami, které mají nízkou energii, nutnou pro výstup elektronů. Tento jev se využívá u vakuových fotonek a fotonásobičů.

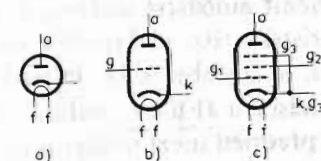
V okolí žhavené katody vznikne působením tepelné energie mrak elektronů, složený z elektronů, které opustily katodu a pohybují se ve volném prostoru a opět se vrací na katodu (obr. 3.45a). Umístíme-li v okolí katody válcovou kovovou elektrodu (budeme ji nazývat *anoda*) a připojíme-li na ni kladný potenciál proti katodě (obr. 3.45b),



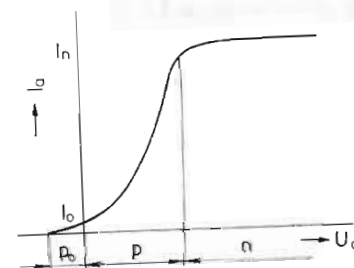
Obr. 3.45. Vznik elektronového mraku v okolí rozžhavené katody (a), vedení proudu ve vakuu (b), řez strukturou triody (c)

vzniklé elektrické pole mezi katodou a anodou přitahuje elektrony vystupující z katody. Tento nyní uspořádaný volný pohyb elektronů mezi katodou a anodou je formou vedení proudu ve vakuu. Uspořádání katody a anody na obr. 3.45b se nazývá *vakuová dioda*. Dioda před-

stavuje prvek s jednosměrným vedením proudu, a to ve směru od anody ke katodě (elektrony se pochopitelně jako nosiči záporného náboje pohybují opačným směrem). V opačném směru nemůže být proud veden, neboť z anody elektrony nevystupují, vakuová dioda má tedy usměrňující účinek. Vakuová dioda má schematickou značku na obr. 3.46a, voltampérová charakteristika je znázorněna na obr. 3.47.



Obr. 3.46. Schematické značky diody (a), triody (b) a pentody (c)



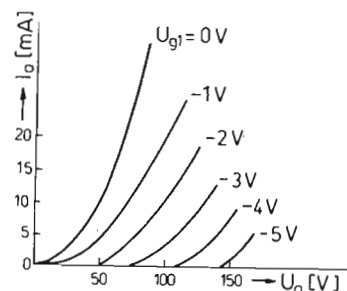
Obr. 3.47. Voltampérová charakteristika vakuové diody: p_0 – oblast náběhového proudu, p – oblast prostorového náboje, n – oblast nasyceného proudu I_a

Při nulovém napětí mezi anodou a katodou teče diodou tzv. *náběhový proud* $I_a = I_0$. Jeho velikost závisí na teplotě katody. Je to v podstatě proud těch elektronů z elektronového mraku, které mají dostatečnou energii a stačí dopadnout i při nulovém napětí až na anodu.

Při napětí katody v rozmezí oblasti p (viz obr. 3.47) teče proud I_a uměrný napětí mezi anodou a katodou. Od jisté úrovně anodového napětí (viz oblast n na obr. 3.47) se proud I_a se zvyšováním napětí už dále nezvyšuje. Tento proud nazýváme *nasycený* a jeho velikost závisí jen na emisní schopnosti (teplotě) katody, tj. dá se měnit jen změnou teploty katody. Nasycený proud představuje proud všech volných

elektronů, které jsou v diodě k dispozici. Tento proud má díky emisním vlastnostem katody silnou nahodilou složku (šum). Těto vlastnosti nasyceného proudu diody využíváme při konstrukci tzv. šumových generátorů, používaných při měření citlivých přijímačů.

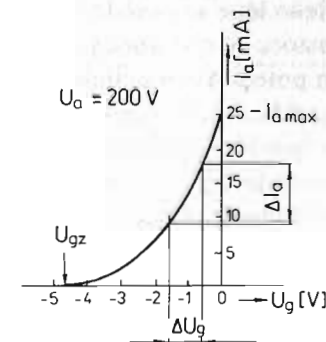
Začleníme-li mezi katodu a anodu elektrodu ve tvaru sítěky anebo mřížky (obr. 45c), budeme moci jejím potenciálem řídit proud elektronů, měnit množství elektronů, tvořících proud I_a . Voltampérová charakteristika této elektronky se třemi elektrodami, kterou nazýváme *triody*, je na obr. 3.48. Řízení proudu v triodě probíhá stejně jako u tranzistoru JFET s „ochuzováním“ kanálu, tj. při zvyšování záporného předpětí mezi mřížkou a katodou dojde k snižování proudu mezi anodou a katodou. *Klidový proud* triody pak volíme volbou vhodného pevného předpětí U_{g0} (podle typu elektronky v rozmezí -1 až 30 V). Kladná napětí mřížky proti katodě nemají smysl, neboť pak mřížka přebere část anodového proudu a začne jí protékat mřížkový proud. Je to zase obdoba tranzistoru JFET, kde také dochází při kladných napětích hradla k vedení proudu v propustném směru. Schematická značka triody je na obr. 3.46b.



Obr. 3.48. Voltampérová charakteristika triody pro parametr U_g

Je tedy trioda prvek, jehož vodivost mezi katodou a anodou je řízena záporným napětím mezi mřížkou a katodou. Stejně jako u tranzistoru FET určujeme i u triody míru závislosti změn anodového proudu I_a na změně mřížkového napětí U_g , kterou nazýváme strmost.

Strmost triody určíme z tzv. převodní charakteristiky triody (viz obr. 3.49) jako poměr mezi změnou anodového proudu ΔI_a a mřížkového napětí ΔU_g :



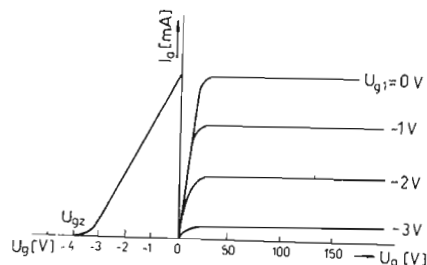
Obr. 3.49. Pevodní charakteristika triody

$$S = \frac{\Delta I_a}{\Delta U_g} \quad [\text{mA/V, mA, V}]$$

Používané triody mají strmost 2 až 15 mA/V. Nevýhodou triody jako zesilovače je (obdobně jako u tranzistoru JFET) velká kapacita mezi anodou a mřížkou, která způsobuje, že se trioda nedá použít bez neutralizace přímo jako zesilovač vf signálu. Triody se proto používaly jako nf zesilovače, oscilátory nebo regulační prvky. Pro použití jako vf zesilovač je možné potlačit vliv kapacity mezi anodou a mřížkou, a to zapojením zesilovače s mřížkou jako společnou elektrodou. Tyto tzv. zesilovače s uzemněnou mřížkou se nejčastěji používají v koncových výkonových stupních vysílačů, kde se využívají jejich výhodné vlastnosti a navíc jednoduché zapojení.

Výše uvedený nedostatek triody byl ve vývoji elektronek odstraněn zařazením druhé mřížky mezi první mřížku a anodu. Tato druhá mřížka je vzhledem k zesilovanému signálu vysokofrekvenčně uzemněna a tím dojde k podstatnému snížení kapacity mezi anodou a první mřížkou C_{ag1} z hodnot u triody cca 2 až 5 pF na hodnotu 0,02 pF až 0,1 pF. Elektrony se dvěma mřížkami se nazývaly *tetrody*. Projevil se však u nich další nedostatek, plynoucí z toho, že kladný potenciál druhé mřížky sice zvětšoval strmost elektronky, ale současně příliš urychloval elektrony při jejich cestě mezi katodou a anodou. Rychlé elektrony pak při dopadu na anodu vyrazily tzv. sekundární elektrony a ty způsobovaly nežádoucí nepravidelnosti v průběhu voltampérové charakteristiky tetrody. Tento nedostatek byl vyřešen nasměrováním proudů elektronů na anodu (elektronka se nazývala *svazková tetroda*),

ale daleko lépe se osvědčilo zařazení další, v pořadí třetí řídké mřížky do prostoru poblíž anody. Tato třetí mřížka se pak spojuje s katodou a svým potenciálem účinně potlačuje sekundární emisi. Elektronka se třemi mřížkami, tj. s pěti pracovními elektrodami se nazývá *pentoda*. Její voltampérové charakteristiky (obr. 3.50) se blíží voltampérovým charakteristikám tranzistoru MOSFET se dvěma hradly. Schematická značka pentody je na obr. 3.46c.



Obr. 3.50. Voltampérová charakteristika pentody (vpravo) a její převodní charakteristika

Elektronky se v dnešní době používají hlavně v koncových stupních vysílačů s velkým výkonem. Jejich velkou výhodou je odolnost proti přetížení ztrátovým výkonem.

Kromě zde popsaných čtyř typů elektronek a jejich funkce, existuje ještě mnoho dalších uspořádání elektronkových systémů, které vyšlo z potřeb techniky v první polovině našeho století. S elektronkami se setkáváme dnes hlavně v inkurantních přístrojích a ve starších výrobcích spotřební elektroniky. Velmi důležitou elektronkou, která pracuje s paprskem elektronů, je *obrazovka*. Používá se v televizorech, osciloskopech a měřicích přístrojích. Zájemce o princip funkce této speciální elektrony, ale i o principy činnosti dalších zde neuvedených druhů elektronek, jako jsou klystry, permaktrony atd., odkazujeme na vhodnou literaturu.

Piezoelektrický jev

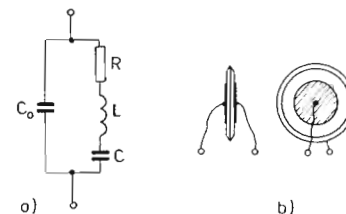
Krystaly křemene mají ve své krystalové struktuře vždy dva ionty kyslíku vázané iontem křemíku, umístěné v rozích šestibokého krystalického útvaru (chemické složení křemene je SiO_2 – oxid křemičitý). Elektrické náboje záporných kyslíkových iontů a kladného iontu křemíku jsou v krystalickém útvaru kompenzovány, pokud není krystal podroben mechanickému namáhání. Stlačujeme-li krystal ve směru tzv. elektrické osy, objeví se na jeho protilehlých stranách opačné elektrické náboje jako důsledek porušení elektrické kompenzace. Polarita nábojů závisí na tom, je-li krystal namáhán tlakem nebo tahem, namáhat jej lze i na ohyb, stříh nebo zkrut (torzi).

Tento jev nazýváme *piezoelektrický jev*. Elektrický náboj vznikající na plochách krystalu odvádíme pomocí elektrod, vytvořených jako napařená kovová vrstva na plochách krystalového výbrusu (obr. 3.51b). Piezoelektrický jev je zvrtný, tj. přivedeme-li na polepy krystalového výbrusu elektrické napětí, dojde k deformaci výbrusu. Tato deformace o velikosti x je přímo úměrná velikosti připojeného napětí, tj. vnějšího elektrického pole E podle přibližného vztahu

$$x = K \cdot E$$

kde K je konstanta daná druhem výřezu krystalového výbrusu z monokrystalu křemene a rozměru výbrusu.

Obr. 3.51. Elektrický náhradní obvod krystalu (a) a provedení výbrusu krystalu s napařenými elektrodami (b)



Elektrické osy krystalu souvisejí s optickou orientací krystalu a jsou rozhodující pro výběr vhodného výřezu krystalu. Těchto tzv. řezů je možné z krystalu křemene vyříznout přibližně třicet druhů. Řez krystalu určuje orientace, tj. kombinace tří úhlů, určených v krys-

talů. Řezem je přesně určena poloha vyříznutého plátku vůči základním osám výchozího monokrystalu křemene.

Budíme-li krystalový výbrus střídavým elektrickým napětím, začne krystal mechanicky kmitat kmitočtem přiváděného střídavého napětí. Při změně kmitočtu budicího napětí budou mechanické kmity nejvyšší na kmitočtu, který nazýváme *rezonančním kmitočtem krystalu*. Tento kmitočet je pevně dán mechanickými a fyzikálními vlastnostmi a rozměry výbrusu. Protože křemen má všechny své fyzikální i mechanické parametry velmi stálé jak v čase, tak i v závislosti na vnějších vlivech (zvláště teplotě), je rezonanční kmitočet křemenného výbrusu krátkodobě i dlouhodobě velmi stabilní. Z této skutečnosti pak vychází i jeho použití v radiotechnice a elektronice. Velmi přesně zhotovených krystalových výbrusů používáme v oscilátorech pevných kmitočtů, tzv. krystalových normálech.

Rezonanční kmitočet krystalu je kmitočet, na kterém má uvedené náhradní zapojení (obr. 3.51a) buď velmi nízkou impedanci $Z \rightarrow R_s$ (tento kmitočet nazýváme *sériový rezonanční kmitočet* f_s), nebo kmitočtem, na kterém impedance obvodu dosahuje nejvyšší hodnoty (tento kmitočet označujeme jako *paralelní rezonanční kmitočet* f_p).

Sériový rezonanční kmitočet f_s je dán podle uvedeného náhradního schématu prvky R , L a C . Pro zjednodušení zanedbáme vliv velmi malého odporu R . Pak bude platit vztah

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad [\text{Hz}, \text{H}, \text{F}]$$

Paralelní rezonanční kmitočet f_p pak bude kromě uvedených prvků ovlivněn navíc parazitní kapacitou C_0 a bude přibližně

$$f_p = f_s \sqrt{1 + \frac{C}{C_0}} \quad [\text{Hz}, \text{Hz}, \text{F}]$$

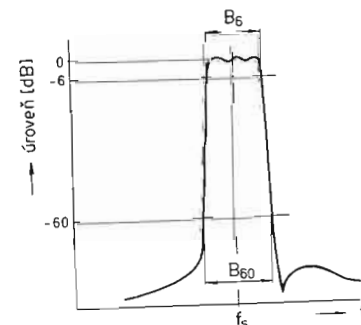
Poměr C/C_0 pod odmocninou je vždy mnohem menší než jedna. Paralelní rezonanční kmitočet krystalu je tudíž vždy nepatrně vyšší než sériový rezonanční kmitočet.

Stabilita rezonančního kmitočtu běžných krystalů je značně vysoká. V oblasti teplot $+20$ až $+50^\circ \text{C}$ jsou změny kmitočtu f_s řádově (10^{-5} až 10^{-6}) na jeden teplotní stupeň. Speciální leštěné výbrusy udržova-

né v termostatu (obvod udržující konstantní teplotu) mají dlouhodobou kmitočtovou stabilitu až $10^{-9} f_s$ za týden.

Různé krystalové řezy se od sebe liší orientací své roviny proti základním elektrickým osám. Například pro nf kmitočty 2 až 30 kHz se používají krystalové tyčinky řezu XY kmitající ohybově. Známé je např. z oscilátorů náramkových hodinek. Pro středofrekvenční rozsah 50 až 500 kHz se používají řezy XY a MT. Destičky a tyčinky těchto řezů kmitají podélně. Pro vyšší kmitočty jsou vhodné řezy, označované CT, DT, ET a GT, kmitající plošně střížně a překrývající rozsah kmitočtů 150 až 500 kHz. Pro radiové obvody jsou nejdůležitější tloušťkově-střížně kmitající speciální řezy AT, BT, překrývající kmitočtový rozsah 500 kHz až 30 MHz. Pro vyšší kmitočty až do 160 MHz se pak využívají násobné rezonanční kmitočty (tzv. vyšší harmonické). Krystalům, které mají zvýrazněn některý harmonický rezonanční kmitočet, říkáme harmonický krystal.

Z krystalových jednotek se jejich vhodným řazením spolu s kapacitami a indukčnostmi vyrábějí velmi selektivní *krystalové filtry*, které se používají pro selektivní výběr velmi úzkého pásma kmitočtů. Zařazujeme je jako hlavní selektivní obvody na vstup mezifrekvenčních zesilovačů přijímačů nebo do filtračních obvodů generátorů jednopásmového (SSB) signálu. Průběh propustného pásma typického krystalového filtru je na obr. 3.52. Šíře propustného pásma filtru se udává jako rozdíl kmitočtů, na kterých poklesne úroveň výstupního signálu o 6 dB. Na obr. 3.52 je tato šíře pásma označena jako B_6 . Míru potlačení signálu mimo přípustné pásmo určuje šíře pásma B_{60} , měřená na



Obr. 3.52. Propustné pásmo krystalového filtru

bocích propustné křivky pro potlačení signálu o 60 dB proti úrovni ve středu propustného pásma. Míra potlačení signálu mimo propustné pásmo, zpravidla o tři až pět širší propustného pásma B_6 , je u kvalitních filtrů 70 až 80 dB, jejich vložný útlum je řádově jednotky dB.

Kvalitu filtru určujeme jako tzv. koeficient pravoúhlosti $K_{r,60}$, daný poměrem šířky pásma B_{60} a šířky propustného pásma B_6 :

$$K_{r,60} = \frac{B_{60}}{B_6}.$$

Ideální filtr by měl mít tuto hodnotu rovnu jedné, tj. měl by mít obdélníkovou propustnou charakteristiku. Skutečné filtry mají $K_{r,60} = 1,5$ až 4,5. Nelze-li pro konkrétní filtr změřit širší pásma pro potlačení o 60 dB, měříme ji pro potlačení o 40 dB a koeficient pravoúhlosti se pak udává jako poměr B_{40}/B_6 . Filtry s tak malým potlačením však nejsou vhodné pro přijímače.

Krystalové filtry vyrábí v ČSSR Tesla Hradec Králové. Z široce vyráběného sortimentu jsou pro amatérské použití vhodné filtry 9 MHz pro SSB provoz s šířkou pásma 2,4 kHz (typy PKF 9 MHz – 2,4/4Q a PKF 9 MHz – 2,4/8Q) a pro FM zařízení PKF 10,7 MHz – 250/A a PKF 10,7 – 15/A.

Piezoelektrické vlastnosti mají kromě křemene i některé keramické textury. Proti křemenným výbrusům mají tyto materiály výhodu v tom, že jsou daleko účinnějšími elektromechanickými převodníky než křemen, neboť velikost mechanické deformace x závisí u nich přibližně na druhé mocnině velikosti přiloženého elektrického pole E :

$$x = K \cdot E^2.$$

Nejčastěji se používá tato tzv. polarizovaná keramika pro zhotovování především *keramických filtrů*. Z běžného použití jsou známy filtry pro mezifrekvenční kmitočty 10,7 MHz a 450 kHz, používané ve spotřební elektronice (v FM a AM přijímacích radiových obvodech). Polarizovaná keramika pro tyto filtry je zhotovena na bázi titaničitanu olovnatého a zirkoničitanu olovnatého.

Pro elektrostrikční měniče se používá keramika na bázi titaničitanu barnatého. Z elektrostrikčních materiálů se zhotovují elektroakustické měniče (např. gramofonové krystalové přenosky, keramické mikrofony, ultrazvukové měniče, snímače tlaku, reproduktory, sluchátka

apod.), dále mají široké použití v regulační a měřicí technice i ve vojenskosti.

Keramické filtry se u nás dají nejlépe získat z produkce NDR.

Magnetostrikční jev

Některé feromagnetické materiály vykazují mechanické deformace, vyvolané magnetizací, tj. působením vnějšího magnetického pole. Tomuto jevu říkáme *magnetostrikční jev*. Nejvýrazněji se tento jev projevuje u niklu, slitiny železa a niklu a některých feritů na bázi niklu a zinku. Změna rozměru se u tyčinek projevuje jako změna jejich délky a může být buď kladná (prodloužení) nebo záporná (zkrácení). Stejně jako piezoelektrický jev je i magnetostrikční jev reciprokový, tj. obousměrný a magnetostrikční měnič pracuje obráceně i jako magnetostrikční snímač. Spojíme-li magnetostrikční měnič (např. tyčinku z niklu, umístěnou v poli budící cívky a polarizačního magnetu) se vstupem systému mechanických rezonátorů a výstup mechanického rezonančního systému s podobně uspořádaným magnetostrikčním snímačem, dostaneme tzv. *magnetostrikční filtr*.

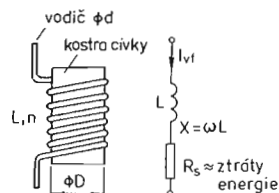
Magnetostrikční filtry se používají pro přesné vymezení požadovaného kmitočtového pásma a vyrábějí se v rozmezí kmitočtů 30 kHz až 1 MHz. Šíře propustného pásma bývá od stovek Hz do cca 10 kHz. Propustná křivka magnetostrikčních filtrů má velmi strmé boky a koeficient pravoúhlosti $K_{r,60}$ bývá až 1,5. U nás se obvykle vyskytují filtry sovětské výroby, určené pro kmitočet 500 kHz. Jsou určeny pro použití v obvodech pro příjem nebo generování jednopásmového (SSB) signálu. Magnetostrikční filtry se také někdy nazývají mechanické filtry.

Konstrukce cívek

Cívka není bezztrátová. Kromě ztrát vyzařováním magnetické energie existují ještě ztráty v magnetickém obvodu, ztráty v dielektriku ko-

stry a ztráty v odporu vodiče navíc ovlivněné povrchovým jevem. Všechny tyto ztráty si představujeme shrnuty do tzv. *sériového ztrátového odporu* cívky R_s .

Skutečná cívka je pak složena z ideální bezeztrátové indukčnosti a sériového ztrátového odporu R_s (obr. 3.53). Tento ztrátový odpor závisí navíc na kmitočtu.



Obr. 3.53. Příklad skutečného provedení cívky (a) a její náhradní zapojení (b)

Činitel jakosti cívky Q je na kmitočtu $f = \omega/2\pi$:

$$Q = \frac{X_L}{R_s} = \frac{\omega L}{R_s}.$$

Činitel jakosti malých cívek pro radiové obvody se pohybuje v rozmezí 30 až 100. Velké válcové cívky nebo toroidní cívky na kvalitních feritových jádrech dosahují pak hodnot 300 až 400.

Vyzařování cívek lze zabránit buď konstrukcí jejich magnetického obvodu (toroidní jádra, hrncová jádra) nebo stíněním cívek, tj. jejich uzavřením do kovového krytu – stínění. Zatímco první způsob zpravidla činitele jakosti Q cívky zvyšuje, stínící kryt nejen že mění indukčnost cívky, ale Q cívky často snižuje.

Feritová jádra zvyšují Q cívky především proto, že snižují ztráty energie v magnetickém obvodu cívky. Navíc pro stejnou indukčnost je díky permeabilitě materiálu jádra potřeba podstatně méně závitů cívky a tím i délky vodiče, kterým je navinuta. Tím dochází i ke snížení elektrických ztrát v odporu vodiče. Tyto ztráty se dále snižují použitím co největšího průměru vodiče, neboť při průtoku střídavého proudu vodičem se působením magnetického pole ve vodiči proud soustřeďuje s rostoucím kmitočtem neustále blíže k povrchu vodiče. Tím se při vzrůstajícím kmitočtu relativně zmenšuje průřez vodiče a roste jeho odpor na daném kmitočtu. Tento jev nazýváme *povrchový jev – skinefekt*.

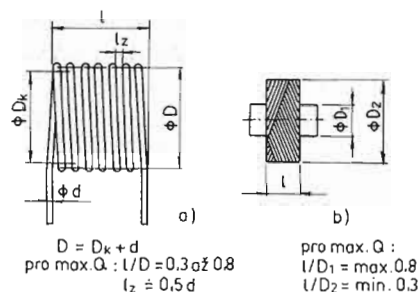
Pro omezení skinefektu na kmitočtech mezi 50 kHz až 5 MHz používáme pro vinutí cívek laděných obvodů a transformátorů tzv. *vysokofrekvenční lanko* (licnu). Toto lanko je složeno z několika (3 až 40) velmi tenkých vodičů o průměru 0,03 až 0,07 mm, které jsou navzájem izolovány smaltem, stočeny, pravidelně ve zkrutu prostřídávány a zvenku izolovány hedvábím nebo opět lakem. Snížení vf odporu působené zvětšením povrchu vodiče je v rozsahu uvedených kmitočtů velmi výrazné. Je pochopitelné, že všechny vodiče lanka musí být na koncích cívky velmi dobře propájeny.

Na vyšších kmitočtech (nad 5 MHz) je délka vodiče cívek zpravidla už dosti krátká. Proto cívky pro tyto kmitočty vineme raději z jednoduchých, ale silnějších vodičů. Speciální cívky, které mají dosahovat vysoké hodnoty činitele jakosti, vineme z vodičů s *velkým povrchem* (měděný pásek) a tento povrch ještě vyleštíme. Další zlepšení může přinést kvalitní lesklé postříbření povrchu.

Použijeme-li pro vinutí cívky holý měděný drát, před vinutím jej pomocí leštících prostředků (Silichrom apod.) vyleštíme. Navinutou cívku pak musíme namočit do impregnačního prostředku, nejlépe se osvědčilo natřít vinutí mírně rozředěným epoxidem. Lepší výsledky než s nechráněným zoxidovaným měděným vodičem, dosáhneme s vodičem pocínovaným.

V náhradním zapojení na obr. 3.53. není zahrnuta vlastní kapacita cívky, tj. parazitní kapacita mezi jednotlivými závity, vrstvami a konci cívky. Poměrně malou vlastní kapacitu má válcové jednovrstvové vinutí (obr. 3.54a), zvláště dodržíme-li mezery mezi závity v šířce asi poloviny průměru vodiče. Velkou vlastní kapacitu má vinutí provedené v několika vrstvách. Značné snížení vlastní kapacity takové cívky dosáhneme křížovým vinutím cívek (obr. 3.54b).

Vzhledem k tomu, že na indukčnost cívky má z jejich mechanických rozměrů největší vliv průměr D , navijíme vysoce stabilní cívky pro oscilátory na *kostříčky*, vyrobené z materiálu s malou tepelnou roztažností. Nejvhodnější je speciální keramika (steatit), ze které se vyrábějí tělíska pro vinutí cívek v různých rozměrech a tvarech. Nejlepším zdrojem těchto kostříček jsou inkurantní (stará vojenská) zařízení. Získat se dají v prodejnách s použitým zbožím nebo v organizacích Svazarmu.



Obr. 3.54. Doporučené poměry rozměrů cívky pro dosažení maximální hodnoty Q :
a – válcová vzduchová cívka b – křížově vinutá cívka

Tab. 3.5. Permeabilita některých magneticky vodivých materiálů

Magnetický materiál	Počáteční relativní permeabilita μ_r	Vyráběné tvary
Transf. ocel	350	Plech EI Plech M C – jádra
Ortho perm	700	
Permaloy PY 36	2 000	
PY 50	2 500	
PY 78	10 000	
PY 78 M	15 000	
PY 76 Cu	10 000	
PY 5 Mo	60 000	
Ferit		E-jádra X-jádra hrncová jádra, toroidy, dolaďovací jádra s metrickými závity
H 22	2 200	
H 18	1 800	
H 12	1 200	
H 10	1 000	
H 6	600	
N 2	200	
N 1	120	
N 1 K	80	
N 05	50	
N 02	20	
N 01	8	
N 01 P	12	

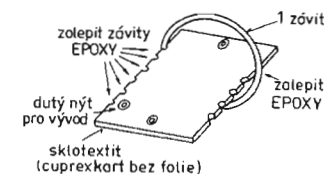
Tab. 3.6. Hodnoty indukčnosti cívky pro radiové obvody

Cívka pro dlouhé vlny	1,5 až 2,5 mH
Cívka pro střední vlny	150 až 200 μ H
Cívka pro pásmo 80 m	7 až 12 μ H
Cívky pro pásma 40 a 20 m	1,5 až 5 μ H
Cívky pro pásma 15 a 10 m	0,5 až 1,5 μ H
Cívky pro pásma VKV	50 až 250 nH

Vodič navijeme na kostřičku napnutý a ohřátý asi na 70 °C (v rukavicích pod proudem horkého vzduchu ze sušiče na vlasy), konce dobře upevníme v připravených otvorech. Souběžně s vodičem cívky vineme slabší vodič o přibližně polovičním průměru, který po utažení konců cívky odvineme, čímž získáme potřebné pravidelné mezery mezi závity. Vinutí fixujeme několika proužky lepidla Epoxy, nanesenými podélně na vinutí cívky, nebo lehkým přetřením celé cívky tímto lepidlem, rozředěným v acetonu.

Vzduchové cívky pro koncové stupně vysílačů vineme z holého drátu o průměrech 1,5 až 5 mm. Takovou cívku navijeme nejprve na vhodnou trubku s menším průměrem, než má mít hotová cívka. Vzhledem k tomu, že vinutí pruží, lehce je sejme a pak zhotovíme ze sklotextitové destičky (materiál na plošné spoje) střední hřebínek s vypilovanými střídavými zuby (viz obr. 3.55), který opatříme na koncích dutý-

Obr. 3.55. Náčrt způsobu vzduchové cívky na tzv. hřebínku, zhotoveného ze sklotextitové destičky



mi nýty pro upevnění vývodů a otvory pro upevnění cívky. Navinutou vzduchovou cívku na hřebínek „našroubujeme“, vývody zavedeme do koncových nýtků a zapájíme. Stabilnější cívky našroubujeme na dva „hřebínky“ pootočené navzájem o 90°. Místa styku cívky a hřebínku zalepíme pomocí lepidla Epoxy. Vzhledem k tomu, že

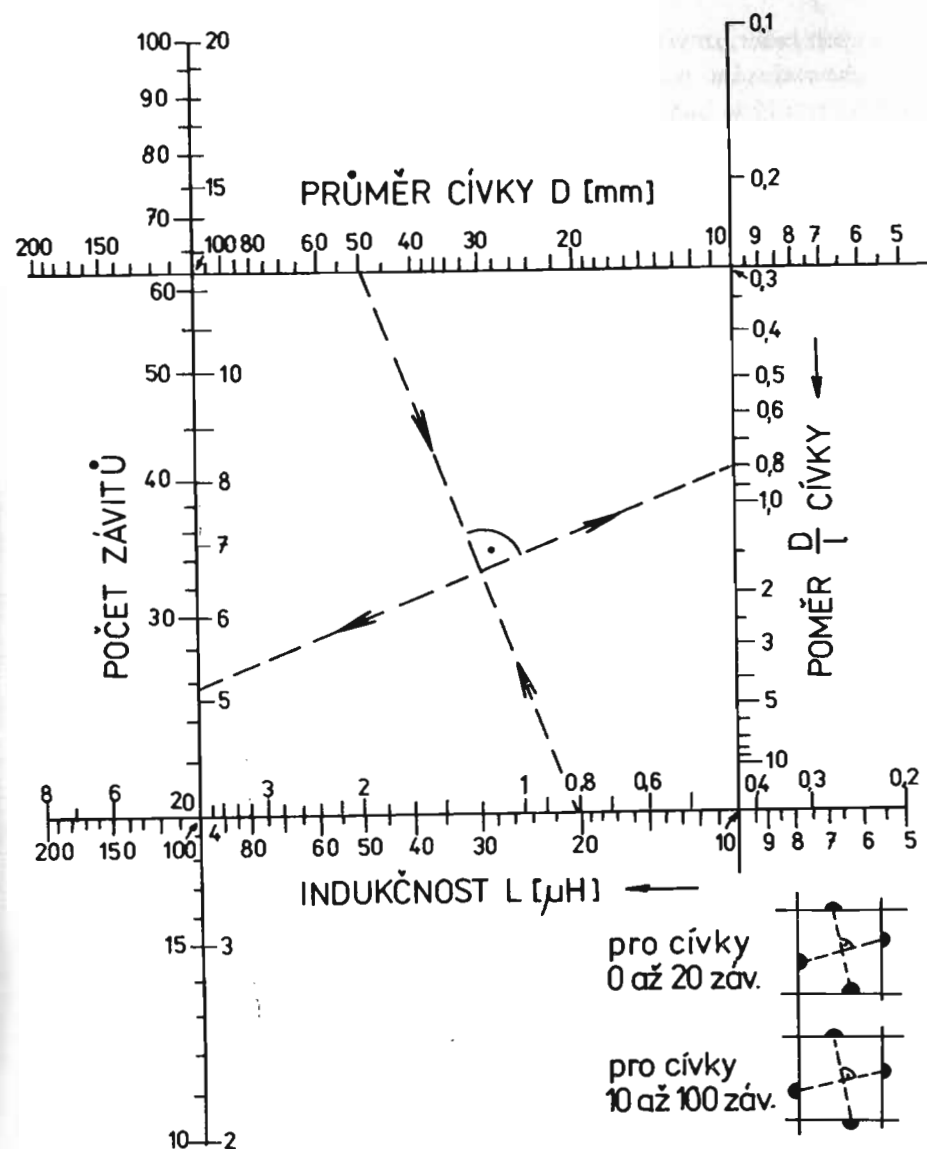
vzduchové válcové cívky se měří až po zhotovení, je dobré jejich rozměry určit pro požadovanou indukčnost předem. K tomuto slouží nomogram na obr. 3.56. Rozměry D a l se určí pomocí obr. 3.54a. Vyhledávací kříž pro práci s nomogramem (na obr. 3.56 je vyznačen čárkovaně) nakreslíme na průsvitku. Nastavením kříže na hodnoty D a l a jeho posouváním po realizovatelných poměrech D/l zjišťujeme počet závitů hledané cívky. Z obou těchto hodnot děláme souběžně úvahu o průměru vodiče a mezeře mezi závity. Cívky, zhotovené podle nomogramu, mají tak přesně vymezenou hodnotu indukčnosti, že je není ani třeba měřit.

Příklad: Na kostru o průměru 49 mm máme navinout vodičem $\varnothing 1$ mm cívku o indukčnosti $L = 20 \mu\text{H}$. Po nastavení svislé osy kříže na průsvitce volíme $D/l = 0,8$ a získáme počet závitů $n = 26$. Délka cívky $l = 0,8 \cdot 50 \text{ mm} = 40 \text{ mm}$, na 25 mezer mezi závity zbývá 14 mm, tj. pro vymezení mezery mezi závity budeme s vodičem cívky současně vinout vodič o průměru 0,56 mm, který po zhotovení cívky odvineme. Příklad je řešen v nomogramu na obr. 3.56.

Cívky na jádrech EI se vinou na kostřičky jako válcové vrstvené cívky. Jednotlivé vrstvy vinutí zhotovujeme z vodiče izolovaného smaltem nebo syntetickými izolačními laky a izolujeme je od sebe tenkým (olejovým) prokladovým papírem nebo páskou z vhodné izolační hmoty. Dobrá izolace je nutná zvláště u transformátorů.

Toroidní cívky pro krátké vlny vineme obvykle smaltovaným vodičem přímo na toroidní feritové jádro. Důležité je, aby každý vodič přilehl co nejtěsněji k jádru, ale současně aby se v hranách toroidu neprořízla izolace vodiče. Je vhodné hrany toroidu poněkud obrousit dokulata. Vineme-li cívku současně dvěma vodiči (tzv. bifilárně), nebo třemi (trifilárně) či čtyřmi (kvadrifilárně) vodiči, musíme tyto vodiče spolu velmi pravidelně přiměřeně zkroutit. Počet zkrutů na délku se u dobrých stavebních návodů udává, neboť ovlivňuje přizpůsobení navinuté cívky, resp. transformátoru. Samotné zkroucení především přispívá k elektrické symetrii navíjeného obvodu. Dále je důležité dosáhnout rovnoměrného rozložení vinutí po obvodu toroidu a krátkých vývodů, které musí být na koncích vinutí blízko u sebe. Tato pravidla je třeba zachovávat především u širokopásmově řešených vysokofrekvenčních obvodů.

Cívky, které se vkládají do *hrníčkových* feritových nebo ferokarto-



Obr. 3.56. Nomogram pro určení indukčnosti válcových cívek. Na nomogramu je šipkami vyznačeno vyhledání počtu závitů cívky při zvoleném poměru D/l , při známém průměru cívky $D = 50 \text{ mm}$ a požadované indukčnosti $L = 20 \mu\text{H}$ (rozměry odpovídají obr. 3.54a)

vých jader, se vinou na kostřičky. Vineme je zpravidla „divoce“, abychom dosáhli pokud možná co nejmenší vlastní kapacity. Stejně jako u toroidů se bifilární a vícenásobná vinutí vinou ze zkroucených vodičů.

U *válcových cívek* pro radiové obvody se činitel jakosti Q dá podstatně zvýšit vhodně zvoleným jádrem cívky z feritu nebo ferokartu nebo přiložením (přilepením) feritových tyčinek nebo válečků k vnějšímu povrchu cívky. Jádra válcových cívek mají na svém vnějším povrchu zpravidla metrický závit a jejich zašroubováním nebo vyšroubováním do nebo z cívky se dá v dostatečné míře měnit jejich indukčnost. Tato jádra jsou buď z práškového železa rozptýleného v umělé hmotě (tzv. ferokart) nebo feritová. Kromě závitem opatřených jader se závitem M4 nebo M6 (pro průměry kostřiček 5 a 8 mm) se vyrábějí i tyčinky nebo válečky. Jádra se vyrábějí z různých druhů feritových hmot. Hodnotu indukčnosti válcové cívky měříme v polovině rozsahu změny indukčnosti působené jádrem.

Válcové cívky radiotechnických obvodů musíme zpravidla stínit, tj. umísťovat je do dobře vodivých uzavřených *stínících krytů*, abychom zabránili nežádoucím zpětným vazbám, působeným jejich vyzařováním. Umístěním válcové cívky do těsnějšího stínícího krytu se její indukčnost poněkud zmenší. S touto změnou indukčnosti je třeba předem počítat a korigovat ji úměrným zvýšením počtu závitů.

Kapacita v obvodech stejnosměrného proudu

Přivedeme-li na vstup sériové kombinace odporu R a kondenzátoru C (obr. 3.57b) *skokové napětí* $u = U_{ss}$ (obr. 3.57a, poloha přepínače 1) začne se kondenzátor C nabíjet z nulového napětí na hodnotu U_{ss} , a to nabíjecím proudem i . Tento proud je dán rozdílem napětí U_{ss} , napětí kondenzátoru u_c a velikosti odporu R . Jeho okamžitá hodnota i je dána poměrem

$$i = \frac{U_{ss} - u_c}{R}.$$

V průběhu času napětí na kondenzátoru u_c roste díky nabíjení kon-

denzátoru směrem k napětí U_{ss} . Napětí na kondenzátoru dosáhne hodnoty $u_c = 0,707 U_{ss}$ v době τ , kterou nazýváme *časová konstanta obvodu RC*. Pro tuto konstantu platí vztah

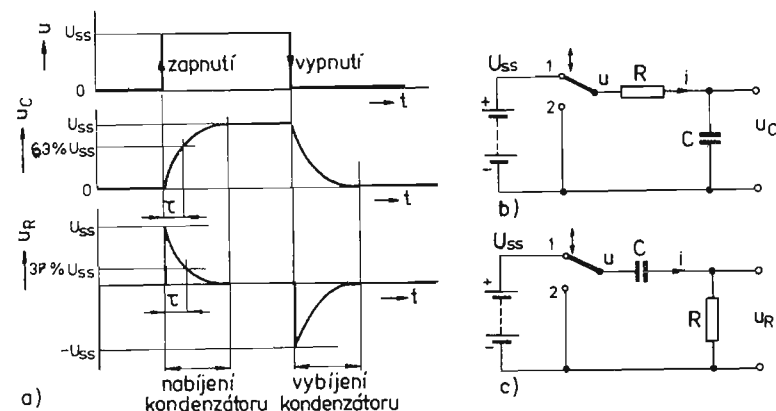
$$\tau = R \cdot C \quad [s, \Omega, F]$$

Za dobu $t = 5\tau$ se kondenzátor C nabije na napětí rovné 99 % napětí U_{ss} . Tuto hodnotu napětí považujeme za prakticky rovnou napětí U_{ss} a odpovídá plnému nabití kondenzátoru. Všimněme si ještě, že v době τ je kondenzátor nabit na energii, odpovídající polovině energie plného nabití.

Přepneme-li nyní přepínač do polohy 2, bude napětí $U_{ss} = 0$. Nabíjený kondenzátor C se začne vybíjet, za dobu τ se do odporu R vybije polovina energie kondenzátoru a napětí exponenciálně klesá až na nulovou hodnotu. Za dobu $t = 5\tau$ zbude na kondenzátoru méně než 1 % napětí U_{ss} , což považujeme za prakticky nulové napětí.

Uvedeným způsobem zapojenou kombinaci odporu R a kapacity C nazýváme *integrační obvod RC*. Nabíjecí proud kondenzátoru předbíhá časově (říkáme fázově) jeho napětí.

Zapojíme-li kombinaci RC podle obr. 3.57c, bude nabíjecí proud kondenzátoru vytvářet na odporu R průběhy napětí, zobrazené na vedlejším obrázku. Časová konstanta tohoto obvodu je opět daná souči-

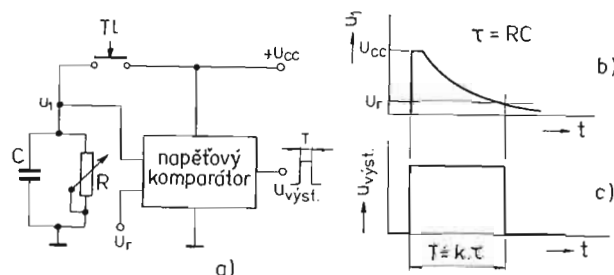


(Obr. 3.57. Stejnýsměrný impuls (a) a jeho odezva na integračním (b) a derivačním (c) obvodu RC

nem hodnoty kapacity a odporu a takto zapojenému obvodu říkáme *derivační obvod RC*. Maxima výstupních průběhů derivačního obvodu odpovídají rychlým změnám vstupního napětí, tj. okamžikům zapnutí a vypnutí napětí U_{ss} .

Popsaným časově závislým dějům (odezvám) u kombinací RC říkáme *přechodové děje*. Využíváme je v časovacích obvodech, filtračních, blokovacích a vazebních obvodech, dále v impulsních obvodech při tvarování impulsů atd.

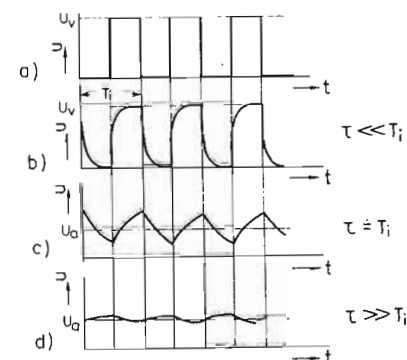
Příklad využití nabíjení a vybíjení kombinace RC je zapojení časovacího obvodu na obr. 3.58. V tomto obvodu se v závislosti na průběhu vybíjení obvodu vytváří na výstupu komparátoru impuls požadované délky. Jeho trvání je závislé na velikosti časové konstanty obvodu RC. Okamžik spínání komparátoru napětí se nastaví referenčním napětím U_r , vybíjecí odpor R je proměnný a slouží k nastavení potřebné délky impulsu.



Obr. 3.58. Příklad využití vybíjení integračního obvodu RC v časovacím obvodu (a), průběh vybíjení napětí po uvolnění tlačítka (b) a výstupní impuls (c) obvodu

V předchozím výkladu jsme si vyložili odezvu integračního a derivačního obvodu na jednorázovou změnu vstupního napětí. Dále se budeme zabývat případem, kdy se tyto změny budou dít pravidelně v čase s opakovací periodou T_i , tj. na vstup obvodů budeme přivádět impulsní pravoúhlé průběhy.

Na obr. 3.59a jsou znázorněny vstupní impulsní průběhy s opakovací periodou T_i , které přivádíme na integrační obvod RC zapojený podle obr. 3.57b. Budeme sledovat změnu výstupního průběhu obvo-



Obr. 3.59. Průběhy napětí na integračním obvodu RC v závislosti na poměru periody T a časové konstanty τ při buzení periodickým signálem

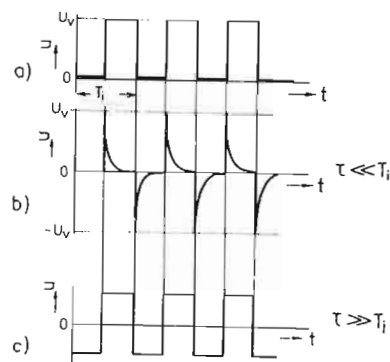
du v závislosti na změně poměru periody T_i a časové konstanty obvodu τ .

a) Bude-li časová konstanta τ obvodu RC mnohem menší, než perioda impulsního průběhu T_i , bude se vliv časové konstanty obvodu RC projevovat na *zaoblení hran* výstupních průběhů z tohoto obvodu (obr. 3.59b).

b) Bude-li časová konstanta τ alespoň přibližně rovna periodě impulsního průběhu T_i , bude se obvod nabíjet a vybíjet podle průběhů na obr. 3.59c. Tvaru výstupního napětí z obvodu říkáme *pilovitý průběh*. Všimněme si, že pila je symetricky rozložena okolo úrovně středního napětí impulsního průběhu (tzv. stejnosměrné složky).

c) Bude-li časová konstanta τ mnohonásobně větší, než je perioda impulsního průběhu T_i , bude zvlnění (amplituda) pilového průběhu velmi malé (obr. 3.59d) a na výstupu obvodu bude pak prakticky pouze *stejnoseměrná složka*, odpovídající střednímu napětí U_s . Tomuto obvodu říkáme *filtrační obvod*. Zvlnění napětí na výstupu tohoto obvodu je tím menší, čím je větší poměr τ/T_i . Filtrační obvod používáme například pro vyhlazení usměrněného střídavého napětí ve zdrojích. Zde volíme maximální možnou velikost časové konstanty obvodu. Pro blokovací obvody volíme $\tau \geq 5 \cdot T_{\min} = 5/f_{\min}$, kde $f_{\min}$ je nejnižší možný kmitočet, který se v blokovacím obvodu vyskytuje.

Na obr. 3.60a jsou opět znázorněny vstupní impulsní průběhy s opakovací periodou T_i , které přivádíme na derivační obvod RC, podle obr. 3.57c. Budeme nyní sledovat změnu průběhu impulsů na vý-



Obr. 3.60. Průběhy napětí na derivačním obvodu RC v závislosti na poměru periody T_i a časové konstanty τ při buzení periodickým signálem

stupu obvodu v závislosti na změně poměru periody T_i a časové konstanty derivačního obvodu $\tau = RC$.

a) Bude-li časová konstanta τ mnohem menší, než je doba periody T_i , bude se kondenzátor C nabíjet rychle a na výstupu obvodu RC budou průběhy podle obr. 3.60b. Takovýto obvod používáme často v obvodech impulsní techniky pro tvarování spouštěcích impulsů.

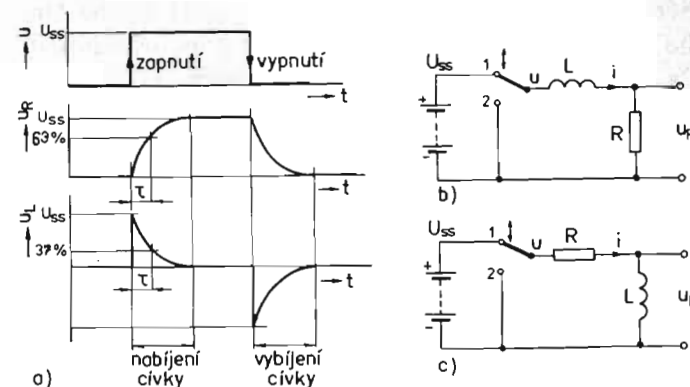
b) Bude-li časová konstanta τ mnohonásobně delší než T_i , bude vstupní impulsní průběh přenášen na výstup obvodu tím lépe, čím bude časová konstanta obvodu větší. Při tom dojde k odstranění stejnosměrné složky impulsového průběhu a přes derivační člen se přenesou pouze *střídavá složka* původního průběhu (obr. 3.60c).

Tento obvod používáme zpravidla v nízkofrekvenčních a širokopásmových zesilovačích jako vazební obvod. Časovou konstantu určujeme větší než asi pětinašobek periody nejnižšího přenášeného kmitočtu $\tau \geq 5 \cdot T_{\min} = 5/f_{\min}$.

Indukčnost v obvodech stejnosměrného proudu

Stejně jako v obvodech RC probíhají přechodové děje i v obvodech RL. Proto si všimněme analogičnosti obvodu RL.

Na obr. 3.61a je opět pravoúhlý impulsní stejnosměrný průběh, který přivádíme na vstup obvodu. Integrační obvod RL na obr. 3.61b re-



Obr. 3.61. Průběhy napětí na vstupu (a) a výstupu integračního (b) a derivačního (c) obvodu RL

aguje na tento impuls nabíjením cívky magnetickou energií, což se projeví průběhem napětí u_R . Časová konstanta τ je dána dobou, za kterou napětí u_R dosáhne 70 % hodnoty U_{ss} a určíme ji ze vztahu

$$\tau = R \cdot L \quad [\text{s}, \Omega, \text{H}]$$

Obrátíme-li řazení odporu R a indukčnosti L , dostaneme zapojení *derivačního obvodu RL* (obr. 3.61c). Průběhy napětí na výstupu tohoto obvodu opět odpovídají svým charakterem průběhům napětí na derivačním obvodu RC. Konstanta τ je dána stejně jako u integračního obvodu RL.

Obvody RL se v praxi používají mnohem méně než obvody RC, neboť cívka se musí vyrábět a rozměrově je vždy poměrně velká.

Přenos střídavých signálů obvodu RC

Na rozdíl od přechodových dějů má průchod střídavých signálů přes obvody RC ustálený charakter. V závislosti na změně kmitočtu vstupního signálu obvodu RC se na jeho výstupu mění nejen výstupní úroveň signálu, ale i jeho fáze.

Všimněme si závislosti výstupního napětí u_2 na změně kmitočtu f vstupního signálu o konstantní úrovni u_1 , a to u zapojení podle obr. 3.62a. Tento obvod RC je zapojen podobně jako integrační obvod. Idealizovaný přenos napětí v závislosti na kmitočtu je na obr. 3.62b. Až do kmitočtu f_z je přenos obvodu konstantní, tj. $u_1 \approx u_2$. Kmitočet f_z je tzv. *zlomový kmitočet*. Od něj se přenosová charakteristika lomí se sklonem 6 dB/okt (tj. 6 dB na každý dvojnásobek kmitočtu). Na kmitočtu $2f_z$ bude $u_2 = u_1/2$, na kmitočtu $4f_z$ bude pak $u_2 = u_1/4$ atd. Skutečná charakteristika se od idealizované liší nejvíce na kmitočtu f_z (o 3 dB).

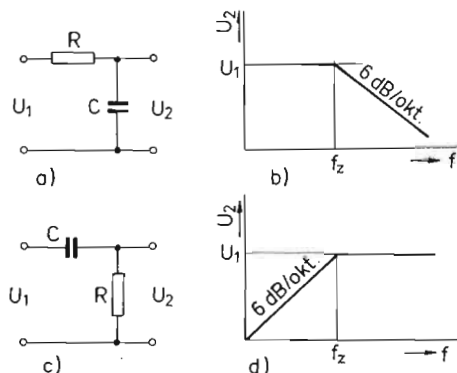
Zlomový kmitočet f_z je dán časovou konstantou obvodu RC a jejím vztahem ke kruhovému kmitočtu $\omega_z = 2\pi f_z$:

$$\omega_z = \frac{1}{\tau} = \frac{1}{RC}$$

a odtud odvodíme praktický vzorec

$$f_z = \frac{1}{2\pi RC} \quad [\text{Hz}, \Omega, \text{F}]$$

Tento obvod RC pracuje jako *dolnofrekvenční propust* (hornofrekvenční zádrž), tj. obvod propouští kmitočty $f < f_z$ a potlačující kmitočty $f > f_z$. Větších potlačení kmitočtů $f > f_z$ dosáhneme zařazením více obvodů RC se stejným zlomovým kmitočtem za sebou.



Obr. 3.62 Filtry RC. Dolnofrekvenční propust (a) a její kmitočtová charakteristika (b). Hornofrekvenční propust (c) a její kmitočtová charakteristika (d)

Podobně obvod RC na obr. 3.62c zapojený podobně jako derivační člen má závislost přenosu napětí na kmitočtu znázorněnu na obr. 3.62d. Zlomový kmitočet f_z tohoto obvodu je dán stejným vztahem jako u předchozího obvodu:

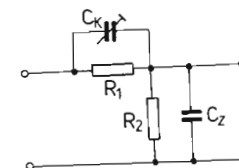
$$f_z = \frac{1}{2\pi RC} \quad [\text{Hz}, \Omega, \text{F}]$$

Rozdíl je v tom, že obvod tohoto typu potlačuje kmitočty $f < f_z$ se sklonem charakteristiky opět 6 dB na oktávu. Zde platí, že pro poloviční kmitočet je útlum 6 dB, pro čtvrtinový 12 dB atd., až při nulovém kmitočtu je napětí na výstupu nulové (útlum je nekonečný). Tento obvod se tedy chová jako *dolnofrekvenční zádrž* (hornofrekvenční propust).

Obvody RC se používají pro vytvoření požadované kmitočtové charakteristiky, zpravidla u nízkofrekvenčních zesilovačů. U těchto zařízení se úpravám kmitočtové charakteristiky pomocí členů RC vymezuje podstatná část zařízení, které se pak říká *korekční zesilovač*. Použitím složitějších členů RC lze pak vytvářet i složitější průběhy kmitočtové charakteristiky s několika zlomovými kmitočty. Korekční členy se dále používají i v regulační a automatizační technice (servo-zesilovače apod.), kde je používáme pro dosažení potřebného průběhu reakce servomechanismů na vnější podnět.

Pokud používáme odporový dělič v obvodech střídavého proudu, dochází se zvyšujícím se kmitočtem k jeho nesprávné funkci – roste jeho dělicí poměr. Je to způsobeno tím, že i když zatěžovací obvod děliče zvolíme značně vysoký, zpravidla nejsme schopni potlačit vstupní kapacitu C_z následujícího stupně. Podle obr. 3.63 jsou odpory děliče R_1 a R_2 . Pro vykompenzování kapacity C_z použijeme *kompenzační kapacitu* C_k , která musí s C_z tvořit kapacitní dělič se stejným dělicím poměrem, jako má odporový dělič R_1/R_2 :

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{C_z}{C_k}$$



Obr. 3.63. Kompenzovaný odporový dělič

Z tohoto vzorce lze pro známé hodnoty odporů a známou hodnotu zatěžovací kapacity C_z určit přímo velikost C_k :

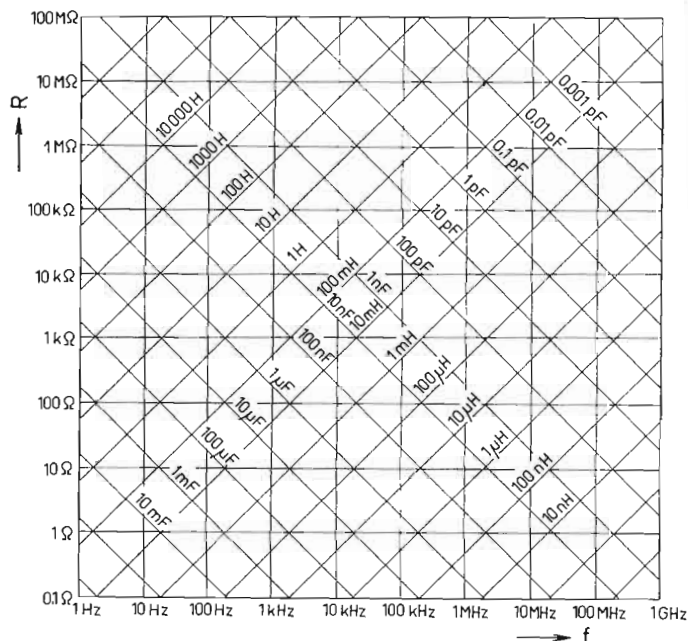
$$C_k = C_z \frac{R_2}{R_1}.$$

Přesnou velikost C_k dostavíme až v konkrétním zapojení, neboť závisí i na kapacitě montáže. Zpravidla se alespoň část kapacity C_k realizuje jako kapacitní trimr.

Indukčnost a kapacita v obvodech střídavého proudu

Indukčnost L a kapacita C kladou střídavému proudu zdánlivý odpor, který nazýváme reaktancí. Tuto reaktanci udáváme v ohmech a závisí na kmitočtu střídavého proudu. *Reaktance cívky* s indukčností

Obr. 3.64. Nomogram pro hrubé určení reaktance kapacit a indukčností. Hrubý odhad se převede na přesné určení pomocí detailního rozkreslení příslušného pole nomogramu na obr. 3.65



L při kruhovém kmitočtu $\omega = 2\pi f$ je dána součinem

$$X_L = \omega L = 2\pi f L. \quad [\Omega, \text{Hz}, \text{H}]$$

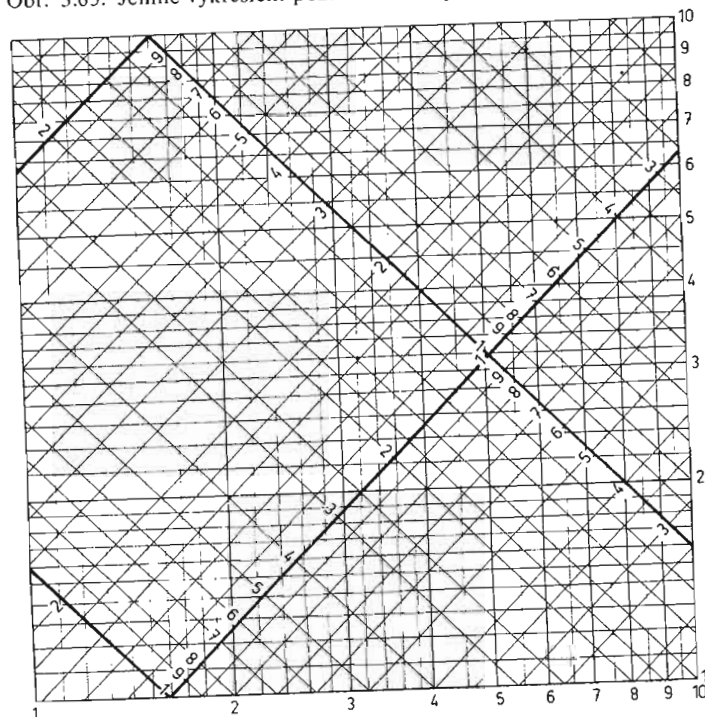
Reaktance kondenzátoru s kapacitou C je opět při kruhovém kmitočtu $\omega = 2\pi f$ dána výrazem

$$X_C = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2\pi f C}. \quad [\Omega, \text{Hz}, \text{F}]$$

Hodnoty reaktance X_L indukčnosti, resp. reaktance X_C kapacity, najdeme řádově, tj. zhruba na nomogramu na obr. 3.64, přesněji pak hodnotu dohledáme v podrobném rozkreslení příslušného čtverečku na nomogramu na obr. 3.65.

Reaktance X_L a X_C nejsou reálné, ale imaginární (zdánlivé) odpory, neboť s průtokem střídavého proudu se jak na indukčnosti, tak i na kapacitě neztrácí žádný výkon. Je tomu tak proto, neboť na kapacitě proud fázově předbíhá napětí o 90° , na indukčnosti pak napětí na-

Obr. 3.65. Jemné vykreslení požadovaného pole nomogramu z obr. 3.64



opak předbíhá proud o 90° . Tuto skutečnost zavedeme do výpočtu tak, že k hodnotě reaktance připisujeme *komplexní jednotku* $+j = +\sqrt{-1}$ nebo $-j = -\sqrt{-1}$. Znaménko komplexní jednotky j znázorňuje smysl fázového posuvu.

Je tedy impedance indukčnosti o reaktanci X_L rovna

$$Z_L = +jX_L = +j\omega L$$

a impedance kapacity o reaktanci X_C bude

$$Z_C = -jX_C = \frac{-j}{\omega C}$$

Při operacích s komplexními čísly pak pracujeme zvlášť s reálnou a zvlášť s imaginární částí. (Platí při tom pravidlo, že součin komplexních jednotek je roven -1 , tj. $j \cdot j = -1$.) Rozhodující pro skutečnou hodnotu impedance

$$Z = R + jX$$

je však *absolutní hodnota impedance*

$$|Z| = \sqrt{(R^2 + X^2)}$$

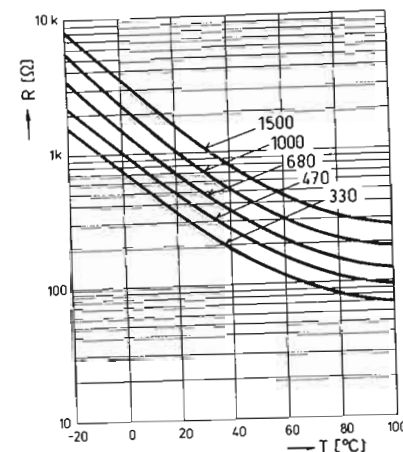
Absolutní hodnota impedance, která má jen reálnou složku, je rovna přímo této ohmické složce. V dalším výkladu v této publikaci se budeme vyjádření pomocí komplexních čísel pokud možno záměrně vyhýbat, vždy ovšem s příslušným vysvětlujícím komentářem. Zapamatujeme si nyní pouze, že záporná reaktanční složka představuje kapacitní reaktanci, kladná reaktanční složka impedance pak reaktanci induktivní.

Termistory

Termistory jsou rezistory, vyrobené z oxidů kovů, jejichž hodnota odporu je silně závislá na teplotě. Čím je jejich teplota vyšší, tím je jejich ohmická hodnota nižší. Termistory se tedy chovají jako polovodiče a také mezi polovodiče patří.

Používají se v regulačních obvodech, v obvodech teplotní stabiliza-

ce, jsou vhodné pro měření teploty atd. Zvolí-li se vhodně zatížitelnost termistoru tak, aby jej protékající proud sám zahříval, může termistor stabilizovat proud nebo omezovat jeho velikost. Takto byla řešena například stabilizace žhavičního proudu v elektronkových televizorech.



Obr. 3.66. Teplotní závislost odporu termistoru řady NR-NZ

Odpor termistoru se udává pro teplotu 20°C . Termistor, který má při této teplotě odpor $2\,200\,\Omega$, může mít při 100°C hodnotu menší než $500\,\Omega$ a při -10°C pak více než $5\,000\,\Omega$. Každý typ termistoru má svou závislost odporu na teplotě, která je uvedena v katalogu termistorů zpravidla graficky (příklad je na obr. 3.66). Doporučujeme však uživateli, aby volil ještě vhodnější postup a proměřil si každý použitý kus co do jeho konkrétní závislosti odporu na teplotě. Výrobem termistorů v tuzemsku je n. p. PRAMET Šumperk.

Napěťově závislé rezistory (varistory)

Tyto rezistory patří podobně jako termistory mezi polovodiče. Jsou vyrobeny spékáním práškového karbidu křemíku. Hodnota jejich odporu je závislá na přiloženém napětí. Do jisté hodnoty napětí mají

velmi vysoký odpor, po překročení této hodnoty (dané typem varistoru) se jejich odpor prudce snižuje.

Varistory se používají pro stabilizaci napětí, omezování napěťových špiček a v regulačních obvodech impulsních zařízení. I varistory vyrábí v ČSSR n. p. PRAMET Šumperk.

Transformátory

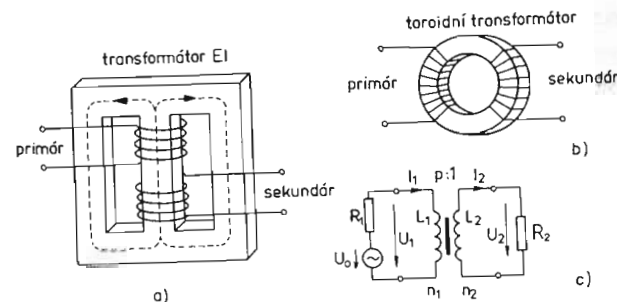
Transformátory patří podle klasického rozdělení obvodových prvků mezi stroje. Transformátory využívají pro přenos energie střídavého proudu vzájemnou indukčnost M dvou vinutí, primárního a sekundárního. Při tomto přenosu je možné dosáhnout změny (transformace) poměru napětí/proud přenášeného výkonu.

Síťové transformátory mění napětí sítě na vhodné nižší napětí, které potřebujeme pro napájení přístrojů a zařízení.

Nízkofrekvenční transformátory kromě změny napěťových úrovní oddělují i střídavý proud od stejnosměrných složek, neboť pomocí transformátorů lze přenášet pouze energii střídavého proudu.

Velmi široké použití mají transformátory v oblasti vysokofrekvenční, kde se využívá jejich vlastnosti přizpůsobovat k sobě obvody s různými impedancemi, tj. transformovat odpor. *Laděné transformátory* jsou pak obvody, které propouštějí jen úzké pásmo kmitočtů. V radiotechnice jsou však velmi důležité *neladěné transformátory*, zpravidla označované jako širokopásmové transformátory.

Transformátory při své funkci využívají především vzájemnou indukčnost M vstupní (primární) cívky L_1 a výstupní (sekundární) cívky L_2 . Ta je závislá na stupni vzájemné vazby obou cívek, tj. na co největším společně sdíleném magnetickém poli obou cívek. Proto transformátory vineme zpravidla na magneticky dobře vodivá jádra. Transformátor na obr. 3.67a je navinut na jádro EI, tvořené magneticky vodivými plechy. Tento magnetický materiál se používá pro síťové a nízkofrekvenční transformátory (do kmitočtu asi 50 kHz). V oblasti vyšších kmitočtů se dnes používají feritová jádra EI nebo hrncová

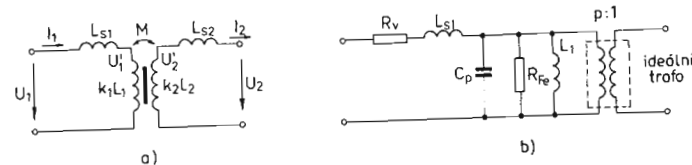


Obr. 3.67. Princip zhotovení nízkofrekvenčního transformátoru na jádře EI (a), vysokofrekvenčního toroidního transformátoru (b) a schéma zapojení transformátoru do obvodu (c)

a toroidní jádra (obr. 3.67b). Pro nejvyšší kmitočty lze transformátory vinout i bez jádra.

Ideální transformátor odpovídá náhradnímu schématu na obr. 3.67c. Výkon primárního zdroje (tvořeného ideálním zdrojem o elektromotorické síle U_0 a s vnitřním odporem R_1) se musí přenést do sekundárního obvodu transformátoru a spotřebovat v odporu R_2 . Transformátor přizpůsobuje odpor R_2 přes svůj převodní poměr p ke zdroji signálu jako jeho zátěž.

Pro rozbor funkce transformátoru použijeme rozkreslené náhradní schéma na obr. 3.68a. Znovu si jen připomeneme, že přenos výkonu je v transformátoru zprostředkován vzájemnou indukčností M . Tuto vzájemnou indukčnost reprezentuje na straně primáru část indukčnosti primárního vinutí $k_1 L_1$ a na straně sekundáru obdobně $k_2 L_2$. Zbytky primární a sekundární indukčnosti se přenosu výkonu neúčastní a tvoří parazitní indukčnosti.



Obr. 3.68. Náhradní schéma zapojení transformátoru se zprostředkováním přenosu vzájemnou indukčností M (a) a nahrazení této indukčnosti ideálním transformátorem

Konstrukcí transformátoru se snažíme, aby cívky L_1 a L_2 byly vázány co nejtěsněji. Koeficient vazby k se pak blíží hodnotě 1 (v praxi je větší než 0,95).

Vzájemná indukčnost je geometrickým průměrem hodnot indukčností $k_1 L_1$ a $k_2 L_2$, při čemž k_1 se prakticky rovná k_2 . Pak je zájemná indukčnost

$$M = \sqrt{(k_1 L_1 \cdot k_2 L_2)} \doteq k \sqrt{(L_1 L_2)}.$$

Převod napětí U_1 na napětí U_2 je dán transformačním poměrem p :

$$p = \frac{U_1}{U_2} = \frac{U_1'}{U_2'} = \sqrt{\frac{k_1 L_1}{k_2 L_2}} = \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} = \frac{n_1}{n_2}.$$

Při koeficientu vazby $k \doteq 1$ je tedy poměr přenosu napětí z primáru do sekundáru dán poměrem počtu závitů $p \doteq n_1/n_2$. Vzhledem k velmi malým ztrátám výkonu na transformátoru musí být poměr přenosu proudu I_1/I_2 obrácený, neboť výkon P je zachován, tj.

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{P}{P} \cdot \frac{U_2}{U_1} = \frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{p}.$$

K sekundáru připojený odpor R_2 se bude na straně primáru jevit jako odpor R_2' :

$$R_2' = \frac{U_1}{I_1} = \frac{p \cdot U_2}{p^{-1} \cdot I_2} = p^2 \frac{U_2}{I_2} = p^2 R_2.$$

Při výkonovém přizpůsobení zdroje signálu a primáru transformátoru platí rovnost $R_1 = R_2'$, tj.

$$R_1 = R_2' = p^2 R_2.$$

Odpor R_2 je převáděn na primár transformátoru s druhou mocninou převodního poměru p . Známe-li odpory R_1 a R_2 , určíme převod přizpůsobovacího transformátoru

$$p = \sqrt{\frac{R_1}{R_2}}.$$

Náhradní schéma skutečného transformátoru (obr. 3.68b) je kombinací ideálního transformátoru s převodem p a ztrátových prvků. Na

schématu je R_v odpor nahrazující ztrátový odpor všech vinutí transformátoru, L_{s1} je parazitní indukčnost, jeví se na primáru transformátoru, R_{Σ} ztrátový odpor představující ztráty v magnetickém obvodu a ztráty vyzařováním, C_p je parazitní kapacita vinutí a konstrukce.

Přílišné zvětšení hodnot uvedených ztrátových prvků omezuje použitelnost transformátoru. Protože všechny ztrátové prvky jsou závislé na kmitočtu, jeví se jejich negativní vliv jako zúžení rozsahu pracovních kmitočtů transformátoru, tj. snížení širokopásmovosti transformátoru.

Účinnost transformátoru η je dána poměrem výstupního ke vstupnímu výkonu, tj. $\eta = P_2/P_1$ (viz obr. 3.69) a v rozsahu pracovních kmitočtů se blíží k hodnotě 1 (zpravidla je větší než 0,95).



Obr. 3.69. Omezení šířky pásma transformátoru

Dolní pracovní kmitočet transformátoru je omezen velikostí indukčnosti L_1 primárního vinutí. Platí poměrně přesný vztah

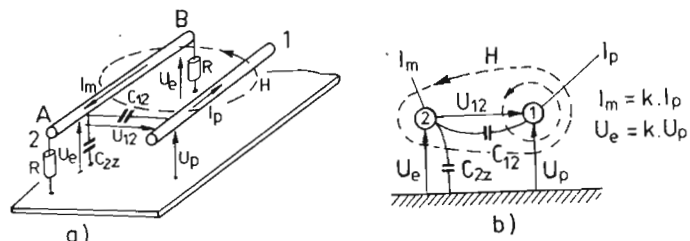
$$f_d = \frac{R_1}{4\pi L_1},$$

ze kterého plyne, že indukčnost L_1 primárního vinutí a tím pádem i počet závitů L_1 se určují podle nejnižšího pracovního kmitočtu f_d .

Nejvyšší pracovní kmitočet f_h je určen převážně parazitní kapacitou vinutí, ale je omezen i ztrátami v materiálu jádra a rozptylovou indukčností. Tyto parametry jsou z větší části ovlivněny konstrukčním provedením transformátoru.

Transformátory se směrovou vazbou

Dva vodiče spolu navzájem rovnoběžně umístíme nad vodivou rovinou (obr. 3.70a). Vysokofrekvenční proud I_p , protékající vodičem 1, indukuje svým magnetickým polem H ve vodiči 2 proud I_m . Skutečná velikost tohoto proudu bude záležet na stupni vazby mezi vodiči. Kapacitní vazba mezi vodiči 1 a 2 způsobí existenci napětí U_e , jeho velikost je určena kapacitním děličem $C_{12}-C_{22}$ (viz obr. 3.70b).



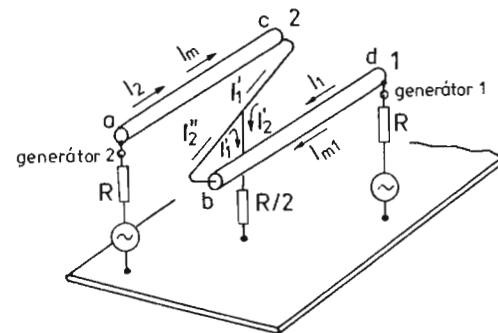
Obr. 3.70. Princip funkce transformátoru se směrovou vazbou: a – pohled na směrové vedení, b – vazba elektrickým a magnetickým polem

Dále si budeme principy této vazby vysvětlovat pomocí představy postupu elektromagnetické vlny po vedení. Jsou tři praktické možnosti, jak využít této vazby:

a) Ve vedení 2 se podle popsaného principu vybudí vlna, která má směr postupu proudu vůči napětí opačný, než původní vlna na vedení 1. Této vlastnosti vazby se využívá u *směrových vazebních členů*. Z hlavního vedení 1 odbočuje výkon na vedení 2 s útlumem, daným stupněm vazby mezi vedeními.

b) Připojíme-li na konci vedení 2 reálné odpory R_A , R_B , bude na konci A napětí $U_{mA} = R_A \cdot I_m$ souhlasné (ve fázi) s napětím U_e a obě napětí se spolu sčítají dohromady. V bodě B na odporu R_B je napětí působené indukcí proudem I_m , tj. $U_{mB} = R_B \cdot I_m$ vzhledem k opačnému smyslu toku proudu I_m v protifázi k napětí U_e a tato napětí se navzájem vyruší. Této vlastnosti se využívá u *měřičů přímé a odražené vlny*

na vedení (reflektometrů). Je totiž zřejmé, že opačně postupující vlna po vedení 1 (tj. odražená vlna) způsobí součet napětí v bodě B a vyrušení v bodě A. Dá se tedy měřením napětí v bodě A (např. usměrněním pomocí detektoru) měřit úroveň přímé vlny a měřením napětí v bodě B úroveň odražené vlny.



Obr. 3.71. Princip činnosti hybridního členu

c) Principu této tzv. protisměrné vazby se využívá dále u tzv. *hybridních slučovačů*. Na obr. 3.71 je znázorněn princip funkce slučovače s vedením s protisměrnou vazbou. Vazební poměry jsou nastaveny tak, že proud I_1 jde po vedení 1 a indukuje ve vedení 2 proud I_{m1} . Po příchodu na prostřední odpor s hodnotou $R/2$ se proud I_1 rozdělí na část I_1' , tekoucí do tohoto odporu a I_1'' tekoucí dále po spoji směrem k vedení 2. Tento proud I_1'' je ale v protifázi se shodně velikým proudem I_{m1} , který má opačný směr, tj.

$$I_1'' - I_{m1} = 0$$

a proto je proud I_1' totožný s proudem generátoru I_1 :

$$I_1' = I_1$$

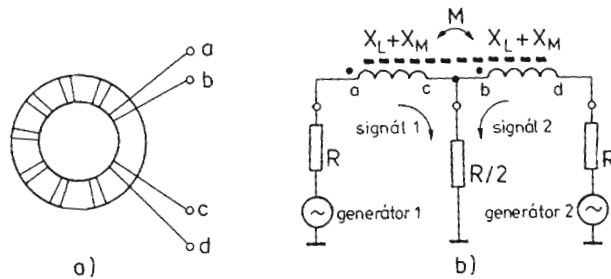
a celý výkon generátoru 1 se přenesl do odporu $R/2$.

Totéž platí o postupu proudu I_2 , indukcí proudu I_{m2} a dělení I_2' a I_2'' tekoucích opět na odpor $R/2$.

Z uvedeného principu vyplývá, že hybridní slučovač je schopen sloučit výkony dvou nezávislých zdrojů střídavého vysokofrekvenčního proudu do jedné zátěže a zajistit současně dokonalé vzájemné oddělení těchto zdrojů.

Podmínkou funkce členů se směrovými vazbami je, aby fyzická dél-

ka vedení byla zlomkem délky vlny a aby charakteristické impedance vedení byly vhodně voleny s ohledem na impedance generátorů a zátěže. Rozšíření funkce hybridního slučovače až do rozsahu krátkých vln dosáhneme navinutím dvou vodičového vedení na feritový toroid podle obr. 3.72a a zapojením vinutí podle předchozího obrázku.



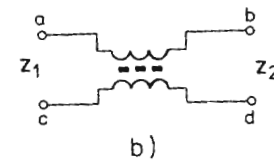
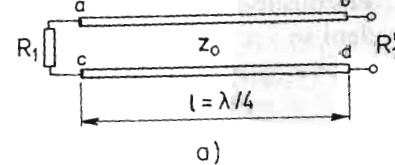
Obr. 3.72. Hybridní člen navinutý na feritovém toroidu: a – označení vinutí, b – zapojení vinutí

Čtvrtvlnné transformátory

Přenosové vedení o charakteristické impedanci Z_0 a délce $l = \lambda/4$ (viz obr. 3.73a) transformuje při kmitočtu f , odpovídajícímu vlnové délce λ , odpor R_1 připojený na vývody a – c na hodnotu R_1' danou

$$R_1' = \frac{Z_0^2}{R_1}.$$

Tato rovnice o transformaci impedance podél *čtvrtvlnného vedení* je zajímavá nejen pro všechny reálné běžné hodnoty R_1 , ale zvláště pro hodnotu $R_1 = 0$, kdy je transformována hodnota R_1' velmi velká ($R_1' \rightarrow \infty$). Tento jev znamená, že čtvrtvlnné vedení na konci nakrátko rezonuje pro kmitočet $f = 300/\lambda$ a jak v dalším výkladu uvidíme, chová se jako paralelní rezonanční obvod. Tento jev rezonance se opakuje ještě pro hodnotu $R_1 \rightarrow \infty$, tj. pro čtvrtvlnné vedení na konci naprázdno (rozpojené), kdy po dosazení do výše uvedené rovnice bude



Obr. 3.73. Čtvrtvlnný transformátor (a) a schéma tohoto transformátoru, navinutého na feritovém jádru (b)

$R_1' = 0$. Stejně se chová sériový rezonanční obvod, o kterém bude rovněž pojednáno v následujícím výkladu.

Podmínka přizpůsobení zdroje vysokofrekvenčního signálu o impedanci Z_1 k zátěži o impedanci Z_2 , připojené ke generátoru vedením o charakteristické impedanci Z_0 , je stejná jako u běžných stejnosměrných nebo střídavých zdrojů, tj. musí platit

$$Z_1 = Z_0 = Z_2.$$

Při tomto přizpůsobení musí mít impedance Z_1 , Z_2 čistě reálný charakter. *Charakteristická impedance vedení* Z_0 má také čistě reálný charakter a je daná poměrem indukčnosti vedení nakrátko a kapacity naprázdno čili

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}. \quad [\Omega, \text{H}, \text{F}]$$

Tento vzorec platí pro všechny druhy vedení, nejen pro dvou vodičové. Indukčnost obvykle měříme v μH neb nH a kapacitu v pF . Pro měřením získané hodnoty je praktičtější vzorec

$$Z_0 = \sqrt{\frac{1000L}{C}}. \quad [\Omega, \text{nH}, \text{pF}]$$

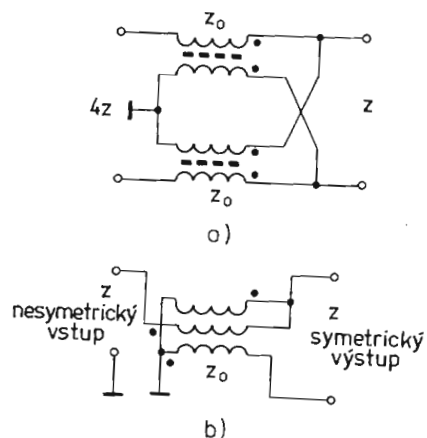
Pro měření si oddělíme kousek vedení cca 1 m délky a indukčnost a kapacitu měříme pomocí běžných měřičů LC. Přizpůsobení, u kterého je charakteristická impedance spojovacího vedení shodná se zatěžovacími impedancemi na obou koncích, je v širokém rozsahu nezávislé na kmitočtu a říkáme mu *aperiodické přizpůsobení*.

Přízpůsobení dvou různých impedancí Z_1 a Z_2 pomocí čtvrtvlnného vedení se vztahuje k délce vlny a proto platí jen pro pracovní kmitočet. Charakteristickou impedanci Z_0 transformačního čtvrtvlnného úseku volíme podle vztahu

$$Z_0 = \sqrt{(Z_1 \cdot Z_2)},$$

tj. Z_0 je tzv. geometrickým průměrem hodnot zakončovacích impedancí a takto zapojený úsek vedení nazýváme *čtvrtvlnný transformátor*. Navinutím čtvrtvlnného transformačního úseku na vhodné feritové jádro (toroid nebo tzv. „brýle“) se původně velmi úzké pracovní pásmo kmitočtů (vztahené k délce vlny λ) rozšíří kmitočtově směrem k nižším kmitočtům a poměr maximálního ku minimálnímu kmitočtu, ve kterém tento prvek transformuje impedance, je pak až 1:10, u dobrých konstrukcí i více. Na vyšším konci pracovního kmitočtového rozsahu se uplatňuje délka vedení, na nižším konci spíše indukčnost daná feritovým jádrem. Schéma zapojení tohoto prvku je na obr. 3.73b.

Transformátor impedancí s převodním poměrem 4:1 je na obr. 3.74a, v části b téhož obrázku je znázorněno zlepšené provedení tzv. *balunu* (z angl. balanced – unbalanced, tj. symetrický – nesymetrický). Tímto prvkem s transformačním poměrem 1:1 připojíme např. nesymetrický koaxiální kabel k elektricky symetrickému dipólu nebo stíněný přívod k vyváženému modulátoru. Symetrizační vedení je vinuto ze tří vodičů (trifilárně).



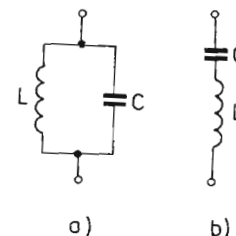
Obr. 3.74. Balun s transformací impedance 4:1 (a) a převodem 1:1 (b)

Hybridy i vysokofrekvenční transformátory vineme vždy co nejslabším vodičem (pokud nejsme nuceni přenášet výkonem volit dostatečný průřez vodiče) a co nejtěsněji přiléhajícím k feritovému jádru. Průměry vodičů se volí s ohledem na impedanci Z_0 .

Jednoduché laděné obvody

Základní veličinou každého laděného obvodu je jeho *rezonanční kmitočet* f_0 . Na tomto kmitočtu dojde u obvodů LC k vyrušení induktivní a kapacitní složky celkové impedance obvodu a obvod má charakter *činného odporu*. Pro praktické účely lze rezonanční kmitočet f_0 laděného obvodu s dostatečnou přesností odvodit přímo z hodnot jeho kapacity a indukčnosti.

Při určování vztahu pro rezonanční kmitočet vyjdeme z toho, jak se chová ideální paralelní obvod, tj. paralelní kombinace kapacity a indukčnosti (obr. 3.75a), při průchodu střídavého proudu.



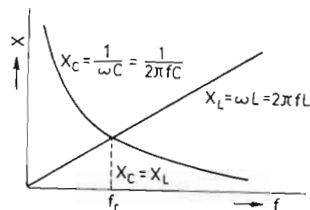
Obr. 3.75. Schéma zapojení paralelního rezonančního obvodu (a) a sériového rezonančního obvodu (b)

Při běžných výpočtech neuvažujeme komplexní charakter reaktancí a píšeme

$$X_L = \omega L = 2\pi fL, \quad X_C = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2\pi fC},$$

kde f je kmitočet střídavého proudu, který jednotlivými reaktancemi prochází.

Vidíme, že ideální indukčnost L klade střídavému proudu odpor, vzrůstající přímo úměrně s kmitočtem (viz obr. 3.76). Ideální kapacita klade střídavému proudu odpor, který je nepřímo úměrný kmitočtu



Obr. 3.76. Závislost velikosti reaktance indukčnosti X_L a kapacity X_C na kmitočtu

(viz obr. 3.76 – exponenciála $1/\omega C$). Jen pro kontrolu si na obr. 3.76 všimněme, že indukčnost L klade stejnosměrnému proudu nulový odpor (pouze velmi malý odpor materiálu vodiče) a reaktance kapacity se s kmitočtem blížícím se k nule blíží k velmi velikým hodnotám (omezeným paralelním ztrátovým odporem – odporem dielektrika).

Obě křivky se protínají na hodnotě reaktance, kde $X_L = X_C$. Toto protnutí nastává na kmitočtu, kterým je hledaný rezonanční kmitočet obvodu LC. Impedance tohoto obvodu bude na tomto kmitočtu f_0 pro paralelní zapojení prvků (viz obr. 3.75a)

$$Z_{r0} = Z_L || Z_C = \frac{Z_L \cdot Z_C}{Z_L + Z_C} = \frac{j\omega L (-j \cdot \omega^{-1} \cdot C^{-1})}{j\omega L - j \cdot \omega^{-1} \cdot C^{-1}}.$$

Na rezonančním kmitočtu se rezonance paralelního rezonančního obvodu blíží k nekonečnu, neboť ve jmenovateli se rozdíl blíží k nule.

Pro sériové zapojení L a C (obr. 3.75b) bude celková impedance na kmitočtu f_0

$$Z_{r0} = Z_C + Z_L = -\frac{j}{\omega C} + j\omega L = 0.$$

Sériový rezonanční obvod složený z ideálních prvků L a C má na rezonančním kmitočtu nulovou impedanci.

Z uvedené rovnosti $X_L = X_C$ určíme i *rezonanční kmitočet obvodu LC* (kruhový rezonanční kmitočet ω_0 a rezonanční kmitočet f_0) takto:

$$X_L = X_C,$$

$$\omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C},$$

$$\omega_0^2 = \frac{1}{LC},$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}, \quad [\text{rad/s, H, F}]$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}. \quad [\text{Hz, H, F}]$$

Vyčíslením konstanty 2π a přepočtem rovnice pro dosazování běžných hodnot kapacit a indukčností vznikne praktická a dobře použitelná forma vzorce pro rezonanční kmitočet f_0

$$f_0 = \frac{159,2}{\sqrt{LC}} \quad [\text{MHz, } \mu\text{H, pF}]$$

a pro prvky obvodu L a C

$$L = \frac{25\,330}{f^2 C} \quad [\mu\text{H, MHz, pF}]$$

$$C = \frac{25\,330}{f^2 L}. \quad [\text{pF, MHz, } \mu\text{H}]$$

Prvky obvodu, tj. indukčnost L v mikrohenry a kapacitu C v pikofaradech, můžeme velmi rychle určit z tabulky konstant LC . V tab. 3.7 jsou uvedeny hodnoty pro nejčastěji používané kmitočty mezi 1 až 30 MHz. Jsou vypočítány jako podíl

$$(LC)_f = \frac{25\,330}{f^2}. \quad [\text{MHz}^{-2}, \text{MHz}]$$

Pro známou hodnotu rezonančního kmitočtu f_0 v MHz najdeme v tabulce příslušnou hodnotu konstanty LC , tj. $(LC)_f$. Tuto konstantu podělíme buď známou hodnotou kapacity rezonančního okruhu C v pF a dostaneme příslušnou potřebnou indukčnost L v mikrohenry. Naopak, když ji podělíme známou indukčností L v μH , dostaneme potřebnou kapacitu C v pF.

Příklad 1: Máme indukčnost $L_0 = 18 \mu\text{H}$ a potřebujeme ji doplnit kapacitou tak, aby z těchto prvků složený rezonanční obvod rezonoval na kmitočtu 3,7 MHz.

Řešení: V tabulce konstant LC vyhledáme hodnotu pro $f = 3,7 \text{ MHz}$. Je to 1 850. Rezananční kapacita C_0 bude

$$C_0 = \frac{1\,850}{18 \mu\text{H}} = 103 \text{ pF}.$$

Příklad 2: Ke kapacitě $C_0 = 25 \text{ pF}$ musíme najít vhodnou indukčnost L_0 tak, aby z těchto prvků složený rezonanční obvod rezonoval na kmitočtu $f_0 = 21,2 \text{ MHz}$.

Řešení: Konstanta LC pro 21,2 MHz je 55,4. Indukčnost L_0 bude

$$L_0 = \frac{55,4}{25 \text{ pF}} = 2,2 \mu\text{H}.$$

Tab. 3.7. Tabulka konstant LC (1. část)

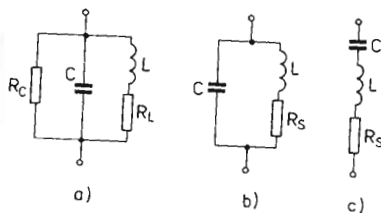
Kmitočet [MHz]	Konstanta LC	Kmitočet [MHz]	Konstanta LC	Kmitočet [MHz]	Konstanta LC
1,0	25 330	4,0	1 583	7,0	516,9
1	20 933	1	1 506	1	502,4
2	17 590	2	1 435	2	488,6
3	14 988	3	1 369	3	475,3
4	12 923	4	1 308	4	462,5
5	11 257	5	1 250	5	450,3
6	9 894	6	1 197	6	438,5
7	8 764	7	1 146	7	427,2
8	7 817	8	1 099	8	416,3
9	7 016	9	1 054	9	405,8
2,0	6 332	5,0	1 013,2	8,0	395,7
1	5 743	1	973,8	1	386,0
2	5 233	2	936,7	2	376,7
3	4 788	3	901,7	3	367,6
4	4 397	4	868,6	4	358,9
5	4 052	5	837,3	5	350,5
6	3 747	6	807,7	6	342,4
7	3 474	7	779,6	7	334,6
8	3 230	8	752,9	8	327,0
9	3 011	9	727,6	9	319,7
3,0	2 814	6,0	703,6	9,0	312,7
1	2 635	1	680,7	1	305,8
2	2 473	2	658,9	2	299,2
3	2 325	3	638,2	3	292,8
4	2 191	4	618,4	4	286,6
5	2 067	5	599,5	5	280,6
6	1 954	6	581,5	6	274,8
7	1 850	7	564,2	7	269,2
8	1 754	8	547,7	8	263,7
9	1 665	9	532,0	9	258,4

Tabulka konstant LC platí i pro jiné kmitočty. Pro desetkrát menší kmitočet je konstanta LC stokrát větší a naopak pro desetkrát vyšší kmitočet je konstanta LC stokrát nižší, než je uvedeno v tabulce.

Tab. 3.7. Tabulka konstant LC (2. část)

Kmitočet [MHz]	Konstanta LC	Kmitočet [MHz]	Konstanta LC	Kmitočet [MHz]	Konstanta LC
10,0	253,3	16,0	98,9	31	26,3
2	243,4	16,5	93,0	32	24,7
4	234,1	17,0	87,6	33	23,2
6	225,4	17,5	82,7	34	21,9
8	217,1	18,0	78,1	35	20,6
11,0	209,3	18,5	74,0	36	19,5
2	201,9	19,0	70,1	37	18,5
4	194,9	19,5	66,6	38	17,5
6	188,2	20,0	63,3	39	16,6
8	181,9	20,5	60,2	40	15,8
12,0	175,9	21,0	57,4	42	14,3
2	170,1	21,5	54,8	44	13,0
4	164,7	22,0	52,3	46	11,9
6	159,5	22,5	50,0	48	10,9
8	154,6	23,0	47,8	50	10,1
13,0	149,8	23,5	45,8	52	9,3
2	145,3	24,0	43,9	54	8,6
4	141,0	24,5	42,2	56	8,0
6	136,9	25,0	40,5	58	7,5
8	133,0	25,5	38,9	60	7,0
14,0	129,2	26,0	37,4	65	6,00
2	125,6	26,5	36,0	70	5,16
4	122,1	27,0	34,7	75	4,50
6	118,8	27,5	33,4	80	3,95
8	115,6	28,0	32,3	85	3,50
15,0	112,5	28,5	31,1	90	3,12
2	109,6	29,0	30,1	95	2,80
4	106,8	29,5	29,1	100	2,53
6	104,0	30,0	28,1	105	2,29
8	101,4	30,5	27,2	110	2,09

Skutečný paralelní rezonanční obvod (obr. 3.77a) je složen z prvků, které mají reálné ztráty. Ztráty v prvcích obvodu vyjadřujeme jako paralelní ztrátový odpor kondenzátoru R_c a sériový ztrátový odpor



Obr. 3.77. Náhradní schéma zapojení skutečného paralelního laděného obvodu (a) a téhož obvodu se ztrátami převedenými do sériového ztrátového odporu R_s (b) a dále skutečného sériového rezonančního obvodu (c)

cívky R_L . Pro další úvahu si vlivy těchto ztrátových odporů budeme představovat sloučené do sériového ztrátového odporu R_s (obr. 3.77b–c).

Impedance paralelního rezonančního obvodu podle obr. 3.77b pak bude na rezonančním kruhovém kmitočtu ω_0

$$Z_{\text{par}} = -jX_C \parallel (jX_L + R_s) = \frac{-jX_C(jX_L + R_s)}{-jX_C + jX_L + R_s}.$$

Ve vzorci pro impedance Z_{par} můžeme v čitateli zanedbat odpor R_s , neboť R_s je zpravidla mnohem menší než X_L . Pak bude impedance Z_{par} dána jednodušeji:

$$Z_{\text{par}} = \frac{X_0^2}{R_s} = \frac{\omega_0^2 L^2}{R_s} = \frac{1}{\omega_0^2 C^2 R_s},$$

protože $X_0^2 = L/C$ bude impedance

$$Z_{\text{par}} = \frac{L}{CR_s} = R_p.$$

Na rezonančním kmitočtu má Z_{par} reálnou hodnotu $Z_{\text{par}} = R_p$, což je tzv. *paralelní rezonanční odpor*, který je čistě ohmický a charakterizuje paralelní rezonanční obvod na rezonančním kmitočtu f_0 . Paralelní rezonanční odpor je tím vyšší, čím je sériový ztrátový odpor nižší.

Impedance skutečného sériového rezonančního obvodu na rezonančním kmitočtu f_0 , zapojeného podle obr. 3.77c, bude

$$Z_{\text{ser}} = -jX_C + jX_L + R_s.$$

Protože při rezonanci $X_C = X_L$ je celková impedance skutečného sé-

riového rezonančního obvodu čistě ohmická (reálná) a je rovna $Z_{\text{ser}} = R_s$.

Při rezonanci jsou reaktance $X_C = X_L = X_0$. Tuto hodnotu nazýváme *charakteristickou impedancí* obvodu.

Můžeme tedy napsat druhou mocninu X_0^2 jako součin $X_C \cdot X_L$ a upravit tento součin

$$X_0^2 = X_L \cdot X_C = \omega_0 L \frac{1}{\omega_0 C} = \frac{\omega_0 L}{\omega_0 C} = \frac{L}{C}.$$

Charakteristická impedance obvodu pak bude dána jednoduchým známým poměrem

$$X_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}. \quad [\Omega, \text{H}, \text{F}]$$

Jedním z nejdůležitějších parametrů rezonančního obvodu je *činitel jakosti* Q , který charakterizuje selektivnost obvodu. Je to pro sériový rezonanční obvod poměr mezi charakteristickou impedancí X_0 a sériovým rezonančním odporem R_s

$$Q = \frac{X_0}{R_s} = \frac{\omega_0 L}{R_s} = \frac{1}{\omega_0 C R_s}.$$

Pro paralelní rezonanční obvod je to poměr paralelního rezonančního odporu R_p a charakteristické impedance X_0

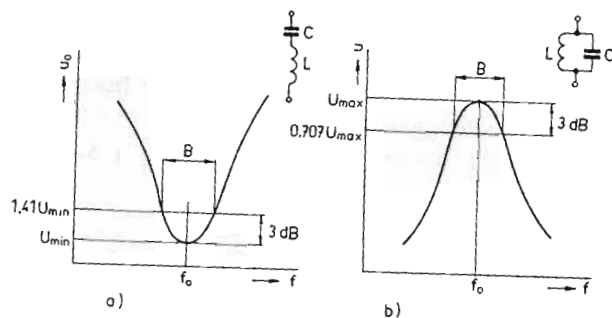
$$Q = \frac{R_p}{X_0} = \frac{R_p}{\omega_0 L} = \omega_0 C R_p.$$

Známe-li činitel jakosti kondenzátoru Q_C a činitel jakosti samotné cívky Q_L , bude výsledný činitel jakosti celého rezonančního obvodu dán vztahem

$$Q = \frac{Q_C \cdot Q_L}{Q_C + Q_L}.$$

Zpravidla však bývá Q_L mnohem nižší než Q_C a s převahou určuje celkový činitel jakosti obvodu Q .

Při buzení rezonančních obvodů střídavým signálem s kmitočtem f , který se mění v okolí rezonančního kmitočtu f_0 , se bude napětí na sériovém rezonančním obvodu měnit podle obr. 3.78a. Minimální napětí U_{min} je při rezonančním kmitočtu f_0 . Toto napětí se pro kmitočty lišící se od f_0 zvyšuje. Rozdíl kmitočtů, pro které toto napětí dosáhne hodnoty $\sqrt{2} U_{\text{min}} \doteq 1,41 U_{\text{min}}$, označíme B a nazýváme jej šíře propustného pásma rezonančního obvodu. U paralelního obvodu (viz obr.



Obr. 3.78. Propustné křivky rezonančních obvodů v okolí rezonančního kmitočtu f_0 při buzení konstantním proudem: a – sériový rezonanční obvod b – paralelní rezonanční obvod

obr. 3.78b) dosahuje při rezonanci napětí na rezonančním kmitočtu maxima $U_{\max}$. Šíře propustného pásma je rozdíl kmitočtů, na kterých poklesává toto napětí na hodnotu $U_{\max}/\sqrt{2} \approx 0,707 U_{\max}$.

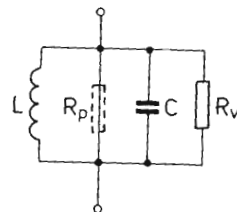
Vztah mezi činitelem jakosti Q a šířkou pásma B je poměr:

$$Q = \frac{f_0}{B}.$$

Činitel jakosti obvodu zatíženého vnějším zatěžovacím odporem R_v se nazývá zatížený činitel jakosti nebo také pracovní činitel jakosti. Tento činitel Q_z je vždy menší, než činitel jakosti nezatíženého obvodu, označovaný také Q_0 .

Vnější zatěžovací odpor R_v je v podstatě paralelně připojen k paralelnímu rezonančnímu odporu R_p (obr. 3.79). Tím dojde ke snížení tohoto odporu R_p na hodnotu R_p' :

$$R_p' = R_p \parallel R_v = \frac{R_p \cdot R_v}{R_p + R_v}.$$



Obr. 3.79. Paralelní rezonanční obvod, zatížený vnějším zatěžovacím odporem R_v . Odpor R_p je vlastní paralelní rezonanční odpor obvodu

Zatížený činitel jakosti obvodu Q_z pak bude

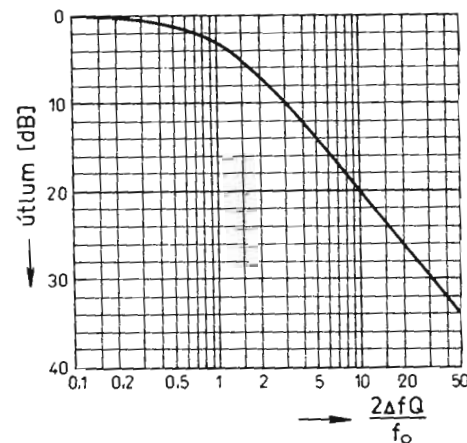
$$Q_z = Q_0 \frac{R_v}{R_p + R_v}.$$

Křivka selektivity paralelního rezonančního obvodu se vypočítá bod po bodu ze vztahu

$$A = \frac{U}{U_0} = \frac{1}{\sqrt{1 + (2Q\Delta f \cdot f_0^{-1})^2}},$$

kde Δf je kmitočtový odstup kmitočtu, pro který hodnotu křivky právě počítáme, od rezonančního kmitočtu obvodu. (Pro ty, kteří mají zálibu v počítání složitých rovnic, doporučujeme např. $f_0 = 3,6$ MHz, $Q = 100$ a $\Delta f = 5, 10, 15, 20$ atd. kHz.)

Z této rovnice je pro různé poměry $\Delta f/f_0$ vypočítaná i tzv. *zobecněná křivka selektivity* laděného obvodu (viz obr. 3.80), pomocí které je možné zjistit potlačení všech kmitočtů, ležících pod i nad rezonančním kmitočtem obvodu. Je velmi vhodná pro určení míry útlumu nežádoucích kmitočtů ležících kmitočtově mimo propustné pásmo laděného obvodu.



Obr. 3.80. Zobecněná křivka selektivity jednoduchého rezonančního obvodu s pracovním činitelem jakosti Q a rezonančním kmitočtem f_0

Příklad: O kolik bude proti pracovnímu kmitočtu potlačen pronikající mezifrekvenční kmitočet přijímače 9 MHz, má-li při pracovním kmitočtu $f_0 = 7,5$ MHz vstupní obvod přijímače zatížený činitel jakosti $Q_z = 120$?

Řešení: Nejprve určíme kmitočtový odstup $\Delta f = f - f_0 = 9 \text{ MHz} - 7,5 \text{ MHz} = 1,5$ MHz. Dále určíme podíl

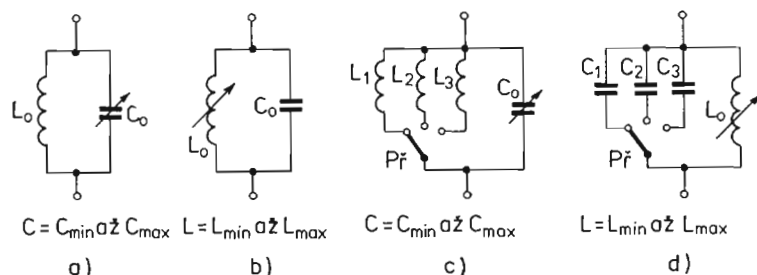
$$\frac{2Q\Delta f}{f_0} = \frac{2 \cdot 120 \cdot 1,5}{7,5} = 48.$$

Z grafu na obr. 3.80 odečteme pro tuto hodnotu potlačení cca 35 dB. V uvažovaném přijímači máme takové obvody dva a dohromady budou mf kmitočet potlačovat o $2 \cdot 35 = 70$ dB. Tato hodnota je už pro jednoduchý přijímač přijatelná.

Ladění obvodů LC

Ladění obvodu LC rozumíme plynulou změnu jeho rezonančního kmitočtu f_0 z hodnoty minimálního rezonančního kmitočtu $f_{\min}$ na hodnotu maximálního rezonančního kmitočtu $f_{\max}$.

Rezonanční kmitočet můžeme měnit plynulou změnou buď obvodové kapacity C_0 (obr. 3.81a), nebo plynulou změnou obvodové indukčnosti L_0 (obr. 3.81b). Větší změny kmitočtu (ale ne už plynulé) lze dosáhnout změnou obou prvků laděného obvodu (na obr. 81c–d je příklad takovéto změny zapojením obvodu pro přepínání pásem a ladění v nich).



Obr. 3.81. Způsoby ladění rezonančního obvodu změnou kapacity (a) nebo indukčnosti (b). Přepínání pásem volbou paralelních indukčností (c) nebo kapacit (d)

Při změně kmitočtu rezonančního obvodu laděním pomocí plynule proměnné kapacity C_0 platí pro okrajové kmitočty $f_{\min}$ a $f_{\max}$ a počáteční kapacitu $C_{\min}$ a konečnou $C_{\max}$ mezi těmito hodnotami poměr

$$\frac{C_{\max}}{C_{\min}} = \left(\frac{f_{\max}}{f_{\min}} \right)^2 = p^2,$$

kde p je poměr maximálního a minimálního kmitočtu pásma, které chceme přeladit. Určíme-li si pro přeladění potřebné pásmo, tj. určíme-li si krajní kmitočty $f_{\min}$ a $f_{\max}$, vypočítáme si poměr $p = f_{\max}/f_{\min}$ a budeme hledat pro jistou nejmenší počáteční kapacitu laděného obvodu $C_{\min}$ (danou konstrukcí obvodů, vlastními kapacitami připojených prvků, montáží atd.) potřebnou ladící kapacitu ΔC . Rozepíšeme předchozí vzorec

$$p^2 = \frac{C_{\max}}{C_{\min}} = \frac{\Delta C + C_{\min}}{C_{\min}}$$

a z tohoto vztahu vypíšeme výraz pro ladící kapacitu ΔC

$$\Delta C = (p^2 - 1) \cdot C_{\min}.$$

Z tohoto vztahu vidíme, že počáteční kapacita obvodu $C_{\min}$ je pro návrh obvodů a zvláště pro jejich realizaci velmi důležitá. Je složena z několika složek, ze kterých musíme udržet co nejmenší kapacitu montáže. V krátkovlnných obvodech se stěží podaří udržet kapacitu $C_{\min}$ menší než asi 20 pF, zpravidla je v rozmezí 30 až 70 pF. Nereálně odhadnutá počáteční kapacita $C_{\min}$ znemožní realizovat potřebné přeladění laděného obvodu.

Příklad: Paralelní rezonanční obvod LC máme přeladit v rozmezí kmitočtů $f_{\min} = 3,5$ MHz a $f_{\max} = 3,8$ MHz. Minimální kapacitu obvodu $C_{\min}$ složenou z počáteční kapacity ladícího varikapu, kapacity připojených obvodů, montážní kapacity, vlastní kapacity cívky a poloviční kapacity kapacitního trimru odhadneme na 60 pF. Máme zjistit, jaká bude potřebná změna kapacity ΔC na přeladění obvodu.

Řešení: Poměr okrajových kmitočtů p^2 bude

$$p^2 = \left(\frac{f_{\max}}{f_{\min}} \right)^2 = \left(\frac{3,8}{3,5} \right)^2 = 1,18,$$

podle vzorce pro ΔC bude potřebná změna ladící kapacity

$$\Delta C = (p^2 - 1) C_{\min} = (1,18 - 1) 60 = 11 \text{ pF}.$$

Vybereme si vhodný typ varikapu a určíme rozsah ladícího napětí. Minimální kapacitu $C_{\min}$ dostavíme trimrem.

Použijeme-li jako *ladicí kapacitu* otočný vzduchový kondenzátor se známou změnou kapacity ΔC a chceme-li mít pásmo přeladěno na celém rozsahu tohoto otočného kondenzátoru, budeme hledat potřebnou hodnotu $C_{\min}$ podle vztahu

$$C_{\min} = \frac{\Delta C}{p^2 - 1}.$$

Požadované pásmo se pak přeladuje pomocí celé změny kapacity ΔC tak, že kapacitě $C_{\max}$ obvodu odpovídá kmitočet $f_{\min}$, kapacitě $C_{\min}$ pak kmitočet $f_{\max}$. Hodnotu indukčnosti L obvodu určíme z tabulky konstant LC pro kmitočet $f_{\max}$ a kapacitu $C_{\min}$.

Při *ladění změnou indukčnosti*, tj. změnou indukčnosti mezi minimální hodnotou $L_{\min}$ a maximální hodnotou $L_{\max}$, se rovněž mění rezonanční kmitočet mezi $f_{\max}$ a $f_{\min}$. Platí obdobný vztah jako pro změnu kapacity

$$\frac{L_{\max}}{L_{\min}} = \left(\frac{f_{\max}}{f_{\min}}\right)^2 = p^2.$$

Potřebnou ladicí změnu indukčnosti ΔL při známém poměru přeladění kmitočetů určíme úpravou předchozího vztahu

$$p^2 = \frac{L_{\max}}{L_{\min}} = \frac{\Delta L + L_{\min}}{L_{\min}},$$

z toho bude potřebná změna

$$\Delta L = (p^2 - 1) \cdot L_{\min}.$$

Změnu indukčnosti dosahujeme u ladících cívkových sestav zpravidla tak, že se vhodným mechanismem přes šroubový převod zasouvá a vysouvá ladící feritové jádro cívky. Pro tento účel se používají válcová feritová jádra poměrně velkých průměrů. Nejznámějším provedením je ladící agregát většiny autorádií, ve kterých se mu dává přednost před laděním otočným kondenzátorem, který je na rozdíl od cívkového agregátu málo odolný proti otřesům.

Při *přepínání pásem* podle obr. 3.81c–d se obvody pro jednotlivá

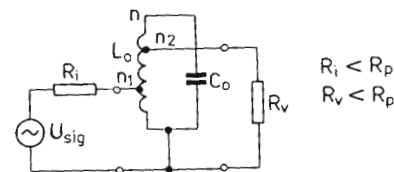
pásmo vypočítají podle stejných vztahů. Z hlediska stejné účinnosti a dosažení reálných hodnot součinitele jakosti Q se snažíme, aby se na všech pásmech příliš od sebe nelišila charakteristická impedance obvodu

$$Z = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

čili se snažíme zachovat pokud možno konstantní poměr L/C .
Poznámka: Konstruktorům krátkovlnných amatérských zařízení se tento požadavek zpravidla nedaří plnit na okrajových pásmech 28 MHz a 1, 75 MHz. Dochází zde k poklesům citlivosti přijímací cesty, resp. k poklesu výkonu zesilovačů vysílačů.

Vazba zdroje signálu na laděný obvod

Na obr. 3.82 je vazba zdroje signálu o vnitřním odporu R_i (zpravidla to je anténní kabel o impedanci 50 až 75 ohmů, generátor či budič stupeň vysílače) na odbočku cívky jednoduchého rezonančního obvodu $L_0 C_0$. Tato tzv. *autotransformátorová vazba* je provedena připojením zdroje signálu na odbočku cívky, vytvořenou po n_1 závitěch. Celkový počet závitů cívky je n .



Obr. 3.82. Vazba zdroje signálu a zátěže na odbočky rezonančního obvodu

Zatěžovací odpor R_z (např. vstupní obvod zesilovače) je připojen na odbočku n_2 . Při výpočtu odboček postupujeme podle úvahy o zařazení laděného obvodu do signálové cesty, tj. z hlediska jaké funkce jej v daném místě zapojení potřebujeme. Zvažujeme dva možné případy:

a) Laděný obvod, na kterém chceme mít malou ztrátu výkonu signálu (je to např. vstupní obvod přijímače, výstupní obvody vysílačů, obvody budičů koncových stupňů apod.), musí mít velký nezatížený činitel jakosti Q_0 a musí být vstupním a výstupním odporem zatížen na nízký zatížený činitel jakosti Q_z (5krát i vícekrát nižší než je Q_0). Přitom logicky nemá valný smysl klást na takto utlumený obvod požadavek na selektivitu, neboť širší pásma bude veliká.

b) Laděný obvod, který má být naopak selektivní, nesmí být příliš zatížen, ale přenos výkonu tímto obvodem bude velmi ztrátový. Musíme v tomto případě počítat s tím, že obvod bude mít velký vložný útlum. Činitel jakosti naprázdno musí zatížením poklesnout co možná nejméně, nanejvýš na polovinu. Při poklesu zatíženého činitele jakosti Q_z až na hodnotu $0,5 Q_0$ bude mít vložný útlum hodnotu 6 dB. Pro obvody tohoto typu se konstrukcí obvodu snažíme dosáhnout co nejvyšší možné Q_0 .

Pro oba uvedené případy platí podmínka, že vnější odpory zdroje signálu a zátěže musí rezonanční obvod zatížit zcela rovnoměrně, je to podmínka maximálního přenosu energie přes laděný obvod (při zvoleném poměru Q_0/Q_z).

Odpor zdroje signálu R_i se transformuje z odbočky n_1 laděného obvodu na horní konec cívky (na n -tý závit) jako vyšší hodnota R_i' :

$$R_i' = \left(\frac{n}{n_1}\right)^2 \cdot R_i.$$

Odpor zátěže R_z se transformuje z odbočky n_2 na horní konec cívky (n -tý závit) jako vyšší hodnota R_z' :

$$R_z' = \left(\frac{n}{n_2}\right)^2 \cdot R_z.$$

Výše uvedená podmínka rovnoměrného zatížení laděného obvodu transformovanými odpory R_i' a R_z' bude znamenat

$$\begin{aligned} R_i' &= R_z', \\ \left(\frac{n}{n_1}\right)^2 \cdot R_i &= \left(\frac{n}{n_2}\right)^2 \cdot R_z, \\ \frac{n_2}{n_1} &= \sqrt{\frac{R_i}{R_z}} \end{aligned}$$

tj. poměr závitů odboček n_1 a n_2 odpovídá odmocnině poměru odporů k nim připojených. Zbývá ještě určit alespoň jednu z obou těchto odboček. Při tom vyjdeme opět z podmínky rovnoměrného zatížení obvodu jak vstupním, tak i zatěžovacím odporem $R_i' = R_z'$. Oba tyto odpory se na horním konci obvodu jeví jako dva stejné paralelně spojené odpory o velikosti dohromady $0,5 R_i'$. Vlastní rezonanční odpor laděného obvodu naprázdno R_p je dán činitelem jakosti cívky, tj. je do výpočtu pevně zadán. K němu připojujeme paralelně oba transformované odpory o celkové hodnotě $0,5 R_i'$ a tím se jeho hodnota sníží na hodnotu *zatíženého rezonančního odporu* R_{pz} :

$$R_{pz} = R_p \parallel 0,5 \cdot R_i'.$$

Podle pravidel o paralelním spojení odporů platí

$$\frac{1}{R_{pz}} = \frac{1}{R_p} + 2 \frac{1}{R_i'}.$$

Do tohoto celkem běžného vztahu nyní dosadíme vztahy, které jsme si odvodili předtím: $R_{pz} = Q_z \cdot \omega L$, $R_p = Q_0 \cdot \omega L$ a R_i' bude dán transformací R_i přes poměr závitů n/n_1 . Po pracné matematické úpravě zjistíme, že s dostatečnou přesností lze odbočku pro připojení vstupu volit na závit n_1 , daném vzorcem

$$n_1 = n \sqrt{\frac{R_i(Q_0 - Q_z)}{2\omega L Q_0 Q_z}}.$$

Odbočku n_2 odvodíme už rychle z vpředu uvedeného vztahu o poměru odporů a závitů odboček

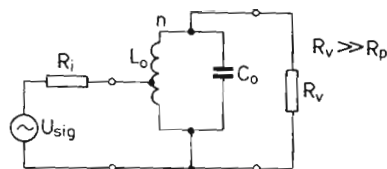
$$n_2 = n_1 \cdot \sqrt{\frac{R_i}{R_z}}$$

nebo ji zájemci, kteří mají smysl pro přesnost, mohou odvodit stejně, jako vztah pro n_1 , dosadí-li do úvodu výpočtu $0,5 R_z$. Bude potom

$$n_2 = n \sqrt{\frac{R_i(Q_0 - Q_z)}{2\omega L Q_0 Q_z}}.$$

Poznámka: Uvedené vzorce platí pro běžně v praxi plněnou podmínku, že R_i a R_z jsou menší než $R_p = Q_0 \omega L$.

V zapojení obvodů, které používají jako zátěž laděného obvodu pr-



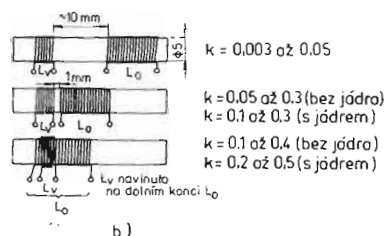
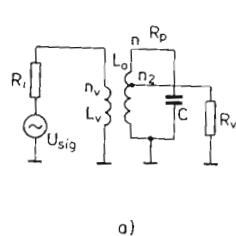
Obr. 3.83. Vazba zdroje signálu na rezonanční obvod při velmi vysokém zatěžovacím odporu R_v

vek s vysokým vstupním odporem R_v , mnohem větším, než je rezonanční odpor obvodu R_p (např. vstupní odpor tranzistoru typu FET nebo elektronky), zapojíme tuto zátěž na celý rezonanční obvod a odbočku n_1 vypočítáme pouze pro vliv zátěže R_v , viz obr. 3.83:

$$n_1 = n \sqrt{\frac{R_i(Q_0 - Q_z)}{\omega L Q_0 Q_z}} \quad \text{pro } R_v \gg R_p.$$

Jiný způsob vazby vstupu na laděný obvod je tzv. *induktivní vazba* (obr. 3.84). Pro počet vazebních závitů platí vzorec

$$n_v = \frac{n}{k} \sqrt{\frac{R_i(Q_0 - Q_z)}{2\omega L Q_0 Q_z}}.$$



Obr. 3.84. Induktivní vazba zdroje signálu na rezonanční obvod (a) a přibližné koeficienty vazby pro různé vzdálenosti vazební a rezonanční cívky obvodu

Zapojení takto vázaného obvodu je elektricky shodné s obvodem na obr. 3.82, jen počet vazebních závitů je ve srovnání s odbočkou n_1 $1/k$ krát vyšší, při čemž k je tzv. *koeficient vazby*. Tento koeficient vazby je závislý na vzájemné vzdálenosti vazební cívky L_v a cívky rezonančního obvodu L_0 , přesně řečeno na jejich vzájemné indukčnosti

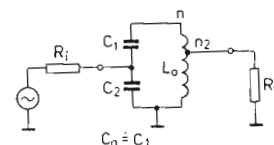
$$k = \frac{M}{\sqrt{(L_v L_0)}},$$

kde M je vzájemná indukčnost mezi cívkami L_v a L_0 (viz stať o indukčnostech).

Příklady velikosti koeficientu vazby pro některé typické vzájemné polohy vazební cívky L_v a cívky rezonančního obvodu L_0 jsou dány v části b obr. 3.84. Dále pro feritové toroidy je možné očekávat koeficient vazby $k=0,8$, pro feritová hrncová jádra pak až $k=0,95$.

Na obr. 3.85 je znázorněna *kapacitní proudová vazba* zdroje signálu na obvod LC. Vazbu určujeme opět volbou pracovní šíře pásma obvodu a z ní vyplývající hodnoty Q_z , při známém Q_0 . Velikost vazebního kondenzátoru C_2 je dána vztahem

$$C_2 = C_1 \sqrt{\frac{2\omega L Q_0 Q_z}{R_i(Q_0 - Q_z)}}.$$



Obr. 3.85. Kapacitní proudová vazba signálu na laděný obvod

Při výpočtu tohoto obvodu použijeme jako hodnotu rezonanční kapacity $C_0 = C_1$. Vzniklá chyba je skoro vždy zanedbatelná. Odbočku n_2 opět určíme podobně jako u zapojení na obr. 3.82.

Ve vzorcích pro výpočet odboček nebo počtu vazebních závitů se vždy vyskytují vztahy mezi činitelem jakosti Q_0 nezátěženého obvodu a činitelem jakosti Q_z zatíženého obvodu. V úvodu rozboru vazeb laděných obvodů jsme si rozdělili obvody podle použití do dvou skupin a nyní si obou parametrů Q_0 a Q_z všimneme z této stránky.

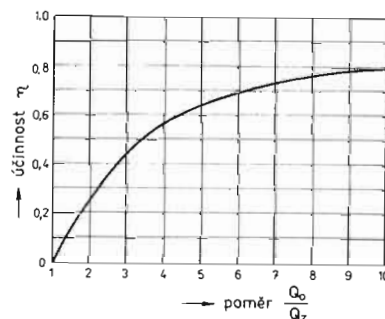
Činitel jakosti Q_0 je, jak jsme si v příslušné pasáži u popisu indukčnosti odvodili, dán především konstrukcí cívky obvodu a činitelem jakosti kondenzátoru. Převažující vliv má činitel jakosti cívky. Pro kvalitní dlouhovlnné, středovlnné a krátkovlnné cívky a pečlivě zhotovené obvody na VKV dosahuje hodnoty 100 až 300, ale u speciálních obvodů (koaxiální, helical apod.) i více. Miniaturní cívky, běžně používané v AM a FM přijímačích, však často mají Q_0 menší než 100.

Poměr Q_0/Q_z , tj. míru snížení činitele jakosti Q_0 zatížením obvodu na pracovní hodnotu Q_z , volíme podle požadované účinnosti přenosu

energie laděným obvodem a podle šíře pásma B . Závislost účinnosti přenosu energie na tomto poměru je vynesena na grafu na obr. 3.86. Účinnost η je dána vztahem

$$\eta = \frac{P}{P_{\max}} = \left(1 - \frac{Q_z}{Q_0}\right)^2.$$

Pro obvody s maximálním přenosem výkonu bez ohledu na šíři pásma volíme $Q_0/Q_z = 5$ i více. Pro obvody, u kterých požadujeme jako hlavní parametr selektivitu, pak je $Q_0/Q_z \leq 2$. Šíře pásma zatíženého obvodu bude, jak jsme si ostatně uvedli už dříve, $B = f_0/Q_z$. Vazba obvodů „na poloviční Q “, tj. $Q_0/Q_z = 2$ má podle grafu na obr. 3.86 účinnost $\eta = 0,25$, tj. vložný útlum bude 6 dB. Vazbám obvodů s poměrem Q_0/Q_z mnohem menším než 2 říkáme volné vazby. Co do účinnosti jsou dost ztrátové a tak je používáme jen u rezonančních obvodů, které jsou zatíženy jen nepatrně, neboť jako zátěž mají obvody s velmi vysokým vstupním odporem (tranzistor FET, elektronka) a o přenos výkonu u nich nejde. Navíc lze při zvyšování vazebního poměru n/n_1 dosáhnout i „nakmitání“ napětí signálu na vysoké impedanci obvodu. Tohoto jevu se využívalo u přijímačů starší koncepce s elektronkami pod názvem „napěťová vazba“.

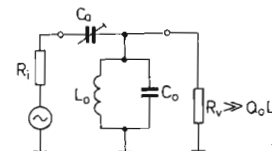


Obr. 3.86. Účinnost přenosu jednoduchého rezonančního obvodu v závislosti na poměru Q_0/Q_z

Jedním z příkladů takovéto volné vazby je tzv. *kapacitní napěťová vazba* vstupního obvodu na laděný obvod (obr. 3.87). Tato vazba je vhodná jako vysokoimpedanční vazba pro navázání např. drátové nebo prutové antény apod. Velikost vazební kapacity C_a se určí ze vzorce

$$C_a = \sqrt{\frac{p_a C}{2\pi f_0 R_i Q_0}},$$

kde činitel p_a udává hodnotu snížení nezatíženého činitele jakosti Q_0 v procentech. Při $p_a = 0,1$ zamýšlíme vazbou snížit Q_0 o 10 % atp. Zpravidla volíme $p_a = 0,1$ až 0,3, při čemž nižší hodnota odpovídá volnější vazbě.



Obr. 3.87. Kapacitní napěťová vazba zdroje signálu na rezonanční obvod

Opakem volné vazby je tzv. „těsná vazba“, což je pojem pro všechny vazby výše uvedených obvodů, kde poměr $Q_0/Q_z > 2$, tj. jejichž vložný útlum je menší než 6 dB. Opět viz obr. 3.86.

Shrme-li si vztahy při volných a těsných vazbách, lze říci, že při volných vazbách je vložný útlum obvodu velký a naopak při těsných malý. U volných vazeb se obtížně dosahuje výkonového přizpůsobení, u těsných zase nelze dosáhnout dostatečné selektivity obvodů. Proto u moderních zařízení oba požadavky systémově odlišujeme. Mezi stupni používáme těsné vazby a dobré výkonové přizpůsobení (u přijímačů lze tak bez obtíží dosáhnout nízké šumové číslo a dobrou odolnost proti křížové modulaci a intermodulaci, u vysílačů pak dobré účinnosti stupňů a opět malé intermodulace) a požadavek selektivity soustředíme do jednoho či dvou speciálně konstruovaných prvků, tzv. *obvodů soustředěné selektivity* (krystalový, keramický, mechanický nebo kvalitní LC filtr). Toto systémové rozlišení jde tak daleko, že jako vazebních obvodů některé velmi moderní konstrukce používají širokopásmových transformátorů s účinností skoro rovnou 1 a k tomu třeba deset filtrů se soustředěnou selektivitou, vyrobených v pevné fázi (např. keramických). Rozumný konstruktér se zamyslí, nerozumný okopíruje. Podpoříme rozumné konstruktéry s poznámkou, že nic není zadarmo a nemyslí se tím jen peníze.

Vlastní hodnoty rezonančních prvků L_0 a C_0 u všech jednoduchých laděných obvodů volíme pomocí tabulky konstant LC (tab. 3.7), tj.

vyhledáváme hodnotu konstanty pro požadovaný kmitočet. Pro určení dvou neznámých prvků (L_0 a C_0) však potřebujeme ještě další údaj. Zpravidla volíme buď širší pásma, účinnost nebo přímo charakteristickou impedanci obvodu. U obvodu selektivních volíme širší pásma B a takovou hodnotu L , u které jsme schopni realizovat požadované $Q_0 \geq Q_z$, při čemž $Q_z = f_0/B$. Je to tedy výrazně konstrukční problém a nebojme se jít i na relativně malé indukčnosti, bude-li jejich Q_0 vysoké. Totéž platí i v tom případě, bude-li sledovaným parametrem laděného obvodu účinnost – opět použijeme indukčnost L , při které dosáhneme maximální hodnotu Q_0 .

Složitější situace nastává u vícepásmových zařízení, kde musíme zvolit charakteristickou impedanci obvodu pokud možno na všech pásmech stejnou, neboť při konstantním realizovatelném činiteli jakosti zaručuje stejné podmínky pro zesílení signálu.

Na závěr rozboru vlastností jednoduchých laděných obvodů si uveďme příklad číselných vztahů pro obvod, použitelný na vstupu přijímače pro pásmo 80 metrů.

Příklad: Máme vypočítat obvod podle obr. 3.85 pro kmitočet $f_0 = 3,6$ MHz, u cívky předpokládáme realizovatelné $Q_0 = 150$, rezonanční odpor $R_p = 75$ k Ω . Šíře pásma není rozhodující, zkontrolujeme ji až na konci výpočtu. Účinnost volíme $\eta = 0,5$ (odpovídá vloženému útlumu 3 dB). Impedance zdroje signálu bude $R_s = 75$ Ω (impedance anténního přívodu), odpor zátěže $R_z = 1$ k Ω (vstup tranzistorového zesilovače).

Řešení: Konstanta LC má pro kmitočet 3,6 MHz hodnotu $(LC)_{3,6} = 1\,954 \cdot 10^{-18}$. Charakteristická impedance obvodu X_0 bude

$$X_0 = \frac{R_p}{Q_0} \frac{75\,000}{150} = 500 \, \Omega.$$

Charakteristická impedance $X_0 = \sqrt{L_0 C_0}$, tj.

$$\sqrt{\frac{L_0}{C_0}} = 500 \, \Omega$$

a za L_0 v této rovnici dosadíme hodnotu z konstanty LC:

$$L_0 C_0 = 1\,954 \cdot 10^{-18}, \text{ tj. } L_0 = \frac{1,954 \cdot 10^{-18}}{C_0},$$

což po úpravě dá hodnotu:

$$C_0 = \frac{\sqrt{(1,954 \cdot 10^{-18})}}{500} = \frac{4,42 \cdot 10^{-8}}{500} = 88,5 \text{ pF.}$$

Tuto hodnotu dosadíme do výrazu pro L_0 (viz výše):

$$L_0 = \frac{1,954 \cdot 10^{-18}}{C_0} = \frac{1\,954 \cdot 10^{-18}}{88,5 \cdot 10^{-12}} = 22 \, \mu\text{H.}$$

Z grafu na obr. 3.86 určíme pro zadanou účinnost $\eta = 0,5$ velikost poměru $Q_0/Q_z = 3,5$. Činitel jakosti zatíženého laděného obvodu $L_0 C_0$ bude

$$Q_z = \frac{Q_0}{3,5} = 43.$$

Kondenzátor kapacitního děliče C_1 položíme roven rezonanční hodnotě C_0 (nepatrná chyba se doladí) a vypočítáme vazební kapacitu

$$C_2 = C_0 \sqrt{\frac{2\omega L_0 Q_0 Q_z}{R_s(Q_0 - Q_z)}} = 2\,500 \text{ pF.}$$

Pro indukčnost $L_0 = 22 \mu\text{H}$ použijeme feritový toroid o konstantě $A_L = 40$ nH/záv². Cívka L_0 bude mít na něm navinuto n závitů

$$n = \sqrt{\frac{L_0}{A_L}} = \sqrt{\frac{22 \cdot 10^{-3}}{40}} = 55 \text{ závitů.}$$

Odbočka pro připojení zátěže je na závitě n_2 :

$$n_2 = n \cdot n \sqrt{\frac{R_s Q_0 - Q_0 Q_z}{2 L_0 Q_0 Q_z}} = 55 \cdot 0,13 \approx 6 \text{ závitů.}$$

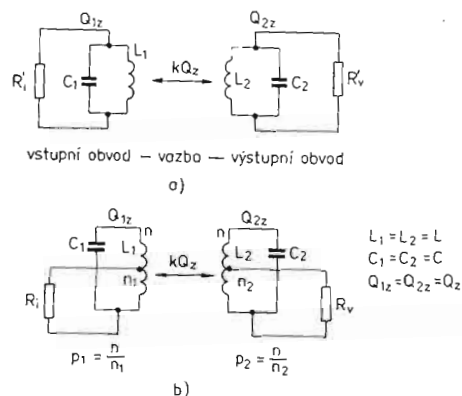
Šíře pásma zatíženého obvodu bude pro pokles boků křivky o 3 dB rovna poměru

$$B_z = f_0/Q_z = 3\,600/43 = 80 \text{ kHz.}$$

Pásmové propusti

Vážeme-li na sebe dva rezonanční obvody $L_1 C_1$ a $L_2 C_2$ (při čemž předpokládáme $L_1 = L_2$ a $C_1 = C_2$) s činiteli jakosti Q_1 a Q_2 , naladěné na stejný rezonanční kmitočet f_0 , vznikne tzv. *pásmová propust* (obr. 3.88a). První rezonanční obvod je navázán na zdroj signálu s vnitřním odporem R_s , druhý rezonanční obvod je zatížen vstupním odporem následujícího stupně (nahrazeným odporem R_z). Touto oboustrannou zátěží jsou oba rezonanční obvody utlumeny na hodnotu zatížených

činitelů jakosti Q_{1z} a Q_{2z} . Pro jednoduchost následujících úvah předpokládáme v dobré shodě s praxí, že $Q_{1z} = Q_{2z}$ (viz obr. 3.88b).



Obr. 3.88. Rozdělení funkčních částí pásmové propusti na vstupní a výstupní obvod a prvek zprostředkující vazbu (a). Dosažení potřebné hodnoty Q_z docílíme zatížením obvodů pomocí R_1 a R_v .

Požadovanou hodnotu pracovního činitele jakosti Q_{1z} dosáhneme působením transformovaného vstupního odporu R_1 na celý obvod, tj. hodnotou R_1' :

$$R_1' = \left(\frac{n}{n_1}\right)^2 R_1,$$

kde n je počet závitů primární cívky propusti, tj. cívky vstupního obvodu a n_1 je počet závitů odbočky. Tento počet závitů určíme (podobně jako u jednoduchého rezonančního obvodu) pomocí vztahu

$$n_1 = n \sqrt{\frac{R_1(Q_0 - Q_z)}{\omega L Q_0 Q_z}}.$$

K odbočce sekundární cívky propusti, tj. cívky výstupního obvodu, je připojen výstupní odpor R_v , který opět transformován poměrem závitů n/n_2 na hodnotu R_v' sníží činitel jakosti sekundárního obvodu na hodnotu Q_{2z} . Počet závitů odbočky n_2 je dán obdobně

$$n_2 = n \sqrt{\frac{R_v(Q_0 - Q_z)}{\omega L Q_0 Q_z}}.$$

V obou rovnicích je ω kruhový kmitočet ($\omega = 2\pi f_0$). Primární a sekundární obvod pásmové propusti jsou vázány buď elektrickou nebo magnetickou vazbou (přenosem signálu).

Při *elektrické vazbě* je část vf signálu z buzeného primárního rezonančního obvodu vedena pomocí vazebního prvku (kapacity nebo indukčnosti) do sekundárního obvodu a tento obvod je tímto vazebním signálem buzen, mezi obvody se přenáší výkon signálu.

Při *magnetické vazbě* jsou oba rezonanční obvody vázány společně sdílenou částí magnetického pole cívek, část silokřivek magnetického pole buzené primární cívky prochází i cívkou sekundární a budí v ní sekundární signál.

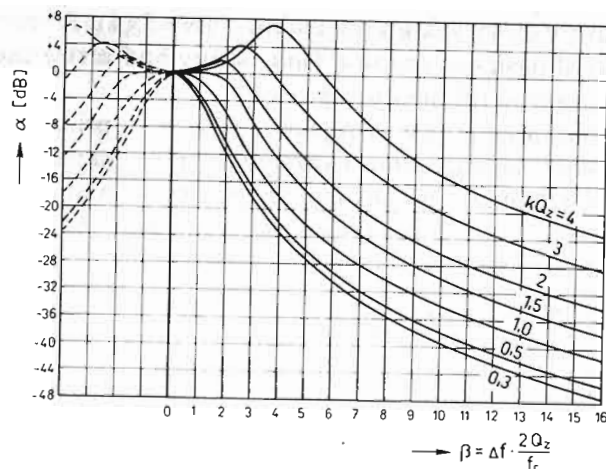
U elektrických vazeb rozeznáváme vazby *napětové* (vysokoimpedanční) a *proudové* (nízkoimpedanční). Podle zprostředkujícího (vazebního) prvku je dělíme na kapacitní a induktivní. U magnetických vazeb je přenos energie mezi primární a sekundární cívkou propusti zprostředkován jejich vzájemnou indukčností M , která je vytvořena navázáním celých cívek, jejich částí nebo zvláštním vazebním vinutím (tzv. linkovou vazbou).

Míru vazby (tj. signálového svázání primárního a sekundárního okruhu) vyjadřujeme tzv. *koefficientem vazby*. Nejvyšší přenos výkonu přes pásmovou propust je možné dosáhnout při tzv. *kritické vazbě*. Při této vazbě je koeficient vazby roven

$$k_{\text{krit}} = \frac{1}{Q_z}.$$

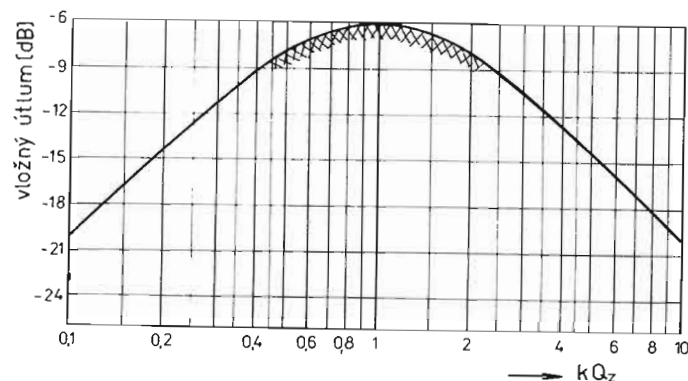
Průběh propustného pásma pásmové propusti má jedno maximum pro všechny koeficienty vazby $k < k_{\text{krit}}$. Pro koeficienty vazby $k > k_{\text{krit}}$ se křivka zplošťuje a rozděluje na dva vrcholy. Na obr. 3.89 jsou *zobecněné křivky selektivity* pásmové propusti, které se liší od sebe stupněm vazby k ve vztahu k součiniteli jakosti Q_z . Pro kritickou vazbu platí $kQ_z = 1$. Křivky propustnosti, které mají kQ_z menší než 1, charakterizují tzv. *podkritickou vazbu*. Šířka pásma (měřená pro pokles -3 nebo -6 dB) je o něco menší než při kritické vazbě, ale vložný útlum pásmové propusti je o dost vyšší.

Propustné křivky s kQ_z větším než 1 odpovídají tzv. *nadkritické vazbě*, při které je širší pásma větší než u kritické vazby, ale na propustné



Obr. 3.89. Obecné křivky selektivnosti pásmových propustí v závislosti na stupni vazby

charakteristice se postupně se zvyšujícím se stupněm vazby objevuje na kmitočtu f_0 sedlo. Kmitočtově o něco výše a níže než je f_0 se objeví dvě maxima, která se s rostoucí hodnotou kQ_z od sebe vzdalují. Vložený útlum na rezonančním kmitočtu f_0 opět poněkud roste, ale na obou maximech je v podstatě zachován (obr. 3.90).



Obr. 3.90. Vložený útlum pásmových propustí v závislosti na stupni vazby

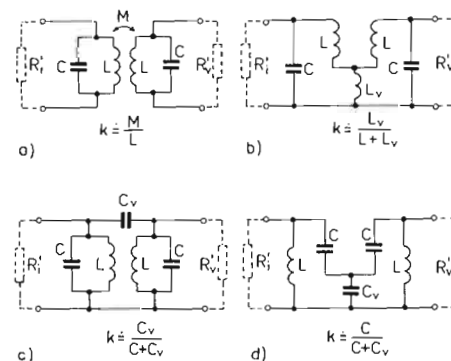
Položíme-li si jako podmínku nerovnosti kmitočtové charakteristiky v propustném pásmu změnu menší nebo rovnou 3 dB (pokles na cca 70 % výstupního napětí z propusti), pak pro radiokomunikační účely mají smysl pásmové propusti s kQ_z

$$0,4 < kQ_z < 3.$$

Tyto hodnoty kQ_z odpovídají vloženému útlumu mezi 6 až 9 dB (na obr. 3.90 jsou vyšrafovány). Zobecněná propustná charakteristika na obr. 3.90 má jako nezávisle proměnnou kmitočtový odstup Δf normovaný podílem $2Q_z/f_0$, který označujeme β .

Pásmové propusti můžeme realizovat některým z následujících způsobů, znázorněných na obr. 3.91a–d. Na obrázcích jsou přímo poznamenány vztahy pro určení vazebních prvků pro určitou potřebnou hodnotu k .

Obvodové prvky LC pásmových propustí určujeme na základě stejných postupů, jako tomu je u jednoduchých laděných obvodů. Pro určení hodnot kapacit a indukčností opět použijeme tabulku konstant LC.



Obr. 3.91. Realizace vazeb pásmových propustí:

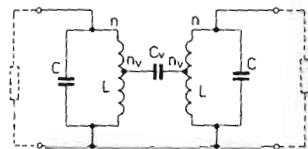
- a – vazba obvodů vzájemnou indukčností,
- b – indukční proudová vazba,
- c – kapacitní napěťová vazba,
- d – kapacitní proudová vazba

U obvodu obr. 3.91c může někdy vyjít hodnota vazební kapacity C_v nerealizovatelně malá. Pro tento případ je možné zapojit tuto vazební kapacitu na odbočky n_1 vinutí cívek pásmové propusti L_1 a L_2 . Velikost nové kapacity C_v' se určí přepočtem původně vypočítané kapacity C_v podle vzorce

$$C_v' = C_v \left(\frac{n}{n_v} \right)^2.$$

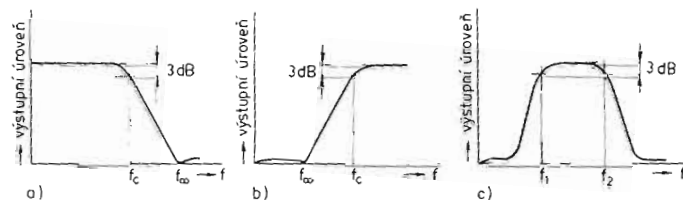
Zapojení takto upravené vazby je na obr. 3.92.

Obr. 3.92. Kapacitní napěťová vazba pásmové propusti z odboček vinutí cívek



Pásmové filtry

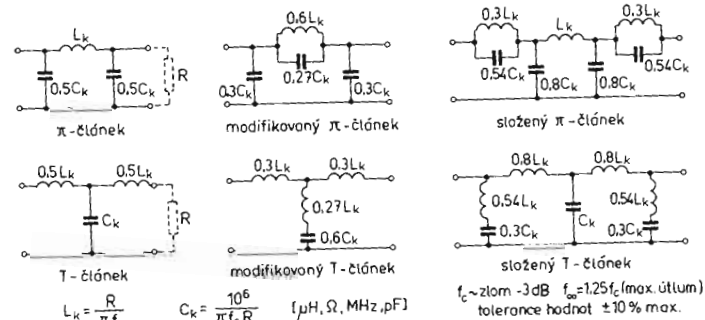
V moderní nízkoimpedanční technice je nezbytné používat i kvalitní filtry a tak dosáhnout dostatečného potlačení nežádoucích vyzařování nebo příjmů. Pásmové filtry rozdělujeme podle průběhu propustné charakteristiky na dolnofrekvenční propusti, hornofrekvenční propusti a pásmové propusti. Propustné charakteristiky jsou na obr. 3.93.



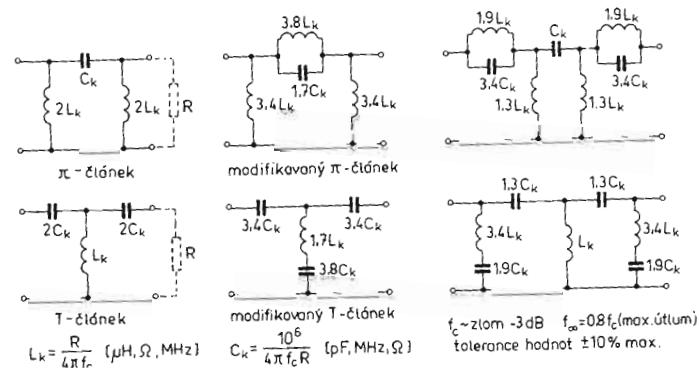
Obr. 3.93. Kmitočtové charakteristiky dolnofrekvenční propusti (a), hornofrekvenční propusti (b) a pásmové propusti (c)

Dále uvedené *dolnofrekvenční propusti* propouštějí všechny kmitočty nižší než zlomový kmitočet f_c a na kmitočtu $f_\infty = 1,25f_c$ mají maximální útlum. *Hornofrekvenční propusti* propouštějí všechny kmitočty nad zlomový kmitočet f_c a maximální útlum mají pro kmitočet $0,8f_c$. Pásmové propusti dále uvedené propouštějí všechny kmitočty vyšší než f_1 a nižší než f_2 .

Všechny na obrázcích zobrazené obvody musí být při funkci z obou stran zatíženy čistě ohmickým odporem R , tj. musí být zapojeny mezi obvody, které mají zvolenou charakteristickou impedanci v celém pracovním pásmu kmitočtů. Hodnota R se předpokládá v rozsahu 50 až 300 ohmů.



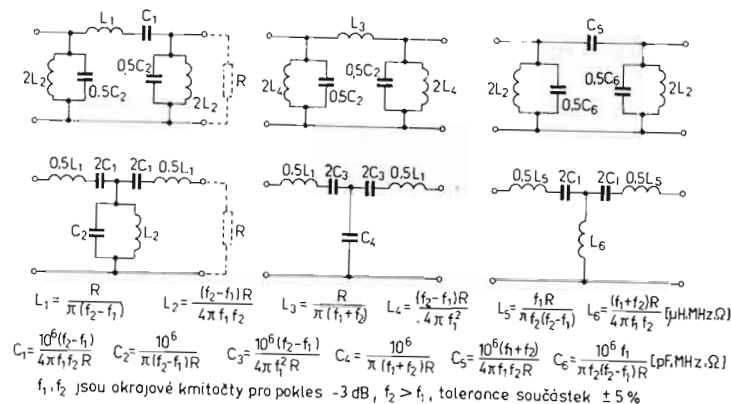
Obr. 3.94. Schéma zapojení dolnofrekvenčních propustí



Obr. 3.95. Schéma zapojení hornofrekvenčních propustí

Zapojení propustí všech tří typů jsou na obr. 3.94, obr. 3.95 a obr. 3.96. Na uvedených obrázcích jsou uvedeny i všechny vstupní hodnoty nutné pro výpočty. Vzhledem k velmi těsné vazbě mají všechny

uvedené obvody velmi malý vložný útlum (u realizovaných vzorků pod hodnotu 2 dB).



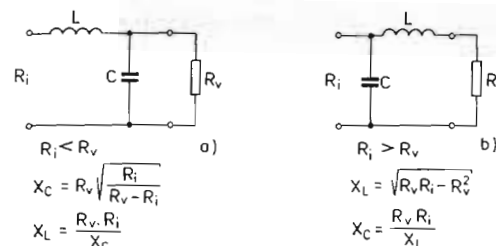
Obr. 3.96. Schéma pásmových propustí pro impedance 50–300 ohmů

Přizpůsobovací členy tvaru L

Na obr. 3.97 jsou dva typy tzv. *článku L*, které je možné použít pro přizpůsobení obvodu s výstupní impedancí rozdílnou od vstupní impedance následujícího stupně. Tyto články jsou velmi vhodné především pro vysílací obvody, neboť mají velmi malý vložný útlum. Pro přijímací obvody vadí poněkud nesymetrický průběh propustného pásma a malá selektivita. Vzhledem k šíři propustného pásma je v rozsahu amatérských pásem zpravidla potřeba jen malé doladění. Zpravidla část kapacity volíme jako otočný kondenzátor.

Na obr. 3.97a je zapojení článku *L*, který přizpůsobuje nižší vstupní impedanci R_i na vyšší výstupní impedanci R_v . Údaje pro výpočet prvků tohoto obvodu jsou uvedeny na obrázku. Hodnoty L a C určíme přepočtem z reaktancí X_L a X_C pro uvažovaný pracovní kmitočet f_0 (viz obr. 3.66a a 3.65).

Na obr. 3.97b je zapojení článku *L*, který přizpůsobuje vysokou vstupní impedanci R_i na nízkou výstupní impedanci R_v .



Obr. 3.97. Přizpůsobovací články L

Literatura

- [1] Uhř, Slípka: Polovodičové impulsové a spínací obvody. SNTL, Praha 1976.
- [2] Sedláček a kol.: Amatérská radiotechnika. Naše vojsko, Praha 1953.
- [3] Dufek, Mikulec: Příklady z teoretické elektrotechniky. SNTL, Praha 1959.
- [4] Rudolf Major: Krátkovlnné sdělovací přijímače. SNTL, Praha 1957.
- [5] Daneš a kol.: Amatérská radiotechnika a elektrotechnika, I. díl. Naše vojsko, Praha 1984.
- [6] Bednařík a kol.: Radiotechnická příručka I., II. Práce, Praha 1972.
- [7] Nečásek, Janeček, Rambousek: Elektronické a elektroakustické součástky. SNTL, Praha 1980.
- [8] Telefunken AG: Radiotechnická příručka I–V. SNTL, Bratislava 1967.
- [9] Klímek, Zíka: Polovodičové součástky. SNTL, Praha 1977.
- [10] Stránský a kol.: Polovodičová technika I. a II. SNTL/ALFA, Praha 1981.
- [11] ARRL Staff: The Radio Amateur's Handbook. ARRL, West Hartford, Conn., USA, 1983.
- [12] Bičík a kol.: Katalog elektronických součástek, konstrukčních dílů, bloků a přístrojů. TESLA ELTOS, Praha 1983–84.
- [13] Beneš, Černý, Žalud: Tranzistory řízené elektrickým polem. SNTL, Praha 1972.

- [14] *Moerder, Henke*: Praktické výpočty v tranzistorové technice. SNTL, Praha 1978.
- [15] *Dragoun, Šmirous*: Polovodiče. SNTL, Praha 1962.
- [16] *Obrjunov a kol.*: Obvody s tunelovými diodami. SNTL, Praha 1969.
- [17] *Slípka, Šmaha*: Zobrazovací prvky a jejich elektronické obvody. SNTL, Praha 1977.
- [18] *Pokorný, Jelínek, Kieslich*: Gunnovy diody a lavinové diody. SNTL, Praha 1974.
- [19] *Faktor a kol.*: Transformátory a laděné cívky pro sdělovací techniku. SNTL, Praha 1968.
- [20] *K. H. Schubert*: Amateurfunk. Militärverlag, Berlin 1978.
- [21] *Forejt, Hudec*: Grafická elektronika. SNTL, Praha 1968.
- [22] *Navrátil*: Amatérské krátkovlnné přijímače. Naše vojsko, Praha 1969.
- [23] *Čermák, Navrátil*: Tranzistorová technika. SNTL, Praha 1967.
- [24] *Vašíček*: Typizované napájecí transformátory a vyhlazovací tlumivky. SNTL, Praha 1975.
- [25] *Kozumpík*: Chemické zdroje proudu ve sdělovací technice. NADAS, Praha 1981.

KMITOČTOVÁ MODULACE

Základní poznatky o kmitočtové modulaci Spektrální rovnice amplitudové a kmitočtové modulace

Z ryze technického hlediska lze zařízení pracující s kmitočtovou modulací považovat za nejjednodušší a amatérsky nejsnáze realizovatelné rádiové spojovací prostředky.

Zprostředkovatelem bezdrátového přenosu informace je nemodulovaná nosná vlna, jejíž průběh je sinusový a můžeme jej vyjádřit obecnou rovnicí:

$$u = U_0 \cdot \sin(\omega_0 t + \varphi), \quad (1)$$

kde u – okamžitá velikost napětí nosného kmitočtu,

U_0 – maximální amplituda (rozkmit),

ω_0 – kruhový kmitočet ($2\pi f_0$),

t – čas,

φ – fázový posun.

Pro přenos informace můžeme ovlivňovat (modulovat) kteroukoli z hodnot U_0 , ω_0 a φ nosné vlny.

Měníme-li amplitudu U_0 , vzniká amplitudová modulace, změnu kmitočtu ω_0 nazýváme kmitočtovou (též frekvenční) modulací, změnu φ fázovou modulací.

Při *amplitudové modulaci* vycházíme z upravené rovnice (1):

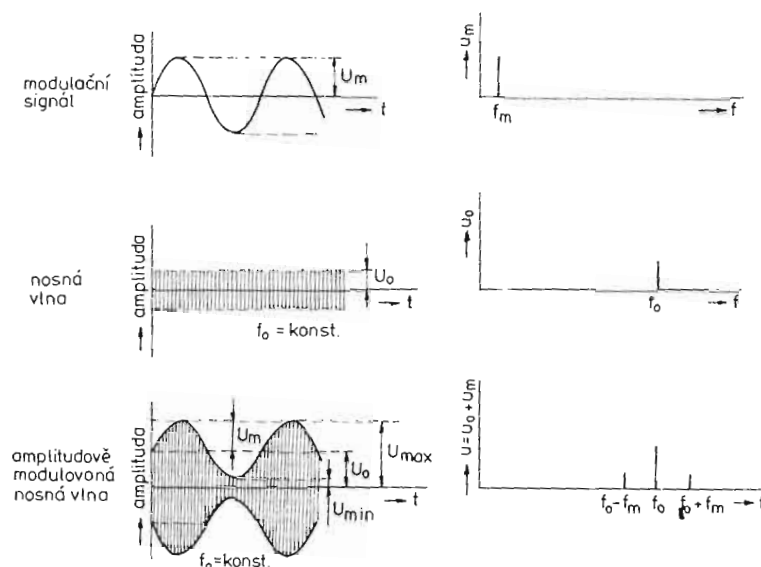
$$u = U_0 \sin \omega_0 t, \quad (2)$$

neboť bereme v úvahu fázový posun $\varphi = 0$, který z rovnice odpadne.

Okamžitá velikost modulačního napětí sinusového modulačního signálu je dána obdobným výrazem:

$$u_m = U_m \cdot \sin \omega_m t.$$

Superpozicí (součtem okamžitých velikostí) obou napětí získáme časový průběh znázorněný na obr. 4.1. Pro jednoduchost uvažujeme modulaci jediným tónem o kmitočtu f_m (na obrázku z důvodů názornosti upustíme od vyjádření pomocí úhlového kmitočtu; stejně tak víme, že $\omega_m = 2\pi f_m$).



Obr. 4.1. Časový průběh modulačního signálu

Amplituda modulačního napětí U_m v poměru k U_0 může být různá. Zavádíme proto pojem modulačního indexu:

$$m = \frac{U_m}{U_0}. \quad (3)$$

Je-li modulační index vyjádřen v procentech, hovoříme o hloubce modulace:

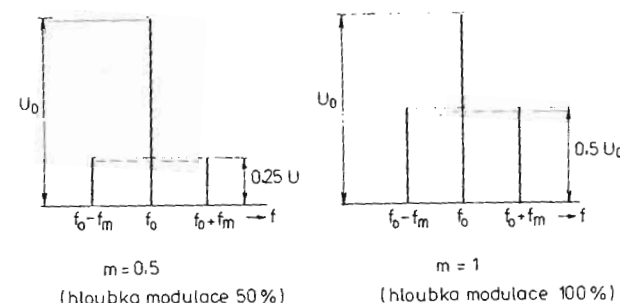
$$m = \frac{U_m}{U_0} \cdot 100 \%. \quad (4)$$

Hodnota m může být rovna nejvýše 1 (nebo 100 %). Pak se výsledná amplituda vř signálu mění v průběhu modulačního cyklu od nulové hodnoty do dvojnásobku amplitudy nemodulované nosné vlny U_0 . Kdyby hodnota m byla větší než 1, pak by nosná vlna po určitou část modulačního cyklu zanikla a docházelo by k silnému zkreslení přenášené modulace. Pomocí modulačního indexu můžeme výsledný průběh modulované nosné vlny vyjádřit rovnicí:

$$u = U_0 [\sin \omega_0 t + \frac{m}{2} \cos (\omega_0 - \omega_m) t - \frac{m}{2} \cos (\omega_0 + \omega_m) t]. \quad (5)$$

Výsledný signál při modulaci jediným tónem se tedy skládá ze tří střídavých složek s kmitočty ω_0 , $\omega_0 + \omega_m$ a $\omega_0 - \omega_m$. Znamená to, že vlivem modulace přistoupí k původní nosné vlně o kmitočtu f_0 a amplitudě U_0 ještě dva kmitočty, a to součtový kmitočet $f_0 + f_m$ a rozdílový $f_0 - f_m$; oba mají stejné amplitudy $\frac{m}{2} \cdot U_0$.

Rovnici (5) nazýváme *spektrální rovnici*, protože vyjadřuje zkoumaný průběh jako součet jednoduchých sinusových (harmonických) průběhů. Na obr. 4.2 jsou znázorněny amplitudy nosné vlny a postranních složek pro různé hloubky modulace. Je-li hloubka modulace 50 % (modulační index $m = 0,5$), budou amplitudy postranních složek 25 % ($m/2 = 0,25 U_0$) amplitudy nosné vlny. Se stoupající hloubkou modulace rostou i amplitudy postranních složek a pro $m = 1$ (100 %) mají velikost rovnou polovině amplitudy nosné vlny ($m/2 = 0,5 U_0$).



Obr. 4.2. Amplitudy nosné

Vidíme tedy, že na přenosu informace se podílejí pouze postranní složky. Složka nosné vlny $U_0 \sin \omega_0 t$ žádnou informaci nepřenáší. Proto je klasická amplitudová modulace používána již tradičně převážně pouze k rozhlasovému vysílání v pásmech dlouhých, středních a krátkých vln. Její výhodou je jen jednoduchá demodulace.

Při amatérské a profesionální komunikaci (nejen bezdrátové, ale i v kabelových či reléových spojích) převažuje dnes jednoznačně přenos AM s jedním postranním pásmem, známý pod zkratkou SSB. Spektrální rovnice se pak zjednoduší na tvar:

$$u_{\text{LSB}} = U_0 \cdot \frac{m}{2} \cdot \cos(\omega_0 - \omega_m)t. \quad (6)$$

$$u_{\text{USB}} = U_0 \cdot \frac{m}{2} \cdot \cos(\omega_0 + \omega_m)t. \quad (7)$$

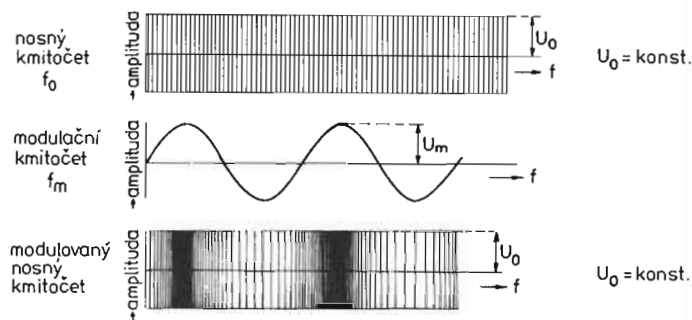
Tím jsme probrali základní popis amplitudové modulace a nyní se budeme věnovat popisu kmitočtové modulace.

Kmitočtová modulace je popsána opět základní obecnou rovnicí – viz rovnice (1):

$$u = U_0 \cdot \sin(\omega_0 t + \varphi), \quad (1)$$

která popisuje modulaci nosného kmitočtu ω_0 modulačním kmitočtem ω_m (obr. 4.3). Vznikne výraz:

$$\omega_0(t) = \Delta\omega_0 \cdot \cos\omega_m \cdot t \quad (8)$$



Obr. 4.3. Modulace nosného kmitočtu

a okamžitá hodnota nosného kmitočtu přejde ve tvar:

$$u = \omega_0 + \omega_0(t) = \omega_0 + \Delta\omega_0 \cdot \cos\omega_m \cdot t. \quad (9)$$

Výraz $\Delta\omega_0$ nazýváme kmitočtovým zdvihem (dříve se používal ekvivalentní pojem deviace). Kmitočtový zdvih je maximální hodnota změny nosného kmitočtu a je přímo úměrný velikosti modulačního napětí U_m , což lze vyjádřit lineárním vztahem:

$$\Delta\omega_0 = k \cdot U_m. \quad (10)$$

Dále potřebujeme pro výpočet rovnice (1) znát hodnotu úhlu φ , která je nyní proměnná. Je proto nutno hodnotu úhlu φ vypočítat integrací úhlové rychlosti v závislosti na čase. Platí, že:

$$\omega_0(t) = \frac{d\varphi}{dt} \text{ a pak } \varphi = \int \omega_0(t) dt. \quad (11)$$

Dosazením (8) dostáváme:

$$\varphi = \int \Delta\omega_0 \cos\omega_m t dt = \frac{\Delta\omega_0}{\omega_m} \cdot \sin\omega_m t. \quad (12)$$

Tento výsledek dosadíme do základní rovnice (1) a získáme spektrální rovnici kmitočtově modulovaného signálu:

$$u = U_0 \sin\left(\omega_0 t + \frac{\Delta\omega_0}{\omega_m} \cdot \sin\omega_m t\right). \quad (13)$$

V rovnici se objevuje výraz $\Delta\omega_0 \cdot \omega_m^{-1}$, který nazýváme indexem kmitočtové modulace. Označujeme jej obdobně jako u AM symbolem m , v případě FM však má zcela jiný význam a může nabývat hodnot podstatně vyšších než 1, jak uvidíme dále. Tedy:

$$m = \frac{\Delta\omega_0}{\omega_m}. \quad (14)$$

Protože jde o relativní (proměnný) parametr, bývá spíše zvykem jej vyjadřovat přímo jako:

$$m = \frac{\Delta F}{f_m}, \quad (15)$$

kde ΔF – maximální zdvih,

f_m – modulační kmitočet (v Hz).

Matematická úprava harmonické funkce v rovnici (13) je složitá, používá mocninového a Fourierova rozvoje. Vede však k jednoduchému vztahu:

$$u = U_0 \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} J_n(m) \sin(\omega_0 + n\omega_m)t, \quad (16)$$

který lze pro názornost napsat též jako:

$$u = U_0 \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} J_n\left(\frac{\Delta F}{f_m}\right) \sin(\omega_0 + n\omega_m)t. \quad (16a)$$

Rovnici (16) lze přepsat do tvaru řady:

$$u = U_0 [J_0(m) \sin(\omega_0 t + J_1(m) \sin(\omega_0 + \omega_m)t - J_1(m) \sin(\omega_0 - \omega_m)t + J_2(m) \sin(\omega_0 + 2\omega_m)t + J_2(m) \sin(\omega_0 - 2\omega_m)t + J_3(m) \sin(\omega_0 + 3\omega_m)t + J_3(m) \sin(\omega_0 - 3\omega_m)t + \dots \text{atd.}] \quad (17)$$

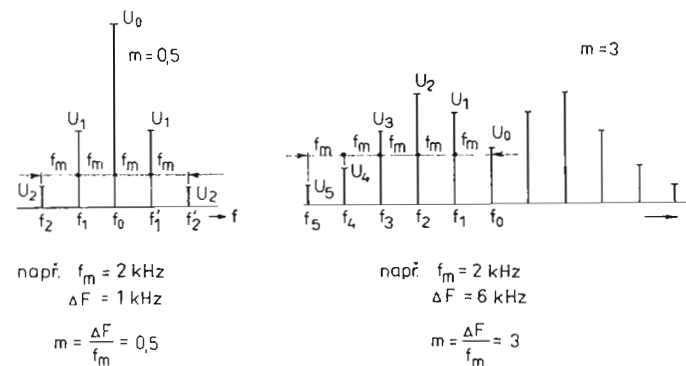
V rovnicích značí $J_n(m)$ Besselovu funkci n -tého řádu pro argument m . Tedy například $J_3(m)$ značí Besselovu funkci třetího řádu pro argument m .

V této fázi výkladu je vhodné upustit od matematiky a přistoupit k praktickému vyjádření pomocí grafů a tabulek, protože tak lze průběhy a hodnoty Besselových funkcí definovat snáze a praktičtěji.

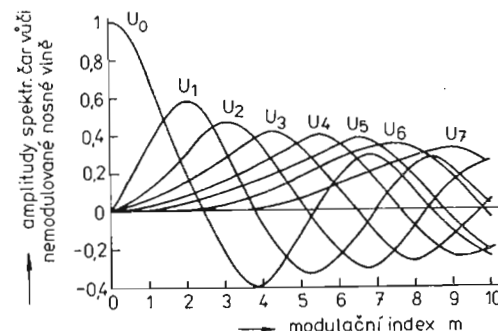
Z rovnice (17) vyplývá, že úplné spektrum kmitočtově modulovaného signálu při modulaci jedním tónem se skládá z jednotlivých spektrálních čar o různé amplitudě U , jak je znázorněno na obr. 4.4. Všechny čáry spektra mají přitom společnou vlastnost, že jejich vzájemný odstup (rozteč) je roven modulačnímu kmitočtu f_m .

Amplitudy jednotlivých čar jsou vlastně Besselovy funkce příslušného řádu z dané rovnice (17) a jsou graficky znázorněny na obr. 4.5. Jejich amplitudy vztahované k amplitudě nemodulovaného nosného kmitočtu číselně vyjadřuje tab. 4.1.

Z grafického znázornění i z tabulky je zřejmé, že jednotlivé amplitudy U_n mohou nabývat nejrůznějších hodnot. Přitom nezáleží na jejich pořadí; amplitudy uprostřed spektra mohou být menší než amplitudy kmitočtů vzdálenějších.



Obr. 4.4. Spektrum kmitočtově modulovaného signálu



Obr. 4.5. Amplitudy spektrálních čar

Na okrajích spektra však vykazují vždy rychlý pokles. Dále je patrné, že mohou nabývat i záporných hodnot, což dokumentuje změny fáze v průběhu modulačního cyklu, a tím i blízkou příbuznost fázové a kmitočtové modulace. Fázovou modulací se v této stati nebudeme zabývat, dodejme jen, že teoretické zdůvodnění je velice podobné předchozímu. Oba způsoby jsou často zahrnovány pod společný název argumentová modulace.

Tab. 4.1. Amplitudy spektrálních kmitočtů (čar) vztažené k amplitudě nemodulovaného nosného kmitočtu ($m = 0$)

Modul. index m	Amplitudy spektrálních čar										
	U_0	U_1	U_2	U_3	U_4	U_5	U_6	U_7	U_8	U_9	U_{10}
0	1,000										
0,05	0,999	0,025									
0,1	0,997	0,050									
0,2	0,990	0,099									
0,5	0,938	0,242	0,031								
1,0	0,765	0,440	0,115	0,019	0,002						
2,0	0,224	0,577	0,353	0,129	0,034	0,007					
3,0	-0,260	0,339	0,486	0,309	0,132	0,043	0,011				
4,0	-0,397	-0,066	0,364	0,430	0,281	0,132	0,049	0,015			
5,0	-0,177	-0,328	0,047	0,365	0,391	0,261	0,131	0,053	0,018		
6,0	0,150	-0,277	-0,243	0,115	0,358	0,362	0,246	0,130	0,056	0,021	
7,0	0,300	-0,005	-0,304	-0,168	0,158	0,347	0,339	0,234	0,128	0,059	0,023
10,0	-0,246	0,043	0,255	0,058	-0,219	-0,234	-0,014	0,217	0,318	0,292	0,027

Modulační zdvih a šířka pásma

Celková šířka pásma vysílání je důležitým parametrem, který závisí na mezinárodních doporučeních a nesmí být překročen. Z výše uvedeného je však zřejmé, že je dána především volbou modulačního indexu m . S dostatečnou přesností lze použít přibližný vztah:

$$B_v = 2(1 + m) \cdot f_m = 2\left(1 + \frac{\Delta F}{f_m}\right) f_m = 2(f_m + \Delta F). \quad (18)$$

Šířka pásma tedy závisí na maximálním modulačním kmitočtu, který je nutno přenášet, a maximálním zdvihu ΔF .

Např. rozhlasovému monofonnímu přenosu se zdvihem 75 kHz a nejvyšším přenášeným kmitočtem 15 kHz odpovídá šířka pásma 180 kHz. Stereofonní přenos používá ještě širší pásmo.

Oproti tomu pro stanice pozemní a pohyblivé služby, mezi které patří i služba amatérská, je doporučena úzkopásmová kmitočtová modulace.

Pro tento druh provozu je předepsán maximální kmitočtový zdvih $\Delta F = 5$ kHz při nejvyšším modulačním kmitočtu $f_m = 3$ kHz. Modulační index tedy bude vždy:

$$m = \frac{\Delta F}{f_m} = \frac{5}{3} = 1,66. \quad (19)$$

$\Delta F = 5$ kHz je však maximální vrcholová hodnota, která nesmí být překročena, nemá-li nastat zvětšení šíře pásma B_v .

Proto se používá efektivní hodnoty kmitočtového zdvihu, která je o 3 dB menší než maximální:

$$\Delta F_{ef} = \frac{\Delta F}{\sqrt{2}} \quad (20)$$

takže nyní:

$$\Delta F_{ef} = \frac{5}{\sqrt{2}} = 3,5 \text{ kHz}. \quad (21)$$

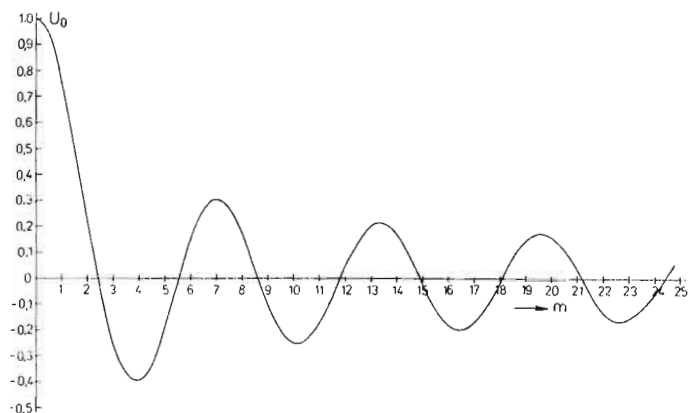
Podle vzorce (18):

$$B_v = 2(f_m + \Delta F_{ef}) = 2(3 + 3,5) = 13 \text{ kHz}, \quad (22)$$

což je všeobecně doporučená šířka pásma pro F3.

Amplitudové změny nosného kmitočtu

Z obr. 4.4 a tabulky 4.1. je zřejmé, že amplitudy spektrálních čar a zejména nosného kmitočtu závisí na zvoleném modulačním indexu m . Nejvíce nás zajímá hlavní složka, amplituda nosného kmitočtu U_0 , jejíž průběh je pro názornost ve větším měřítku znázorněn na obr. 4.6.



Obr. 4.6. Průběh amplitudy nosné

Ze zobrazení je patrné, že amplituda nosného kmitočtu U_0 může nabývat záporných hodnot (změna fáze) a pro některé modulační indexy je rovná nule (nosná vlna zcela vymizí). Hodnoty modulačního indexu, při kterých dochází k vymizení nosné vlny, nazýváme v praxi Besselovými nulami. Přehledně jsou uspořádány v tab. 4.2.

Tab. 4.2. Besselovy nuly

O_n	O_1	O_2	O_3	O_4	O_5	O_6	O_7
m_n	$m_1 = 2,40$	$m_2 = 5,52$	$m_3 = 8,66$	$m_4 = 11,79$	$m_5 = 14,93$	$m_6 = 18,08$	$m_7 = 21,22$

Určení zdvihu metodou Besselových nul

Tato metoda se využívá zvláště v profesionální praxi, a to zejména pro větší zdvihy a modulační indexy (rozhlasy FM, nastavování modulačních zesilovačů radioreléových tras apod.). Často se měří pomocí speciálních rozmitačů.

V amatérské praxi je využití této metody obtížnější, protože jednotlivé modulační kmitočty f_m Besselových nul, při kterých dochází k vymizení nosné, nejsou od sebe příliš vzdáleny. Určení okamžiku vymizení nosné vlny podle S-metru pomocného přijímače, je nepřesné, protože šířka pásma použitého přijímače obvykle zaujímá určitou část zkoumaného spektra FM signálu a údaj S-metru je pak sumací amplitud jednotlivých složek procházejících mezifrekvenčním filtrem přijímače. Dokonce i přijímače s filtry CW s obvyklou šířkou pásma $B_6 = 0,5$ kHz se jeví pro daný účel málo selektivní; ideální by byla šířka pásma asi 50 Hz. Takové přijímače, používané pro měřicí účely, jsou však pro amatéra prakticky nedostupné.

V amatérských podmínkách použijeme následující postup: kontrolní přijímač přepneme na CW a zakryjeme u něho S-metr, aby nás jeho údaj nemýlil. Vysílač modulujeme signálem z nf generátoru. Efektivní napětí jeho signálu má odpovídat efektivnímu napětí z použitého mikrofону (při hláse „á“). Úroveň signálu z nf generátoru udržujeme konstantní a měníme modulační kmitočet tak, až zmizí nosná vlna. Zánik nosné vlny zjistíme tím způsobem, že naladíme selektivní přijímač na nosnou vlnu a sledujeme záznějový tón při zapojeném záznějovém oscilátoru. Současně však může vznikat zázněj s některým postranním kmitočtem spektra FM signálu, což je nutno od žádaného zázněje odlišit. V tom tkví největší nesnáze této metody při úzkopásmové modulaci F3 – proto kontrolujeme souběžně sluchem při zakrytém S-metru. Zjistíme-li modulační kmitočet f_m , při němž nosná vlna zanikne, vypočítáme hledaný zdvih ze vztahu:

$$\Delta F = m \cdot f_m. \quad (23)$$

Hodnota modulačního indexu může však být kterákoli z řady uvedených v tabulce 4.2. Abychom zjistili, která z hodnot m je platná, musíme určit alespoň dva sousední modulační kmitočty f_m , při nichž nosná vlna zaniká.

Příklad: nf generátor ladíme od nejvyššího modulačního kmitočtu (tj. 3 kHz) směrem dolů. První zánik nosné vlny zjistíme při $f_m = 2\,175$ Hz, druhý při $f_m = 1\,385$ Hz. Poměr těchto kmitočtů je $\frac{2\,175}{1\,385} = 1,57$. Z řady indexů m v tab. 4.2. pro Besselovy nuly vy-

bereme dva sousední, které jsou ve stejném poměru. Zkusíme $\frac{m_2}{m_1} = \frac{5,52}{2,40} = 2,30$ – tento

poměr neodpovídá. Druhá zkouška $\frac{m_3}{m_2} = \frac{8,66}{5,52} = 1,568$ vede ke shodě. Kmitočtu 2 175 Hz tedy odpovídá $m_2 = 5,52$ (vyššímu kmitočtu vždy nižší index), ke kmitočtu 1 385 Hz přiřadíme $m_3 = 8,66$.

Nyní vypočteme $\Delta F = 2\,175 \cdot 5,52 \approx 12\,000$ Hz, kontrolujeme $1\,385 \cdot 8,66 \approx 12\,000$ Hz. Zdvih je tedy 12 kHz a nosná vlna by v tomto případě měla vymizet ještě při

$f_m = \frac{F}{m_1} = \frac{12\,000}{2,40} = 5\,000$ Hz, tento kmitočet je však již v modulačním zesilovači potlačen. V každém případě je zdvih 12 kHz vysoký, proto jej odhadem snížíme regulátorem zdvihu (trimrem) na méně než polovinu. Provedeme analogicky nové měření. Zjistíme první zánik nosné vlny při $f_m = 2\,000$ Hz, druhý při $f_m = 870$ Hz. Poměr kmitočetů je

$\frac{2\,000}{870} = 2,298$, první zkouška $\frac{m_2}{m_1} = \frac{5,52}{2,40} = 2,30$. Odpovídá. Zdvih

$F = 2\,000 \cdot 2,40 = 4,8$ kHz, kontrola $870 \cdot 5,52 = 4,8$ kHz. Toto nastavení ponecháme a laděním nf generátorem směrem k nižším kmitočetům se pokusíme zachytit další Besselovy nuly, které by měly odpovídat modulačním kmitočetům 554, 407 a 322 Hz. V kladném případě pak změřený zdvih 4,8 kHz dostatečně souhlasí s požadovanými 5 kHz.

Je evidentní, že tato metoda je zdlouhavá a pro úzkopásmovou FM dosti obtížná a nepraktická. Navíc je nepřesná, protože nepočítá se zavedením preemfáze v modulačním zesilovači. Zcela zkreslené výsledky dostaneme v případě, je-li v nf zesilovači modulační signál komprimován nebo ořezáván.

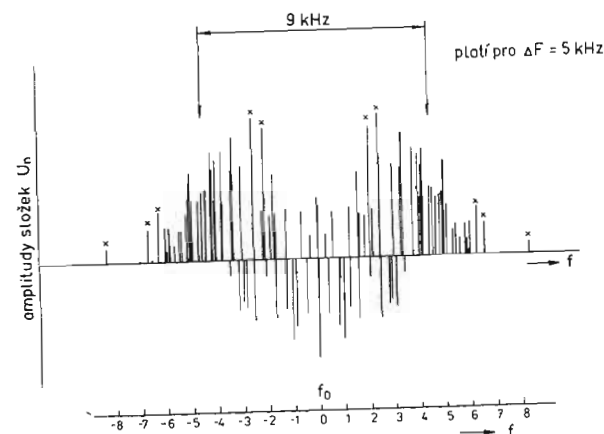
Nejrychlejší metodou je měření na měřiči zdvihu. Je to ovšem přístroj dosti složitý a pro svou jednoúčelnost se jeho amatérská stavba nevyplatí. Nejlépe je v tomto případě využít pomoci přátel-radioamatérů, kteří mají ke zmíněnému přístroji přístup na svém pracovišti. Přesto však lze z uvedené teorie odvodit jednoduchou metodu rychlé kontroly zdvihu, využitelnou v běžné amatérské praxi.

Z předchozích statí víme, že normální mužský hlas obsahuje tyto úseky nf spektra: 300 až 400 Hz, 900 až 1 700 Hz a 1 900 až 2 500 Hz. Energeticky nejúčinnější jsou první dva úseky, třetí úsek představuje tzv. formanty, které dodávají hlasu zabarvení (ač nejsou bez vlivu na srozumitelnost). Na základě této úvahy můžeme pomocí tabulky 4.1. nakreslit diagram energetického rozložení složek spektra FM signálu (viz obr. 4.7). Předpokládáme při tom nikoli efektivní, ale maximální vrcholový zdvih $F = 5$ kHz. Vidíme, že čáry ve středu diagramu

(v okolí f_0) jsou poměrně řídké, navíc převážně v protifázi, takže dochází k jejich odčítání. Naopak na obě strany od f_0 jsou jasně patrné dva kmitočtové úseky s velkou hustotou a výhradně kladnou amplitudou spektrálních čar: v těchto úsecích dochází k energetickému sčítání jednotlivých hlasových složek a úplný FM signál zde vykazuje dva výrazné vrcholy (maxima) rozložené symetricky okolo nosného kmitočtu f_0 . Naopak střed signálu, okolí kmitočtu f_0 , se energeticky jeví jako zřetelné minimum. Formanty (vyšší kmitočty) jsou označeny křížky.

Pro maximální zdvih $\Delta F = 5$ kHz můžeme tedy podle obr. 4.7 usoudit, že v tomto případě budou oba vrcholy úplného signálu od sebe vzdáleny 9 kHz. Kontrolu a nastavení zdvihu lze tedy snadno provést pomocí přijímače pro AM, kdy zdvih nastavíme tak, aby vrcholy signálu byly právě v uvedeném kmitočtovém odstupu. Přijímač je ovšem třeba na vstupu zatlumit. Ještě lepší je požádat o spolupráci amatérskou protistanici a nastavení provést při praktickém provozu – omezí se tak do značné míry subjektivita měření. Nastavujeme zásadně při přímém spojení, nikoli přes převaděč.

Tato metoda se zdá poněkud hrubá. Výsledky však potvrdily její praktickou použitelnost. Je zajímavé, že ani upravovaný nf signál



Obr. 4.7. Energetické rozložení špiček

(komprese, limitace s filtrací) nezpůsobí podstatné rozšíření šířky pásma B_v , pokud jsou jeho vrcholy nastaveny též na rozestup 9 kHz.

Kmitočtová přesnost

Ještě v nedávné době byly i komerční radiostanice řízeny výhradně krystaly s určitým omezeným stupněm kmitočtové přesnosti. Je nutno si uvědomit, že pro laické uživatele (mezi něž patří rádiová komunikace např. záchranné služby, dopravy, zemědělství, bezpečnosti) jsou radiostanice s velkým množstvím kanálů z hlediska obsluhy nevýhodné. Volné kanály v kmitočtových pásmech do 160 MHz dnes již v podstatě nejsou a přiděl kmitočtů je vyčerpán. Pokud by v této situaci byla umožněna laickému uživateli úmyslná nebo náhodná změna kanálu (ať už z důvodů neznalosti nebo provozní nekázně), vedlo by to záhy k chaosu. V současné době převažují radiostanice, ve kterých je osazen pouze jeden přidělený simplexní (někdy i dusimplexní kanál, i když modulová koncepce by umožňovala osadit větší počet kanálů).

Současná součástková základna umožňuje konstrukci kmitočtových ústředí s číslicovou volbou kanálu pomocí programovatelných děliček, se kterými je možno dosáhnout větší kmitočtové přesnosti při využití jediného vysoce stabilního krystalu. Dále – tato metoda může vést k určitým výhodám (konstrukce jednotné kmitočtové ústředny, a tím snížení výrobních nákladů). Je třeba vidět též zápory, protože složitější obvodové řešení může vést k větší četnosti poruch a snížení spolehlivosti.

Za situace, kdy je většinou používán pouze jediný přidělený kanál, dosavadní způsob řízení kmitočtu separátními krystaly ještě dlouhou dobu přetrvává, zvláště u kapesních a přenosných stanic.

Současná výrobní technologie umožňuje vyrábět běžně harmonické krystaly, které mají pro pásmo 160 MHz stabilitu $\pm 20 \cdot 10^{-6}$ v rozsahu provozních teplot -25 až $+55$ °C, pro teplotu $+20 \pm 5$ °C pak zaručenou stabilitu $\pm 10 \cdot 10^{-6}$. Pro pásmo 160 MHz je doporučená stabilita kmitočtu $\pm 15 \cdot 10^{-6}$ (splnitelná krystaly), které odpovídá

kmitočtová odchylka $\pm 2,4$ kHz. Tato odchylka nemá při normálních podmínkách vliv na srozumitelnost. Z uvedeného doporučení jsou odvozeny typické hodnoty systémových parametrů pro pásmo 160 MHz, uvedené v tab. 4.3.

Tab. 4.3. Systémové parametry pro pásmo 160 MHz

Kanálová rozteč (rastr) [kHz]	f_m max. [kHz]	ΔF max. [kHz]	Modul. index m	Stabilita kmitočtu ($\cdot 10^{-6}$)	Šíře pásma	
					vysílače pro 20 dB B_{20} [kHz]	přijímače pro 6 dB B_6 [kHz]
25	3	5	1,66	± 15	13,5	19
20	3	4	1,33	± 13	12	16
12,5	2,5	2,1	0,85	± 10	9	10

Doporučení pro pásmo 160 MHz se můžeme přidržet i pro kmitočtově blízké amatérské pásmo 145 MHz.

Šířka pásma a prahová citlivost přijímače

Vzhledem k dosažitelné kmitočtové přesnosti musí být šířka pásma přijímače navržena s určitou rezervou proti šířce pásma vysílače. I když tab. 4.3. doporučuje teoretickou hodnotu $B_6 = 19$ kHz, je zvykem v amatérském pásmu 145 MHz používat obvyklou šířku $B_6 = 15$ kHz. Tuto šíři pásma má i většina vyráběných filtrů pro FM přijímače. Praxe potvrzuje, že toto omezení nemá vliv na kvalitu přenosu.

Ze statí o přijímačích víme, že šumové napětí je dáno vztahem:

$$u_s = \sqrt{(4kT_0BR)}, \quad (24)$$

kde k – je Boltzmanova konstanta $k = 1,37 \cdot 10^{-23}$ J/K,

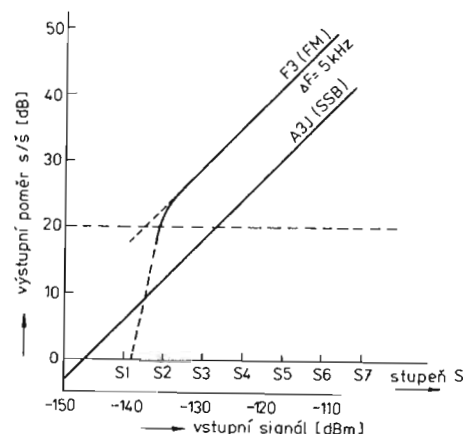
T_0 – absolutní teplota zdroje šumu v K,

B – šířka pásma přijímače v Hz,

R – odpor vodiče, na kterém šum vzniká [Ω].

Porovnáme-li šířku pásma pro A3J ($B_{SSB} = 2,3 \text{ kHz}$) a pro FM ($B_{FM} = 15 \text{ kHz}$), je jejich poměr $B_{FM}/B_{SSB} = 6,5$. Z rovnice (24) potom vyplývá, že šumové napětí U_{sFM} je 2,5krát (tj. o 8 dB) větší než při SSB. Tomu odpovídá i praktické určení pro oba druhy provozu – SSB je lépe využitelné pro dálková, FM převážně pro místní spojení.

Graficky je toto porovnání znázorněno na obr. 4.8, pro snazší pochopení je vstupní signál kromě obvyklé jednotky dBm udán i ve stupních S. Srovnání je v mnohém poučné a pro provoz F3 nevznívá tak špatně. Provoz SSB má jasnou výhodu v oblasti prahové citlivosti přijímače, kdy je možné rozlišit ještě signály s úrovní menší než S1. Ovšem pro dokonalý přenos se vyžaduje poměr s/š 20 dB. Této hranice dosahuje signál A3J při stupni S asi 3,5, ale signál FM již při stupni S3! Od této úrovně výše již vlastně signál FM má konstantní dobrou kvalitu. Od S2 níže nastává prudký pokles (práh širokopásmového zisku), poměr s/š prudce klesá a signál zaniká v šumu při úrovni asi o 1 dB větší než S1 („šumový práh“).



Obr. 4.8. Závislost s/š na vstupním signálu

Z výše uvedených vlastností kmitočtové modulace postrádá smyslu udávání reportů „S“ při převaděčovém provozu, vždyť S3 a S9 je sluchem téměř nerozlišitelný. Jiná situace ovšem je při přímých spojech. Z obr. 4.8 vidíme, že od stupně S3 můžeme stupeň R ohodnotit

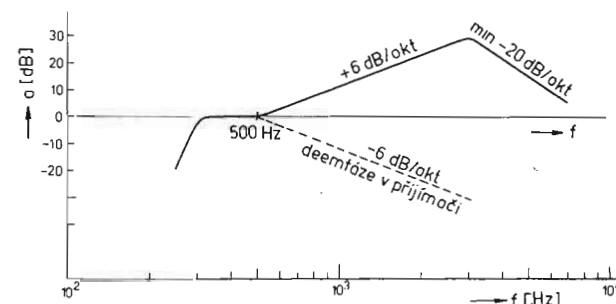
vždy jako 5 (pokud nemá dotyčná stanice nekvalitní modulaci, není mimo kanál atd.), ale při signálu S1 už může těžko být R lepší než 1.

Vidíme tedy, že provoz F3 přináší mnohé rozdíly oproti zvyklostem zažitým dříve při provozu AM.

Preemfáze a deemfáze

Šum, který se projevuje v akustickém pásmu při přenosu FM, není konstantní, ale jeho úroveň vzrůstá s kmitočtem. Přitom vyšší kmitočty hlasu (formanty) jsou v úplném signálu FM procentuálně daleko méně zastoupeny než kmitočty v oblasti kolem 400 Hz, kde je energie řeči největší.

Proto se v modulačním zesilovači, úpravou jeho kmitočtové charakteristiky, uměle zdůrazní vyšší kmitočty se směrnici +6 dB na oktávu. Tím jsou vyšší kmitočty vysílány se zlepšeným poměrem signál/šum. Dělicím kmitočtem, od kterého charakteristika začíná stoupat, je obvykle 500 Hz. Příklad doporučené modulační charakteristiky je na obr. 4.9.



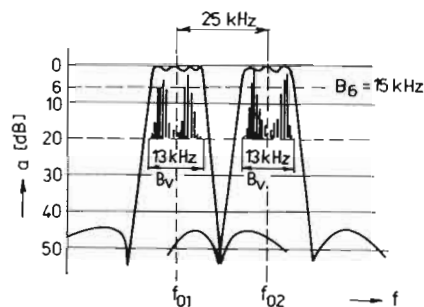
Obr. 4.9. Modulační charakteristika

Na straně přijímače se za demodulátorem upraví charakteristika nf zesilovače s opačnou směrnici -6 dB/okt. Tím se dosáhne shody s původním modulačním signálem. Pro zvýšení účinnosti a srozumitelnos-

ti přenosu se v poslední době provádějí ještě další úpravy akustického pásma, což bude popsáno podrobněji v kapitole o modulačních zesilovačích.

Kanálová rozteč — kmitočtový rastr

Tato hodnota systémových parametrů zařízení pro FM nejvíce podléhá vývoji. Původně byla kanálová rozteč 100 kHz, pak 50 kHz, nyní se již dlouhou dobu užívá 25 kHz se zdvihem $F = 5$ kHz a vývoj spěje ke 12,5 kHz. Kanálová rozteč je závislá na kmitočtové stabilitě nejen řídicích oscilátorů, ale i filtrů soustředěné selektivity, na jejich jakosti a vlastnostech, zejména v nepropustném pásmu, dále na dodržení šířky vysílaného pásma B , a do jisté míry i na intermodulační odolnosti přijímačů. Na obr. 4.10 jsou znázorněny běžné křivky selektivity vykreslené do dvou sousedních kanálů (filtr PKF 10,7 / 15 A) a pro ilustraci i obě spektra vysílačů. Vidíme, že při nedodržení jmenovaných parametrů může dojít k částečnému překrývání a pronikání kanálů (rušení). Proto rastr 25 kHz zahrnuje i určitou rezervu. Na volbu kanálové rozteče má vliv i statistika – tj. plošná hustota pracujících stanic a jejich vzdálenost (vznik intermodulace).



Obr. 4.10. Kmitočtový rastr

V posledních letech technický vývoj umožnil značné zlepšení všech jmenovaných parametrů (zejména zavedením kmitočtových ústře-

den), proto se jeví přechod na poloviční rastr 12,5 kHz reálný. Zmenšení kanálové rozteče však vyžaduje snížení modulačního indexu na $m = 0,85$ (proti $m = 1,66$). Nižší modulační index ovšem znamená nejen zhoršení šumového odstupu, ale i odolnosti proti amplitudovému rušení. Nové směry v konstrukci přijímačů umožňují překonat i tuto potíž (mf zesilovače s velkým ziskem a malým šumem, detektor FM s fázovým závěsem a lepším poměrem s/š).

Přesto se v přechodném období budeme ještě dlouho setkávat s nynějším způsobem řešení, kdy převaděče budou pracovat na tzv. půlkanálech (tj. v rastru 12,5 kHz) při zachování ostatních parametrů pro rastr 25 kHz. Tím je dáno, že tyto parametry (tj. zdvih, šířka pásma atd.), budou používat i účastnické stanice, jejichž vzájemné rušení opět podléhá zákonům statistiky.

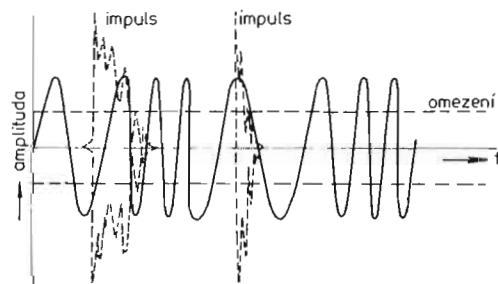
Kmitočtová modulace a rušení

Skutečnost, že kmitočtová modulace je méně citlivá na různé druhy rušení proti modulaci amplitudové, je všeobecně známá. Vyplyvá ze základního principu, že nositelem informace jsou u AM změny amplitudy, u FM změny kmitočtu. U kmitočtové modulace jsou změny amplitudy naopak nežádoucí. Prvkem, který zajišťuje konstantní amplitudu FM signálu před demodulací, je amplitudový omezovač nebo úplný omezovací zesilovač. Můžeme jej považovat za klíčový obvod přijímače, který dodává FM komunikaci její typické vlastnosti. Na jednotlivých příkladech si ukážeme funkci omezovače při různých druzích rušení.

Impulsní rušení

Impulsní rušení je obvykle projevem průmyslového šumu, tzn., že je vždy důsledkem lidské činnosti. Vzniká v zapalovacích obvodech motorových vozidel, jiskřením na trolejích, vedeních vn, spínáním kon-

taktů a tyristorů, provozem elektromotorů apod. Má širokopásmový charakter a vytváří široký vějíř harmonických signálů, který spadá až do pásma VKV. V pásmech UHF a SHF se již projevuje nepatrně. Zároveň má charakter amplitudové modulace, takže je u AM nelze eliminovat bez alespoň částečného potlačení užitečného signálu, u FM je dostatečně dobře potlačí omezovací obvody. Vliv omezovače na potlačení impulsního rušení je znázorněn na obr. 4.11.

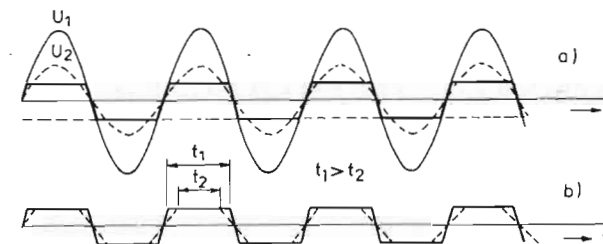


Obr. 4.11. Vliv impulsního rušení

Vidíme, že omezením se zkrátí doba vlivu poruchy na zlomek původní doby. Amplitudová změna je zcela vyloučena a zbývá pouze ovlivnění fáze signálu, které naruší přenášenou informaci pouze nepatrně. Navíc je zřejmé, že výsledné rušení je závislé na šířce rušivých impulsů a jejich četnosti.

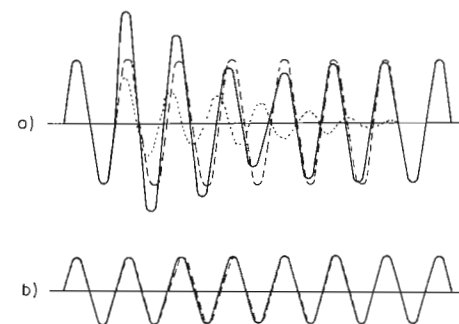
Rušení interferencí (záznějí) dvou kmitočtově blízkých signálů

Pro jednoduchost předpokládejme nejdříve, že žádaný i rušící signál mají zcela shodný kmitočet i fázi, ale rozdílnou amplitudu. Bereme v úvahu, že obě nosné vlny jsou nemodulované. Tento stav je znázorněn na obr. 4.12, kde průběh U_1 značí žádaný signál, průběh U_2 signál rušící. Omezením, čili jakýmsi „oříznutím“ amplitudy vznikne lichoběžníkový (téměř obdélníkový) průběh (obr. 4.12b). Je zřejmé, že slabší impuls s dobou trvání t_2 je překryt silnějším impulsem t_1 .



Obr. 4.12. Omezení dvou shodných průběhů

Vzájemné působení dvou reálných kmitočtově modulovaných signálů je poněkud složitější. Obecně se okamžitá hodnota jejich průběhu liší co do kmitočtu i fáze. I v případě, že na vstup přijímače přicházejí oba signály s konstantní amplitudou, dochází ve stupních před omezovačem k jejich superpozici, tedy sčítání okamžitých hodnot amplitud. Složením obou signálů vznikne součtový signál s parazitní amplitudovou, ale i fázovou modulací (obr. 4.13a). Působením omezovače se změny amplitudy odstraní (obr. 4.13b), parazitní fázová modulace však zůstává jako rušivý signál i po demodulaci. Zbývá tedy rušení pouze od fázových a tomu odpovídajících kmitočtových změn. Velikost tohoto rušení bude zřejmě závislá na amplitudě rušícího signálu a na jeho kmitočtu.



Obr. 4.13. Amplitudová a fázová modulace vzniklá rušením

Lze snadno ukázat, že „kmitočtový zdvih“ rušícího signálu je přímo úměrný nejen jeho amplitudě, ale též kmitočtu vytvořeném interferencí mezi nosnou vlnou a rušícím signálem. Tato závislost je velmi důležitá: rušící kmitočet způsobí tím menší kmitočtové změny, čím je blíže k nosné vlně žádaného signálu. Hlasitost interference je úměrná jejímu kmitočtu. Naopak u AM jsou rušivé zvuky přenášeny s toutéž intenzitou bez ohledu na kmitočet.

Můžeme tedy zavést pojem činitele rušení ϱ , který je pro AM:

$$\varrho_{AM} = \frac{U_r}{U_0} \quad (25)$$

pro FM:

$$\varrho_{FM} = \frac{U_r}{U_0} \cdot \frac{f_r}{\Delta F}, \quad (26)$$

kde U_r/U_0 – opět poměr amplitud rušícího a žádaného signálu,
 f_r – kmitočet interferenčního tónu v akustickém pásmu,
 F – zdvih.

Příklad: Interferenci vzniká v akustickém pásmu tón $f_r = 1 \text{ kHz}$. Podle vztahu (26) určíme

$$\varrho_{FM} = \frac{U_r}{U_0} \cdot \frac{1}{5} = 0,2 \frac{U_r}{U_0},$$

tj. $0,2 \varrho_{AM}$. Činitel rušení je v tomto případě pro FM 5krát menší než u AM.

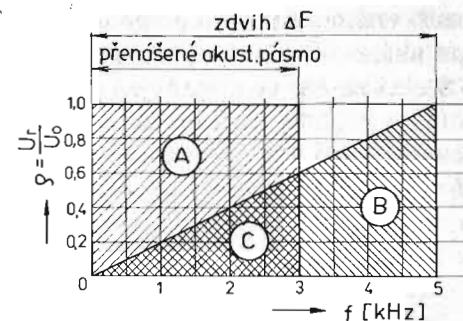
Obdobně pro nejvyšší přenášený kmitočet akustického pásma 3 kHz určíme

$$\varrho_{FM} = \frac{U_r}{U_0} \cdot \frac{3}{5} = 0,6 \varrho_{AM}.$$

V praxi se zpravidla nesetkáváme s jediným rušícím kmitočtem, nýbrž s téměř souvislým kmitočtovým pásmem v akustické oblasti. Celkovou závislost znázorňuje obr. 4.14.

Při amplitudové modulaci nemá rušivý kmitočet f_r vliv na činitele rušení ϱ_{AM} , takže tento činitel zůstává pro všechny kmitočty stálý. Celkové rušení je dáno plochou obdélníku A, jehož šířka se rovná přenášenému akustickému pásmu a výška činiteli rušení $\varrho_{AM} = U_r/U_0$.

Při kmitočtové modulaci je celkové rušení dáno plochou trojúhelníku B. Zdálo by se, že jeho plocha je větší nebo zhruba stejná jako ob-



Obr. 4.14. Určení činitele rušení

délníku A. Ve skutečnosti nás však zajímá pouze přenášené akustické pásmo, takže celkové rušení při FM je dáno plochou trojúhelníku C, který vznikl překrytím obdélníku A s trojúhelníkem B. V daném případě je tato plocha 30 % z obdélníku A.

Představíme-li si tento diagram pro parametry obvyklé při rozhlasovém přenosu, tj. $\Delta F = 75 \text{ kHz}$ a $f_m = 15 \text{ kHz}$, je zcela zřejmé, že výsledný trojúhelník C bude v poměru k obdélníku A ještě daleko menší. To je jeden z důvodů, proč se v oboru VKV rozhlasu používají velké hodnoty zdvihu. Stejně tak diagram zdůvodňuje použití preemfáze (viz též uvedený příklad).

Vzájemné rušení dvou signálů se stejným nosným kmitočtem

Přijímáme-li dva amplitudově modulované signály s kmitočty jen málo rozdílnými nebo dokonce totožnými, lze mluvit o nerušeném příjmu tehdy, když žádaný signál U_0 je alespoň desetkrát silnější než signál rušící U_r (20 dB). U kmitočtové modulace jsou poměry poněkud jiné. Praxe ukázala, že k úplnému potlačení rušení stačí, aby žádaný signál byl dvakrát silnější než signál rušící. Tedy poměr amplitud $U_0/U_r = 2$, čili pouhých 6 dB!

Těto skutečnosti je možno s výhodou použít při budování spojových sítí, protože umožňuje opakování stejného kanálu na daleko

menší vzdálenosti proti poměrům při AM. V amatérské praxi je typickou ukázkou výstavba převaděčové sítě.

Stejná zásada se uplatňuje i při rušení vlivem intermodulace. V kapitole o přijímačích jsme si ukázali, že zdrojem intermodulace jsou obvykle produkty třetího řádu I_{M3} , vzniklé superpozicí dle vztahu $2f_1 - f_2$ a $2f_2 - f_1$. Padne-li intermodulační produkt do žádaného kanálu, můžeme jej považovat za rušivý signál U_r , který se neuplatní, bude-li o 6 dB slabší než U_0 . Aby ovšem vznikl tak silný intermodulační produkt, musí mít i výchozí rušivé signály f_1 a f_2 značnou amplitudu (nejméně desetkrát vyšší než v případě AM). Sám princip kmitočtové modulace přispívá tedy k *větší intermodulační odolnosti*.

Při posuzování vlivu rušení můžeme velmi dobře uplatnit následující zásadu, již lze nazvat pravidlo tří decibelů.

Pravidlo tří decibelů

Toto pravidlo lze formulovat tak, že vzájemný vliv dvou kmitočtově modulovaných signálů je odstupňován po 3 dB.

Vysvětlení je následující:

- a) rozdíl 0 až 3 dB mezi žádaným a rušivým signálem způsobí interferenci;
- b) rozdíl 3 až 6 dB mezi signály se projeví šumem v přenášené informaci;
- c) rozdíl větší než 6 dB vede k úplnému potlačení slabšího signálu. V amatérské praxi je tento stav označován jako „maskování“ nebo „vygumování“ slabšího signálu.

Za rušivý signál můžeme podle této úvahy považovat též šum. Vrátime-li se zpět k obr. 4.8, můžeme analogicky aplikovat pravidlo tří decibelů takto:

- a) při signálu 0 až 3 dB nad šumovým prahem (asi S1) je signál silně rušen šumem;
- b) v oblasti 3 až 6 dB nad šumovým prahem je šum ještě znatelný, ale signál již je čitelný;
- c) signál více než 6 dB nad šumovým prahem je dokonale čitelný.

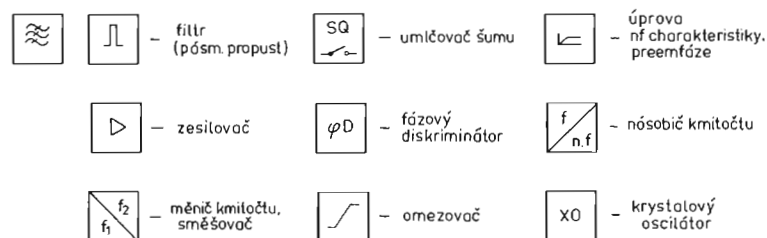
Vidíme tedy zcela názorně, že na provoz F3 je nutno brát odlišná kvalitativní měřítka proti zvyklostem při provozu AM. Neuvědomění si uvedených skutečností vede mnohdy ke zbytečným neshodám mezi účastníky převaděčového provozu. Zvláště při dobrých podmínkách šíření VKV se objevuje v kanálech převaděčů řada stanic, které patří do okruhu vzdáleného převaděče na stejném kanálu. Síla signálů těchto stanic může někdy maskovat i slabší místní stanice. Přitom vzdálené stanice obvykle ani netuší, že někoho ruší, protože jejich příjem je „přikryt“ signálem vlastního převaděče. Jde tedy o rušení neúmyslné a je třeba je přijímat s jistým pochopením vyplývajícím z hamspiritu. Při provozu přes místní převaděč je třeba používat co nejmenší výkon. Každý výkonnější vysílač pro FM by měl být vybaven plynulou regulací výkonu nebo alespoň přepínáním (postačí 1 W/10 W).

Obvodová technika zařízení pro FM provoz

V dnešní době se již v podstatě nesetkáme s rozdělením zařízení na separátní vysílač a přijímač, ale vždy jde o kompletní radiostanici – transceiver. Toto uspořádání má nesporný význam pro zvýšení operativnosti provozu. Radiostanice lze konstruovat jako lehké, přenosné, napájené z baterií. Výhody tohoto pojetí se uplatní právě při místním provozu přes převaděče. V dalším textu se nebudeme zabývat transceivery pro všechny druhy provozu, ale pouze jednoduchými konstrukcemi s výhradním určením pro provoz FM, které lze snadno a levně realizovat v amatérských podmínkách.

S rozvojem provozu FM se doslova vyrojila celá řada nejružnějších koncepcí amatérských transceiverů. Zároveň stále přetrvávají úpravy inkurantních zařízení. Nezbyvá než pokusit se alespoň v základní míře postihnout tento vývoj na skupinových schématech inkurantních i amatérských stanic.

Skupinová zapojení radiostanic (symboly ve skupinových schématech viz obr. 4.15)



Obr. 4.15. Skupinové zapojení (symboly)

Radiostanice s násobiči kmitočtu

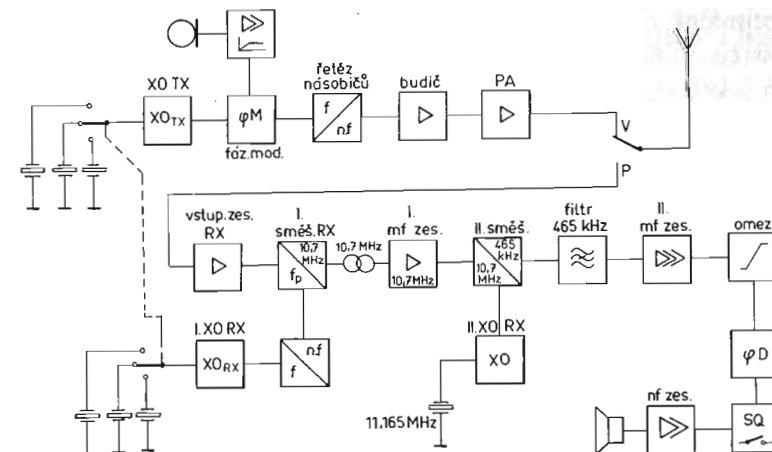
1. Řízení kmitočtů přepínáním krystalů

Toto řešení je poplatné ještě elektronkové éře a používalo se běžně u všech firem, vyrábějících radiostanice. Z čs. výrobků je typickým představitelem „Racek“ (používal kombinace tužkových elektronek a germaniových tranzistorů a atypickou II. mf 700 kHz).

Zvláštností těchto konstrukcí byl fázový modulátor ϕM . Jednou z vlastností fázové modulace je, že se při násobení dostatečně velikým koeficientem změni na modulaci kmitočtovou s požadovaným zdvihem. To je u úzkopásmové F3 lehce splnitelné již při poměrně nízkém činiteli násobení. K modulaci se používal reaktanční tranzistor nebo fázový můstek. Parazitní amplitudovou modulaci, která vzniká při fázové modulaci jako průvodní jev, potlačoval řetěz násobičů, jehož prvky pracovaly v režimu saturace a působily zároveň jako omezovač amplitudy. Charakteristické skupinové schéma je na obr. 4.16.

K fázové modulaci byl často využíván i diodový modulátor s hrotovými germaniovými diodami, který využíval změnu dynamického odporu diod – to je právě příklad radiostanice „Racek“.

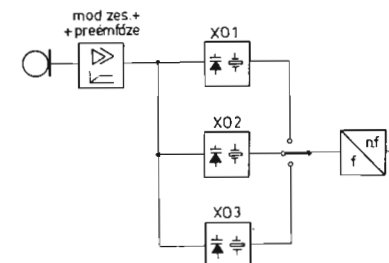
S nástupem kapacitních diod – varikapů se způsob generování FM ustálil na jejich využití. Pomocí kapacitních diod se moduluje přímo



Obr. 4.16. Řízení kmitočtů přepínáním krystalů

krystaly a jedinou nevýhodou této metody je nelineární závislost kapacity varikapu na přiváděném napětí. Tuto nelinearitu lze kompenzovat vhodným zapojením. Proto se kapacitní diody používají v těchto obvodech stále. Kmitočtová modulace se pomocí varikapů získává přímo, bez přechodu přes fázovou modulaci. Ve skupinovém schématu na obr. 4.16 se změni vlastně jenom obvod modulátoru, od řetězu násobičů dále zůstává vše stejné (obr. 4.17).

Protože není zpravidla možné zaručit úplnou shodnost všech krystalů ve všech parametrech, přepínají se kompletní oscilátory, u nichž



Obr. 4.17. Přímá modulace varikapu

je optimálně nastaven zdvih, linearita i amplituda. Tyto jednotky se nejčastěji dodávají ve formě modulů.

Při jakékoli koncepci s násobením kmitočtu je nutné si uvědomit, že spolu s násobením základního kmitočtu se stejným činitelem násobí i zdvih ΔF . Potřebný zdvih u XO na základním kmitočtu je tedy n -krát menší. Tím snazší je dosažení požadované linearity. Krystalové oscilátory, jejichž kmitočet měníme (modulujeme) přiváděným napětím, nazýváme souhrnně VCXO (z angl. – voltage controlled crystal oscillator).

Řešení přijímacích částí transceiverů se před lety ustálilo na dvojitým směřování 10,7 MHz/465 kHz a tento stav přetrvává dodnes. Některé příklady jsou uvedeny i v této publikaci v kapitole o přijímačích, kde bylo vysvětleno, že I. mf 10,7 MHz se používá z důvodů dosažení zrcadlové selektivity, II. mf 465 kHz zabezpečuje kanálovou selektivitu a možnost účinné demodulace (viz opět obr. 4.16).

Technický rozvoj, zvláště v oboru selektivních členů, přinesl určité změny pouze v řešení jednotlivých dílčích obvodů. Můžeme si jej přiblížit stručným popisem přijímacích částí radiostanic k. p. TESLA Pardubice.

„Racek“ používal na I. mf 10,7 MHz obvody LC. Kanálovou selektivitu zajišťoval II. mf zesilovač s rozloženě laděnými obvody LC na kmitočtu 700 kHz. Jako amplitudový omezovač sloužily germaniové hrotové diody v antiparalelním zapojení, k detekci se používal fázový diskriminátor, opět s germaniovými diodami. Tato radiostanice byla určena pro pásmo 160 MHz ještě se starými systémovými parametry (rastr 50 kHz, zdvih 15 kHz). Již zmíněnou zvláštností byl fázový modulátor s řídicími krystaly v oblasti 4,33 MHz. Pro dosažení žádaného zdvihu 15 kHz bylo nutno volit činitel násobení $n = 36!$ Racek byl poměrně často upravován pro amatérské pásmo 145 MHz. Úprava byla nenáročná a vedla spíše ke zjednodušení vysílací části. Odstup 600 kHz pro převaděčový provoz se snadno dosáhl volbou krystalů.

Radiostanice k. p. TESLA Pardubice I. řady

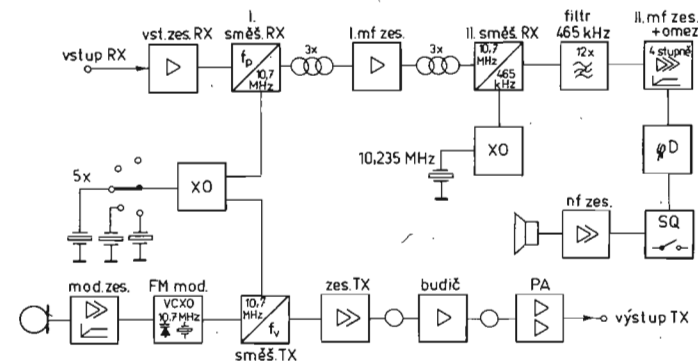
VXW010 byla první čs. kapesní jednokanálová radiostanice osazená plně tranzistory, řešená již v rastru 25 kHz. Použití germaniových tranzistorů umožnilo na tehdejší dobu dosáhnout poměrně dobrou

energetickou účinnost. Při vf i nf výkonu 0,1 W byl odběr z baterií příjem/vysílání = 20 mA/50 mA.

Zrcadlovou selektivitu na 10,7 MHz zajišťovaly dvě tříobvodové pásmové propusti za směšovačem a jednostupňovým zesilovačem 10,7 MHz.

Za II. směšovačem byl zařazen dvanáctičlankový filtr LC se soustředěnou selektivitou o kmitočtu 465 kHz, který umožňoval dosažení kanálové selektivity 60 dB. Následoval čtyřstupňový mf zesilovač 465 kHz, jednotlivé stupně byly vázány jednoduchými členy RC a doplněny diodovými omezovači amplitudy. K detekci byl použit fázový diskriminátor.

Výkonnější *radiostanice VXW100* měla 5 kanálů a dosahovala vf výkon 1 W. Budicí a výkonový stupeň již byly osazeny křemíkovými tranzistory, nejdříve zahraniční produkce, později naše KF630S. Určitou zvláštností byla tvorba řídicích kmitočtů u prvních provedení této radiostanice. Přepínaly se pouze harmonické krystaly pro přijímací část, kmitočty pro vysílač se získávaly směšováním s kmitočtově modulovaným oscilátorem 10,7 MHz (VCXO). Jako směšovač byl použit čtyřdiodový vyvážený modulátor. Přijímací část používala mezifrekvenční zesilovač, shodný s VXW010. Pozdější provedení se vrátilo k násobení kmitočtu. Zjednodušené skupinové schéma zapojení VXW100 je na obr. 4.18. Tato radiostanice je dodnes často upravována pro amatérské pásmo 145 MHz.



Obr. 4.18. Skupinové schéma VXW/100

Základní technické údaje (převzato z dokumentace): vysílač má střední výkon 10 W při potlačení nežádoucích složek 60 dB; modulační zesilovač používá nf omezovač špiček, který výrazně zlepšuje hovorovou srozumitelnost; přijímač má zaručenou citlivost 0,5 μ V (-115 dBm) pro odstup od šumu 12 dB (praxe potvrzuje, že běžně dosahovaná citlivost je vždy ještě lepší); kanálová selektivita je lepší než -85 dB; intermodulační odolnost je -65 dB.

Ve vysílací části jsou použity sovětské výkonové tranzistory řady KT922, proto je v radiostanici vestavěn rekuperační měnič 12/24 V. Ochranný obvod řídí proud PA a spojitě snižuje buzení při zhoršeném ČSV. Nastavovacího trimru tohoto obvodu lze použít k regulaci vf výkonu.

Radiostanice VR20 dosahuje velmi dobrých parametrů, přesto, že je celá řešena na bázi diskretních součástek (jsou použity nejběžnější typy křemíkových tranzistorů). K úpravě pro pásmo 145 MHz se dobře hodí zvláště varianta 160 MHz. Na vyřazování těchto stanic z provozu si ovšem ještě nějaký čas počkáme.

Radiostanice TESLA III. řady

V nové řadě radiostanic je do značné míry využito integrovaných obvodů. Pro kanálovou selektivitu byl zvolen elektromechanický filtr Teltow 450 kHz z NDR. Ve vysílací části se počítá s 12 V sovětskými tranzistory řady KT920.

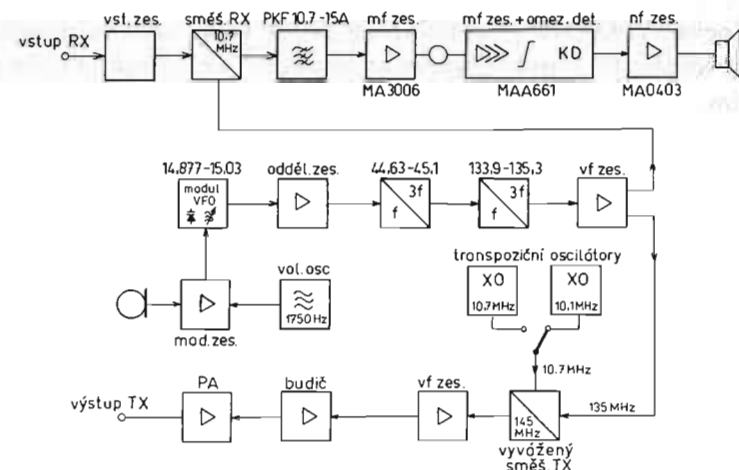
Většina radiostanic všech řad je uzpůsobena pro provoz se selektivní volbou účastníků – systém TESLA Selectic.

2. Řízení kmitočtu plynule laděným oscilátorem

Jak vyplývá z předchozího příkladu profesionálních radiostanic, je tvorba řídicích kmitočtů založena vždy na použití krystalů.

V amatérské službě naopak potřebujeme radiostanice s podstatně větším počtem kanálů. Přestavba inkurantních zařízení, pokud je zachována původní koncepce, je velice problematická vzhledem k potřebě většího počtu krystalů.

Proto nejjednodušší amatérské konstrukce využívají k získání řídicích kmitočtů laděný oscilátor LC s násobiči. Typickým představitelem je transceiver „Boubín“, jehož blokové schéma je na obr. 4.20.



Obr. 4.20. Skupinové schéma Boubín

Řídicí kmitočet je odvozován z laditelného VFO v oblasti 15 MHz a násoben 9krát na výsledný 135 MHz. Protože VFO je modulován varikapem, je zároveň násoben i zdvih. I když díl VFO uděláme velice pečlivě po mechanické stránce, zůstává stěžejním problémem otázka teplotní stability, neboť nestabilita je též násobena 9krát. V tom tkví největší obtíž jakékoli konstrukce používající VFO s násobením. Vyhovující kmitočtové stability je totiž možné dosáhnout pouze dokonalou a důslednou parametrickou stabilizací oscilátoru, kterou je nejlépe dělat individuálně pro každý kus.

Navíc jde o operaci zdlouhovou a tudíž nevhodnou při sériové výrobě. Z toho pramení základní chyba transceiveru „Boubín 78“ – nedostatečná kmitočtová stabilita.

Dalším nedostatkem je používání málo selektivních obvodů jak v řetězu násobičů, tak ve vysílací a vstupní části. Převážně jednoduché laděné obvody jsou na následující stupně vázány kapacitně a málokdy správně impedančně přizpůsobeny. Důsledkem je nejen tvorba nežádoucích kmitočtů ve vysílací cestě, ale i pronikání cizích a kombinovaných signálů přes vstupní díl do mf zesilovače přijímací cesty.

Při amatérské konstrukci jakéhokoli zařízení, kdy je použito násob-

bení (nejen VFO, ale i krystalů), se proto vždy snažíme používat dvouobvodové pásmové propusti se správným impedančním přizpůsobením. Daleko vhodnější je vždy vazba induktivní. To platí nejen pro násobiče, ale i pro vysílací cestu TX a vstupní díl RX.

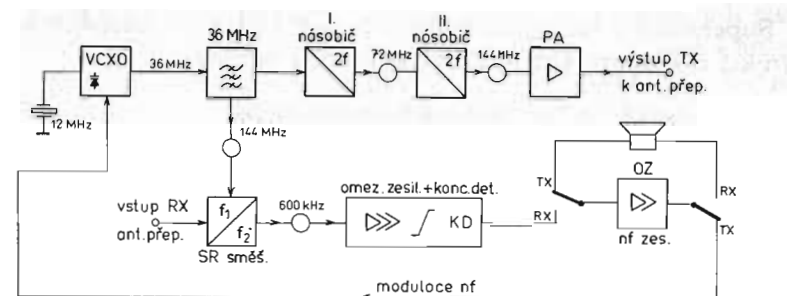
Přijímací část transceiveru „Boubín“ je řešena pro jedno směřování s mezifrekvenčí 10,7 MHz. Kanálová selektivita je dána použitým filtrem PKF 10,7/15 A a je asi 40 dB, což pro běžné nároky amatérského provozu stačí. Mezifrekvenční díl používá dostupné integrované obvody. Určitým nedostatkem je málo účinná detekce na kmitočtu 10,7 MHz; to je však stále přetrvávající problém i u profesionálních výrobců a jeden z důvodů pro dvojí směřování. Toto řešení by však v případě transceiveru „Boubín“ vedlo k dalším komplikacím a celé zařízení by ztratilo punc jednoduchosti.

VFO s násobením používal i transceiver „TRAMP 145 FM“, jehož popis byl uveřejněn v časopisu Amatérské rádio řady A 4–6/1978. I zde se projeví problémy se stabilitou kmitočtu. Teplotní závislost se sice podařilo kompenzovat důkladnou parametrickou stabilizací, nebylo však možné zcela vyloučit posun kmitočtu při napájení z baterií. Proto se amatérské konstrukce bateriových transceiverů koncem 70. let opět vrátily k řízení kmitočtu krystaly s násobením. „TRAMP 145 FM“ byl prvním našim amatérským transceiverem pro provoz F3, u něhož byla vyzkoušena tzv. „nízká mezifrekvence“ 600 kHz, shodná s duplexním odstupem pro převaděče v pásmu 145 MHz.

Výhody tohoto řešení jsou jasné: pro vysílání i příjem je použit jediný řídicí kmitočet, nízký mf kmitočet umožňuje účinnou demodulaci při příjmu a celá koncepce se značně zjednoduší.

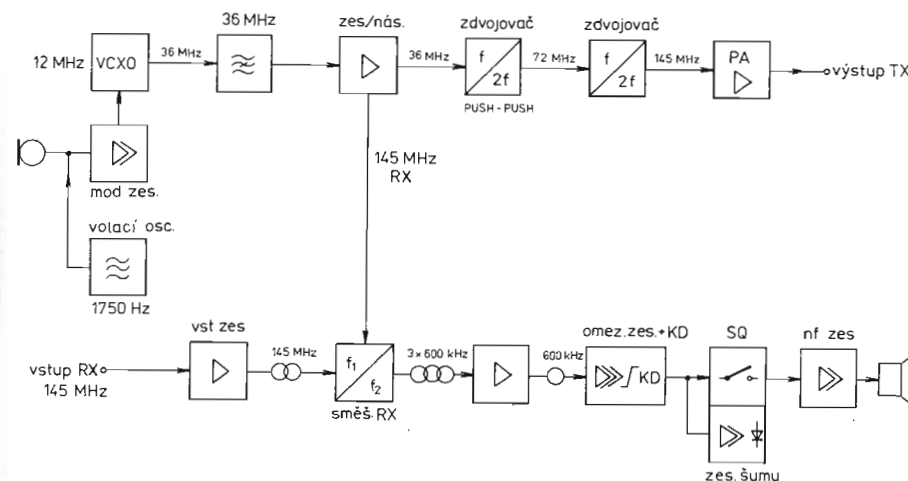
Zřejmě jsou i nevýhody: téměř nulová zrcadlová selektivita a všeobecně nízká odolnost proti cizím příjmům včetně intermodulace.

Jednoduchých konstrukcí s mezifrekvenčí 600 kHz vznikla celá řada. Všechny měly svůj prapůvod v minitransceiveru podle SM7EY. Modernizovanou tuzemskou verzí, až snad s přespříliš stěsnanou konstrukcí, byl transceiver řady TRP, popsán v časopisu Radioamatérský zpravodaj 5–8/1980, jehož blokové schéma je na obr. 4.21. Zde snaha po maximálním zjednodušení vedla k využití nových obvodových řešení, např. rozlaďování („tahání“) krystalu a superreakčního klíčovaného směšovače (který je registrován jako čs. vynález).



Obr. 4.21. Skupinové schéma TRP

Vysílací část používala jednoduchý, ale propracovaný řetěz násobičů, v podstatě převzatý od SM7EY. Přesto, že selektivitu mezi stupni řetězu obstarávaly jednoduché obvody se samonosnými cívkami, byl díky dobrému impedančnímu přizpůsobení výsledný signál čistý, bez parazitních produktů. Tento osvědčený způsob se objevil i v dalších konstrukcích, např. ve složitějším transceiveru „Mazák“ (Radiomátérský zpravodaj č. 9–10/83) a populárním „Šmudlovi“, jehož blokové zapojení je na obr. 4.22.



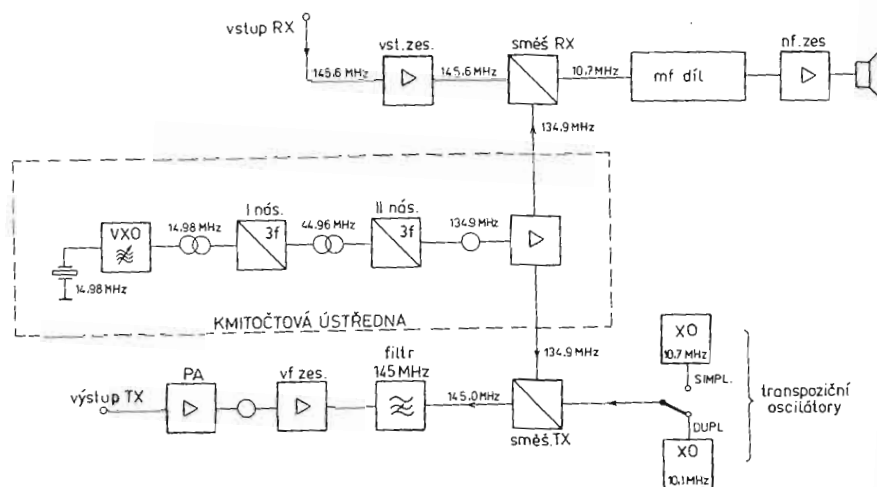
Obr. 4.22. Skupinové schéma Šmudla

Superreakční směšovač použitý v řadě TRP se u následných konstrukcí neujal pro své obtížné nastavení a labilitu.

Radiostanice s kmitočtovými ústřednami

Radiostanice s kmitočtovými ústřednami využívají k vytvoření vysílacího kmitočtu směšování s transpozičním oscilátorem (obvykle 10,7 MHz). Mohli bychom tedy mezi ně zahrnout i již uvedenou stavebnicovou VR20, kterou lze osadit v různých variantách. Charakteristickým znakem koncepce s kmitočtovou ústřednou ovšem je, že se zdvih nenásobí společně s řídicím krystalem, ale modulace se provádí v jiném oscilátoru.

Nejjednodušší řešení, které můžeme považovat za přechodný typ, spojující provedení s násobiči se směšovacím principem, je použití kmitočtové ústředny na principu VXO (variable crystal oscillator – proměnný krystalový oscilátor). Princip VXO používá změnu kmitočtu krystalu v určitém rozsahu kmitočtu, jak bude uvedeno později. Tento způsob je s oblibou používán v případě, je-li k dispozici hotový mf díl z inkurantního zařízení. Skupinové zapojení je na obr. 4.23. VXO s násobiči můžeme tedy považovat za kmitočtovou ústřednu, volbou různých krystalů lze měnit rozsahy.



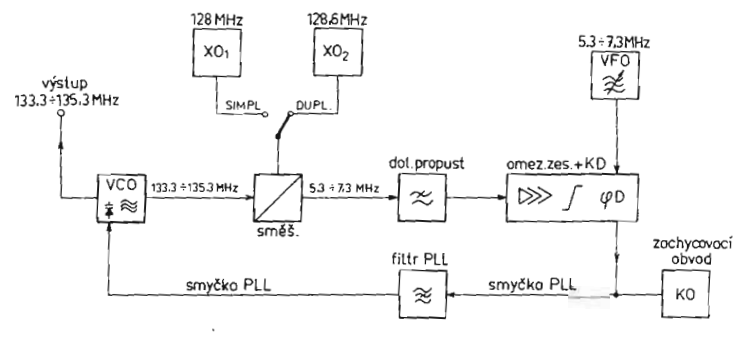
Obr. 4.23. Skupinové schéma radiostanice s VXO

Při zavedení modulace zde máme dvě možnosti. Zavedeme-li modulaci do VXO (změníme jej tedy na VCXO), půjde o variantu s násobením kmitočtu krystalu. Ponecháme-li VXO bez modulace a změníme-li na VCXO transpoziční oscilátory, půjde o směšovací princip. Jak je možno dosáhnout požadovaného zdvihu přímo s krystalem 10,7 MHz, bude popsáno později.

Zapojení s VXO můžeme počítat mezi kmitočtové ústředny celkem oprávněně, neboť má dostatečnou stabilitu. Patří mezi ústředny s plynulým nastavením kmitočtu.

Dalším řešením s vyhovující stabilitou je fázový závěs. Fázový závěs je obvodovým řešením, které umožňuje kombinovat nejrůznější kmitočty při jejich optimální skladbě. Technika fázových závěsů proniká i do oborů od tradiční radiotechniky značně vzdálených. V dřívější době se pro tento obvod používala řada jiných názvů a pojmenování, jako např. referenční analýza kmitočtu, fázové řízení oscilátoru zpětnovazební smyčkou nebo prostě fázová smyčka. V cizí literatuře se setkáme s mezinárodní zkratkou PLL (z angl. phase locking loop – fázově uzavřená smyčka).

Skupinové schéma jednoduché kmitočtové ústředny s fázovým závěsem je na obr. 4.24. Jde o modifikaci známé FA-1 a obdobné zapojení bylo popsáno i v časopisu Radioamatérský zpravodaj 4/1978. Hlavním oscilátorem, který pracuje v požadovaném rozsahu 133,3 až 135,3 MHz, je VCO (z angl. voltage controlled oscillator – napětím ří-



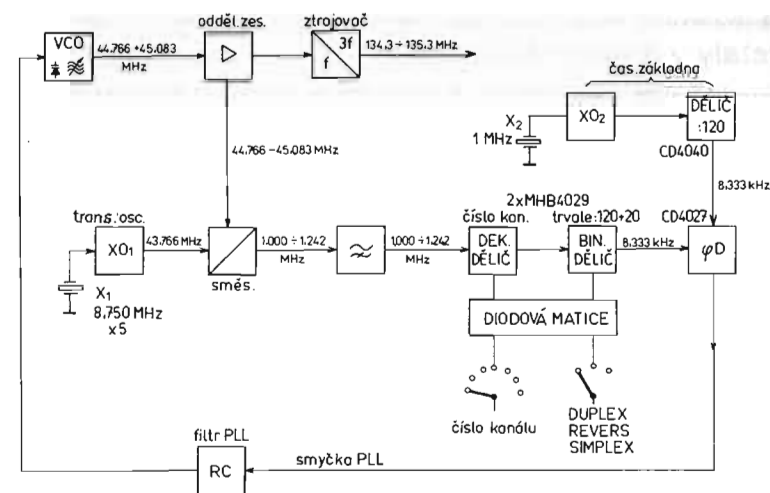
Obr. 4.24. Skupinové schéma kmitočtové ústředny

zený oscilátor). Jeho kmitočet se směřuje s transpozičním krystalovým oscilátorem XO_1 (nebo XO_2). Výsledný rozdílový kmitočet (v našem případě v rozsahu 5,3 až 7,3 MHz) se porovnává s kmitočtem stabilního VFO ve fázovém detektoru ϕD . Získané stejnoměrné chybové napětí po filtraci řídí předpětí varikapu ve VCO a působí v opačném smyslu kmitočtové odchylky, takže VCO je stále doladován na původní kmitočet. Součástí fázového závěsu je zachycovací obvod, zajišťující obnovení synchronizace kmitočtu VCO při případném výpadku mimo pásmo držení.

Tento zachycovací obvod není nutný u fázově kmitočtových detektorů s velkým rozsahem synchronizace. Známý je fázově kmitočtový detektor firmy Hewlett-Packard, složený z jednoduchých hradel NAND nebo dvou D – klopných obvodů. Určitou nevýhodou při aplikaci tohoto detektoru je obtížnější filtrace napětí smyčky fázového závěsu, a tím vzniklé komplikace se spektrální (ale i šumovou) čistotou signálu VCO. Je třeba si uvědomit, že obvody TTL v podstatě pracují ve výkonovém režimu a spínání větších výkonů má za následek energeticky vyšší hladinu parazitního impulsního rušení.

Kmitočtové ústředny s digitálním řízením, pokud jsou v nich použity obvody TTL, jsou aplikačně náročnější, navíc značný energetický odběr vylučuje možnost jejich využití v přenosných radiostanicích (u nás známá FA3). Určité zlepšení je možné při použití obvodů LS-TTL (z angl. low power Schottky) a zejména CMOS (z angl. complementary MOS – komplementární struktura v tranzistorech řízených polem).

Protože běžné obvody tohoto typu nejsou využitelné při vyšších kmitočtech, je nutný přechod na nižší kmitočty směšováním, resp. dělením. Fázové porovnání se provádí v oblasti nižších (často akustických) kmitočtů a výsledkem je opět stejnoměrné regulační napětí pro fázový závěs. Příklad programovatelné kmitočtové ústředny s integrovanými obvody CMOS, vhodná pro amatérskou konstrukci, je na obr. 4.25. Aby bylo možno využít běžně dostupných krystalů pro transpoziční oscilátor XO_1 , pracuje VCO na kmitočtu 45 MHz a jeho kmitočet je na 135 MHz ztrojován. Rozdílový kmitočet VCO a XO_1 , vzniklý pro směšování, leží v oblasti 1 MHz, snadno zpracovatelné obvody CMOS. Dělička ze dvou MHB4029, jejíž vstupy jsou programovány



Obr. 4.25. Kmitočtová ústředna s CMOS

diodovou maticí, určuje dělicí poměr pro přepínačem zvolený kanál. Výsledným kmitočtem je 8,333 kHz, který se též jako *referenční* dodává z časové základny. Fázově kmitočtový detektor realizovaný obvodem J–K CD4027 je obdobou detektoru Hewlett-Packard. Fázový závěs je filtrován jednoduchým členem RC a výsledné napětí přivedeno na varikap VCO.

S uvedenou kmitočtovou ústřednou lze dosáhnout velmi dobré spektrální čistoty a pro svou poměrnou jednoduchost je vhodná pro amatérské konstrukce.

Vývoj kmitočtových ústředn v současné době dále pokračuje a u světových výrobců se objevují stále nové obvody vysoké integrace, umožňující snadnou realizaci dříve komplikovaných zapojení. Většina z těchto obvodů je již navržena i pro digitální stupnici se zobrazovačem z kapalných krystalů. Radiostanice používající této progresivní technologie jsou však většinou konstruovány pro všechny druhy provozu (all mode) a nepatří tudíž do kategorie jednoduchých zařízení FM.

Krystaly v amatérské praxi

Význam krystalů (křemenných rezonátorů) pro jakoukoli oblast sdělovací techniky je nesporný. V technice kmitočtové modulace jsou stále používány ve zdrojích řídicích kmitočtů radiostanic, ve filtrech soustředěné selektivity a často též při detekci signálu FM.

Generátor kmitočtu pro zařízení FM bývá obvykle řešen jako:

1) Krystalový oscilátor s příslušným řetězem násobičů (obvykle trofejní zařízení jako VXN101, „Racek“, „Storno“ atd.).

2) Stabilní (víceméně) VFO s řetězem násobičů („Boubín“, „Tramp“).

3) Rozladovaný krystalový oscilátor (VXO), nebo napětím rozladovaný krystalový oscilátor (VCXO).

4) Oscilátor LC přímo na požadovaném vysokém kmitočtu.

5) Kmitočtový směšovač (Super VFO nebo VFX při plynulém ladění).

6) Fázový závěs, dnes již velice rozšířený u profesionálních i amatérských konstrukcí. Zde bývá již často použita číslicová stupnice.

Další systémy bývají buď kombinací předešlých, nebo využívají poněkud odlišných principů – zde nutno připomenout velmi perspektivní systém číslicově analogového doladování (DAFC).

Po stránce stability jsou nejvýhodnější způsoby uvedené v bodě 5) a 6). Způsob podle bodu 1) je též stabilní, ale potřebuje řadu krystalů.

Hledisko stability generátorů kmitočtu bylo až do nedávné doby dominantní. Teprve v poslední době stále více vystupuje do popředí otázka spektrální a šumové čistoty těchto generátorů jako omezujícího faktoru při dosažení maximální citlivosti a intermodulační odolnosti přijímačů VKV. Bylo by nesprávné tvrdit, zvláště v případě FM s menšími nároky, že číslicovou stupnici vůbec není možné odrušit. Je to samozřejmě možné, ale dá to trochu práce se stíněním a blokováním.

Z tohoto hlediska, včetně požadavku jednoduchosti, by tedy bezpochyby nejlépe vyhověl volně kmitající oscilátor LC přímo na požadovaném kmitočtu, kdyby u něho bylo možné dosáhnout vyhovující stability. O možnostech v tomto směru se zmíníme později, nyní se po-

kusíme seřadit zdroje kmitočtu podle spektrální, resp. šumové čistoty:

– (4) oscilátor LC s dobrým blokováním;

– (2) VFO s násobiči za předpokladu použití nízk šumových tranzistorů (stačí KF173 apod.) a alespoň jednoduchých pásmových filtrů mezi stupni správně impedančně přizpůsobenými. Zde je nutno připomenout, že koncepce v podstatě širokopásmových kapacitních vazeb, použitá např. v transceiveru „Boubín“ či v letitém, byť oblíbeném zapojení podle OK1KIR „VFO 12 MHz“, není právě nejvhodnější;

– (3) VXO nebo VCXO (vzhledem k varikapu trochu více šumí) se stejnými předpoklady jako u VFO;

– (1) krystalový oscilátor (CO) s násobiči za stejných předpokladů. Je možné využít filtračních vlastností krystalu;

– (5) kmitočtový směšovač. Opět platí zásada pásmových propustí, dále směšování na nízké výkonové úrovni a pokud možno s lineárními prvky (oblíbené je vyvážené zapojení s J-FET BF245);

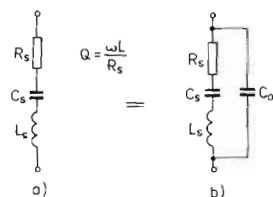
– (6) fázový závěs, ovšem zde jsou velké rozdíly, takže při splnění jistých předpokladů (pečlivost a uváženost konstrukce) může v žebříčku postoupit i o několik míst. Poměrně spektrálně „čistý“ je systém FA-1, zejména v modifikaci OK1JI.

Na šumovou čistotu oscilátoru má vliv i jeho napájení a blokování, např. jednoduchý stabilizátor se Zenerovou diodou silně šumí, takže je nutno používat složitější stabilizátory a blokovat i filtrovat kvalitními kondenzátory. Při špičkových požadavcích je nutno též velmi uvážlivě koncipovat člen určující kmitočet (laděný okruh, krystal) po stránce kvality součástek. I když to u nás nebývá zvykem (z důvodů dostupnosti), je velmi výhodné osazovat oscilátory tranzistory J=FET (malý šum, vysoký vstupní odpor). Vazba oscilátoru na další, obvykle oddělovací stupeň též hraje svou roli; lépe než běžnou kapacitní vazbu je použit volnou vazbu induktivní.

Moderní krystal – je destička kruhového či obdélníkového tvaru, vyříznutá a vybroušená z křemenného krystalu (tzv. křemenný výbrus). Rovina řezu je v určitém stanoveném úhlu orientována ke krystalografickým osám. Podle roviny řezu označujeme jednotlivé typy kódem AT, BT, NT, CT, DT atd. Vysílající radioamatér se těžko setká s jinými typy než AT, zřídka BT a jen velmi málo CT a dalšími, které jsou určeny pro nižší kmitočty. V oblasti kmitočtů nad 1 MHz jedno-

značně převládá řez AT. Je to v dnešním provedení vždy kruhová destička s vakuově napařenými stříbrnými polepy – elektrodami.

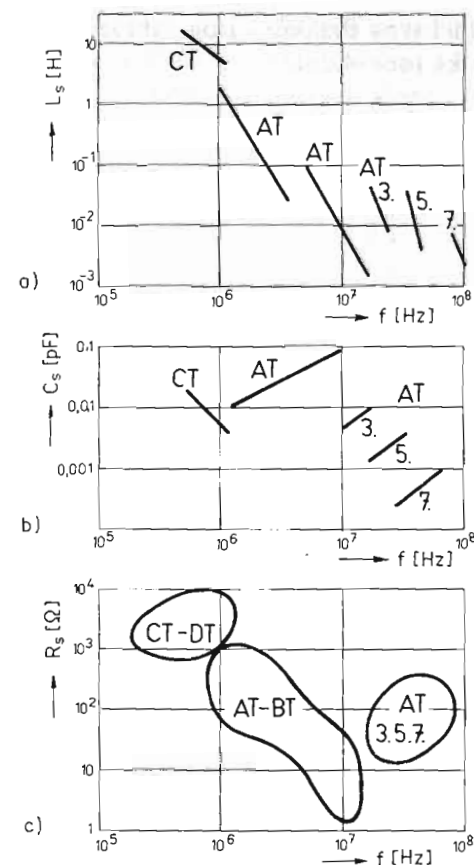
Krystal je vlastně sériový laděný obvod (viz náhradní zapojení na obr. 4.26). Navíc má paralelně k vývodům připojenou kapacitu C_0 , což je vlastně kapacita elektrod proti sobě. Lze ji snadno změřit na můstku či měřiči kapacit. Obvykle bývá v rozmezí 5 až 10 pF. Na obr. 4.26 je též uveden vztah pro jakost Q sériového rezonančního obvodu. Na rozdíl od obvodu tvořeného kondenzátorem a cívkou má krystal při stejném kmitočtu mnohonásobně vyšší hodnotu L_s (řádově 10 mH až 1 H). Tomu podle Thompsonova vzorce, samozřejmě při stejném uvažovaném kmitočtu, odpovídá úměrné snížení sériové kapacity C_s (zhruba 0,01 až 0,1 pF). Ztrátový sériový odpor R_s je v rozsahu asi 10 až 100 ohmů. Dosadíme-li pro zkoušku tyto řádové hodnoty do vztahu pro Q , dostaneme „astronomické“ hodnoty řádově od $1 \cdot 10^4$ po 10^6 , což je hodnota, která je obvody LC, ale i dutinovými rezonátory zcela nedosažitelná.



Obr. 4.26. Náhradní schéma krystalu

Amatér si samozřejmě prvky náhradního schématu jen těžko může změřit, nezbyvá tedy než alespoň přibližný odhad. K němu slouží grafické znázornění na obr. 4.27, což je vlastně souhrn orientačních výsledků z měření na velkém počtu krystalů. Znázorněny jsou pouze typy AT, typ CT (např. kalibrační krystal 1 MHz) je doplněn pouze pro úplnost. Všechny uvedené typy bez výjimky kmitají tloušťkově střižnými kmity. Z obr. 4.27 a) a b) je zřejmé, že hodnoty L_s a C_s mají poměrně minimální rozptyl. V podstatě jsou dány řezem, kmitočtem a mechanickými rozměry výbrusu.

Naproti tomu značný rozptyl má sériový ztrátový odpor R_s . Je ovlivněn nejen kvalitou pro výbrus použitého křemenného krystalu

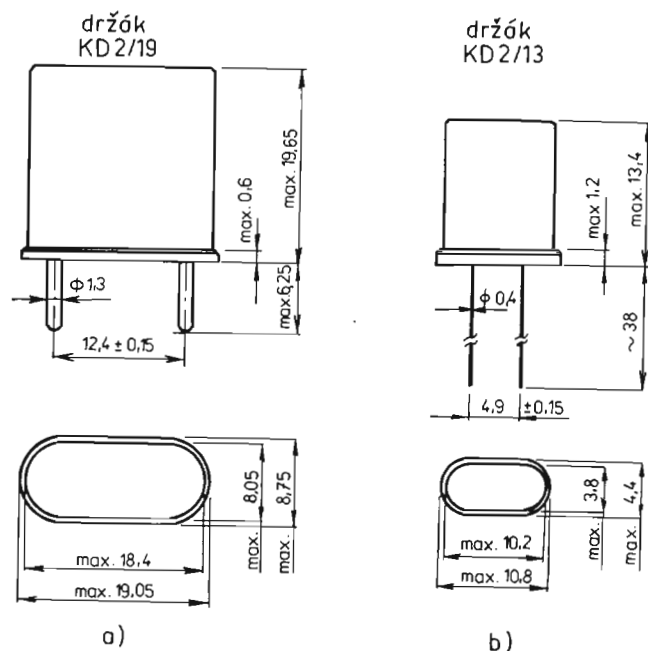


Obr. 4.27. Hodnoty náhradního obvodu krystalu

a jeho hmotností, ale i provedením a hmotností elektrod. Se zvětšující se hmotností elektrod ztrátový odpor stoupá (jódování) a výsledkem je mimo pokles kmitočtu též pokles Q a aktivity krystalu.

Velký vliv na sériový odpor R_s má i provedení držáku. Samozřejmě nejlepší jsou držáky vakuované, kdy má krystal nejmenší tlumení. Ale i hermetizované kovové držáky mají svůj význam, neboť chrání krystal před dlouhodobým působením ovzduší; jak známo sirné produkty, v atmosféře bohužel často silně zastoupené, mají vesměs snahu se ochotně slučovat právě se stříbrnými elektrodami. Norma doporučuje

následující typy držáků – jsou vybrány ty, se kterými se amatér nejspíše setká (obr. 4.28):



Obr. 4.28. Držáky krystalů

KK 2/19 – kovový hermetický držák, snadno se otvírá. Držák upneme za nožičky do stolního svěráčku. Po dostatečném nahřátí cínu po celém obvodu základny opatrně sejmeme plochými kleštěmi klobouček tak, abychom se nedotkli výbrusu;

KD 2/13 – miniaturizovaná obdoba předešlého. Stejný postup;

SD 4/24–9 – skleněný držák, známé „baňky“ Ø 10 mm. Nelze otvírat bez sklářské dovednosti.

S krystaly v pouzdře KK 2/19 se setkáme v radiostanici „Racek“, „Boubín“. Pouzdro KD 2/13 je v současné době nejrozšířenější. Jsou do něho vkládány krystaly pro občanské radiostanice, setkáme se

s ním i v nové řadě radiostanic TESLA. Z krystalů v pouzdře KD 2/13 jsou skládány i filtry PKF 10,7/15 A a PKF 9 MHz.

Harmonické krystaly vyrábí k. p. TESLA v poslední době i v provedení pouzdra SD 2/13, které tvarem i rozměry připomíná KD 2/13, je však skleněné.

Mezi amatéry se vyskytují krystaly z radiostanic RM–31, RO–21 apod. Souhrnně možno říci, že jsou o něco méně kvalitní než nová řada krystalů, např. typy A... mají poněkud menší aktivitu. Určitou nestabilitu vnáší i základna z bakelitu, proto při jejich montáži, např. do filtrů, používáme raději nízkotavitelné pájky, kterou nebudeme pracně slévat, ale zakoupíme si v kuchyňských potřebách několik tepelných pojistek do tlakových hrnců. Pracuje se s nimi obdobně jako s normální cínovou pájkou, k dostatečnému prohřátí stačí minipáječka.

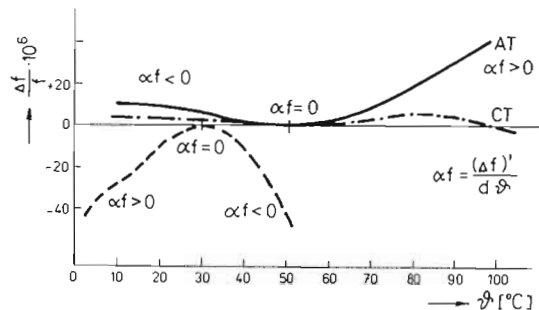
Krystaly typu RM–31 otvíráme tak, že je upneme do stolního svěráčku za klobouček základnou v rovině čelistí. Malým šroubovákem potom odehneme (odpáčíme) zahnuté okraje kloboučku, až se základna zcela uvolní; snažíme se přitom nepoškodit těsnicí gumičku. Po povolení svěráčku by měl jít krystal i se základnou lehce vysunout. Stejně tak ve svěráku krystal uzavíráme. Svěrák je nutný z toho důvodu, že při práci pouze v ruce nám šroubovák buď vjede do ruky, nebo do krystalu, popř. krystal upadne na zem.

Ať už jsou názory na kvalitu krystalů typu RM–31 jakékoli, je jisté, že se budou ještě dlouho používat a mnohokrát nám dobře poslouží.

Tolik o mechanické konstrukci držáků. Závěrem, protože to vlastně k mechanice patří, je nutno zdůraznit, že krystaly zásadně nenavrtáváme (za účelem foukání jódu apod.).

Teplotní vlivy ovlivňují fyzikální vlastnosti krystalu, tedy především vlastní rozměry výbrusu, ale i držáku či elektrod. Tím se mění i jmenovitý kmitočet. Průběh teplotního součinitele v závislosti na teplotě závisí především na řezu výbrusu. Názorně tuto závislost ukazuje obr. 4.29.

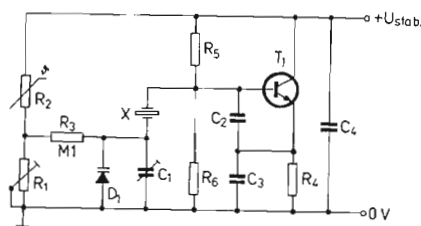
Řez AT má průběh teplotního součinitele ve tvaru kubické paraboly ($y = x^3$), BT kvadratický průběh ($y = x^2$), CT a GT opět kubický, s velmi malým teplotním součinitelem v širokém rozsahu. Právě řezy CT a GT jsou určeny jako tzv. „normálové“. Typickou vlastností řezu



Obr. 4.29. Teplotní součinitelé

AT, se kterým se amatér nejvíce setkává, je vrchol paraboly v okolí 55 °C, proto se termostaty vytápějí ponejvíce na tuto teplotu. Přesto však výrobce vhodnou technologií může vyrábět krystaly, u kterých je v určitém teplotním rozmezí průběh teplotního součinitele ne sice nulový, ale konstantní v zaručovaném rozsahu. To platí zejména pro teplotu 20 °C, pro kterou jsou vyráběny krystaly určené do filtrů, kde by použití termostatu bylo jistě velmi problematické.

Přesto však je nutné se zmínit o teplotní kompenzaci pomocí termistoru a varikapu, která se dosud v amatérské technice nerozšířila.



Obr. 4.30. Teplotní kompenzace termistorem a varikapem

Princip je na obr. 4.30. Teplotně závislý dělič napětí (termistor s odporem R_1) řídí varikap, doladující krystal v opačném smyslu teplotní závislosti. Podmínkou je stabilizované napětí a dokonalá teplotní vazba všech součástek oscilátoru, majících vliv na kmitočet, tzn. i stabilizátoru napětí. Nutnost umístění do silnostěnného boxu z hliníku není jistě třeba zdůrazňovat. Praktické výsledky odpovídají středně kvalitnímu termostatu, spotřeba energie je však nepatrná. Tohoto způsobu teplotní kompenzace lze využít i pro oscilátory LC (VFO).

Úprava kmitočtu krystalů

Je samozřejmé, že jakékoli zásahy do krystalu se snahou změnit kmitočet mohou nepříznivě ovlivnit další vlastnosti, zejména Q (tedy i aktivitu) a dlouhodobou stabilitu. Profesionální konstruktér použije takový krystal, jaký potřebuje, bez ohledu na jeho cenu, což jistě nemůže amatér. Metod, jak upravovat kmitočet krystalů, byla již publikována celá řada. Jde o to vybrat z nich ty nejosvědčenější.

Kmitočet krystalu můžeme trvale změnit v jistých mezích působením na jeho fyzikální vlastnosti. Pomineme staré metody jako používání karborundových brousků apod. U dnešního krystalu nemáme stejně jinou možnost, než působit na stříbrné elektrody. Jak již bylo řečeno, zvětšováním hmoty elektrod kmitočet klesá, protože se zvyšuje i celková hmotnost krystalu. Naopak při ubírání hmoty elektrod kmitočet stoupá.

Elektricky tyto děje znamenají, že při nanášení hmoty elektrod se zvětšuje i sériový ztrátový odpor, a tím klesá Q a aktivita, částečně se zhorší i stabilita (viz náhradní schéma). Evidentně při ubírání elektrod můžeme očekávat zvýšení Q a aktivity. Hmotnost elektrod má tedy vliv na tlumení krystalu.

Předem několik zásad. Veškeré zásahy děláme na zcela otevřeném krystalu, a proto:

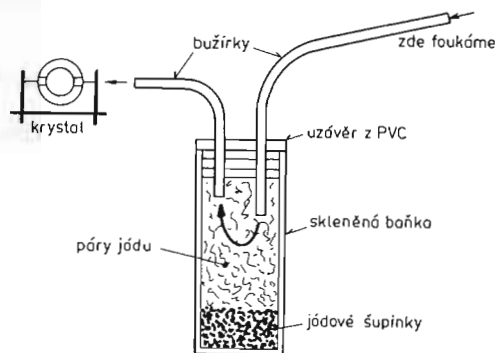
- na elektrody musíme vidět, nenavrtáváme žádné dírký,
- krystalu se nedotýkáme ani prsty, ani mechanickými nástroji,
- zásahy děláme v tom zapojení, kde má krystal pracovat (například přímo v daném přístroji).

Podle relativní změny kmitočtu použijeme příslušnou metodu, pokud možno výhradně chemickou.

Malé změny kmitočtu

Jde o změnu kmitočtu do 0,2 ‰, tj. asi 2 kHz na kmitočtech řádově 10 MHz (u RM-31, „Racek“ apod.).

Snižování kmitočtu v malých mezích dosud nejvíce děláme jódováním. Používáme zásadně krystalický jód, nikoli tinkturu. Jódové páry nanášíme na krystal foukáním, proto si z lékovky nebo zkumavky



Obr. 4.31. Pomůcka k jódování

zhotovíme podle obr. 4.31 pomůcku k jódování. Jemným fouknutím nanese část jódových par na elektrodu krystalu, přitom pozorně sledujeme čítač, abychom zbytečně „nepřejódovali“. Pro odpařování jódu stačí zahřívání lékovky v ruce. Zásadně nespěcháme, kmitočet krystalu se částečně „vrací“. Po přestávce asi 1 hodiny, po kterou necháme krystal kmitat, uděláme poslední jemnou korekci a pomocí elektrického vysoušeče vlasů v několika teplotních cyklech ofukujeme krystal střídavě teplým a studeným vzduchem. Je nutno počítat s vlivem krytu, u zmíněných krystalů okolo 10 MHz snižuje kryt kmitočet asi o 100 až 200 Hz, při uzemnění krytu 300 až 400 Hz. Po ukončení práce nezapomeňte nikdy jódovačku hermeticky dokonale uzavřít, nejlépe do skleničky od dětské výživy. Kmitočet ještě jednou kontrolujeme druhý den zhruba po 24 hodinách, potom lze krystal uzavřít, znovu zkontrolovat a doufat, že se vše zdařilo.

Na jód působí vlivy tepla a světla, nelze ho proto používat u relativně větších změn a už vůbec ne foukáním přes dírky. Velice názorně to dokazují staré krystaly z RM-31, které byly již při výrobě zásadně jódovány (proto též různorodá kvalita). Vybrat z nich několik shodných je velmi obtížné i z většího počtu kusů. Každý krystal dlouhodobě stárne, jódovaný obzvlášť. O stabilnější metodě, elektrochemickém nanášení stříbra se zmíníme později.

Zvyšování kmitočtu v malých mezích je jedinou mechanickou metodou, kterou lze připustit. Dříve se k tomuto účelu používalo tvrdé gumy nebo i žiletky. Při gumování krystal občas praskl nebo se zašpi-

nil, žiletkou není problém udělat do elektrody rýhu. Nejlepší a doslova profesionální metodou je použití štetce ze skleněných vláken. Dříve byl vzácný, dnes lze v každém papírnictví zakoupit „škrábátko na tuš“. Používá se tak, že při vyvinutí minimálního tlaku jemně opřesujeme obě elektrody krystalu po celé ploše, za současného sledování kmitočtu a kolektorového proudu příslušného oscilátoru. Kolektorový proud je ostatně vhodné sledovat při jakékoli manipulaci s krystaly, jeho změny jsou úměrné změnám aktivity, a tedy i kvality Q .

Větší změny kmitočtu

Požadujeme-li větší trvalou změnu kmitočtu (až 0,5 %), daří se to lépe směrem k vyšším kmitočtům. Důvod je jasný – ubíráním hmoty elektrod Q i aktivita spíše vzrůstá. Stříbra je na elektrodách poměrně hodně (zvláště u typů z RM-31) a za předpokladu rovnoměrného ubírání stříbrné vrstvy je horní hranicí stav, kdy jsou elektrody již vlastně průsvitné, ale ještě vodivé. Nevýhodou všech těchto metod je nemožnost současného sledování kmitočtu, a tedy nutnost jistého odhadu, který lze získat jen cvikem.

Metoda chemická odpovídá vlastně procesům použití ustalovače u fotografií. Proto použijeme ustalovač UN 201 (zelený) a připravíme asi 30 % roztok thiosíranu – to je větší polovina sáčku, tedy krystalický sirnatan sodný.

Krystal ponoříme do roztoku a sledujeme, jak jódová vrstva mizí. V roztoku se rozpouští jak povrchová vrstva jódu, tak i jodid stříbrný, částečně i stříbro, ale velmi pomalu. Ostatně fotoamatéři vědí velmi dobře, jak umí ustalovač vybělit fotopapír zapomenutý na dně misky. Skutečnost, že ve fotografii jde o jiný halový prvek – bróm, na věci nic nemění. Pro krystaly asi 10 MHz můžeme při prvním kroku počítat se změnou asi 20 kHz. Další postup je opět stejný jako u fotografie – následuje důkladné praní pod tekoucí vodou po dobu 5 minut a posléze řádné vysušení pomocí elektrického vysoušeče vlasů. Následuje kontrola kmitočtu a kolektorového proudu v oscilátoru. Je-li dosažená změna nedostatečná, je nutno krystal znovu najódovat pomocí foukačky a celý postup opakovat. Jódujeme pravidelně po celé ploše elektrod, přírodním páskům se vyhneme. Rovnoměrné nanášení jódu lze odhadnout podle změny barvy nanesené vrstvy. Vytvořená vrstva

i s částí sloučeného stříbra se opět smyje v roztoku atd., postup lze opakovat až do úplného zmizení polepů, a tím i znehodnocení krystalu. Lze dosáhnout změny asi 200 kHz pro krystaly kolem 10 MHz.

Popsaná metoda je poměrně účinná a pro krystaly bezpečná, pro větší požadované změny však přesto pomalá. Zde se nabízí použít metody elektrochemické. Jde o galvanické odleptávání nebo leštění.

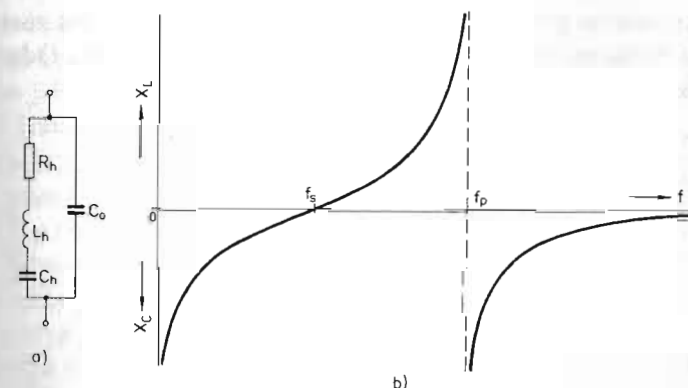
Krystal se nejdříve zbaví povrchové vrstvy chemickou metodou již popsanou v koncentrovanějším roztoku thiosíranu. Tím dosáhneme naprosto čistých elektrod. Připravíme si slabý roztok (asi 3 krystalky do 2 dcl vody) a spojíme obě elektrody. Na elektrody připojíme kladný pól baterie, záporný přes mA – metr na „versatilku“, jejíž tuhu používáme větším či menším ponořením do roztoku jako proměnný odpor. Volíme raději menší proud (asi 5 mA), který spolu s malou koncentrací zaručí rovnoměrnost leptání. Přesto je leptání poměrně rychlé, asi 50 kHz za 1 minutu. Proto, než získáme praxi, je lépe postupovat po krátkých časových intervalech. Následuje důkladné praní a sušení jako u čistě chemické metody.

V souvislosti s elektrochemickým odleptáváním byl zkoušen i opačný způsob nanášení stříbra. Je to možné, pokud se smíříme s tím, že kmitočet směrem dolů nelze posunout v tak velkých mezích; klesá Q a aktivita. To platí ostatně i o jódování; nanášení stříbra má však velkou výhodu ve stabilitě nanesené vrstvy. Jako nevýhodné se ukázalo použití starého ustalovače; vyloučené stříbro bývá černé a nestabilní. Pokud se chceme vyhnout použití jedovatých kyanidových lázní, jde to nejlépe ve slabém roztoku dusičnanu stříbrného (lapis). Krystal připojíme na záporný pól, jako kladný pól (anodu) použijeme drátek nebo pásek z tavné pojistky. Dusičnan rozpustíme raději v destilované vodě. Proudovou hustotu volíme opět malou. Předpokladem úspěchu je čistý povrch elektrod, které před operací zbavíme povrchové vrstvy opět v roztoku thiosíranu, řádně vypereme a ještě za mokra vložíme do dusičnanu.

Tolik tedy o „alchymii“ v oboru krystalů. Jisté je, že popsané postupy rozšiřují naše možnosti co do výběru potřebných krystalů, kterých mezi amatéry nebude nikdy dost. Na rozdíl od mechanických metod jde o způsoby bezpečné a stabilní. U starých typů krystalů (RM-31) dojde spíše ke zlepšení.

Změna kmitočtu krystalů vnějšími obvodovými prvky

Na kmitočet krystalového oscilátoru lze v jistých malých mezích působit změnou reaktance v obvodu krystalu. Předem je nutno osvětlit si některé další pojmy. Náhradní schéma z obr. 4.26 si znázorníme v obvyklejším vyjádření na obr. 4.32a. Protože krystal má obvykle více rezonancí, hovoříme obecně o h -té vlastní rezonanci – to má význam zejména při harmonických výbrusech. Průběh reaktance je obecně na obr. 4.32b. Vidíme, že na ose kmitočtu jsou vyjádřeny dva význačné body: f_s – tj. sériová rezonance a f_p – paralelní rezonance.



Obr. 4.32. Náhradní obvod pro vlastní rezonanci

Přitom sériová rezonance je vždy kmitočtově nižší než paralelní. Rozdíl těchto kmitočtů si můžeme představit tak, že při sériové rezonanci uvažujeme pouze sériový obvod L_h , C_h , R_h . Při paralelní rezonanci uvažujeme i vliv kapacity elektrod a držáku C_o , která je pak vlastně zapojena v sérii s C_h , tím zmenšuje celkovou kapacitu obvodu a důsledkem je poněkud vyšší paralelní rezonance f_p . Z této skutečnosti vyplývá i závěr, že harmonické krystalky nejsou zcela přesným násobkem základního kmitočtu, často publikovaný bez dalšího vysvětlení. Pro vyšší kmitočty bude mít totiž kapacita C_o reaktanci podstatně odlišnou. Z výše uvedeného vyplývají dva základní vztahy:

$$\text{sériová rezonance } f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_h \cdot C_h}},$$

$$\text{paralelní rezonance } f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_h(C_h \cdot C_0/(C_h + C_0))}},$$

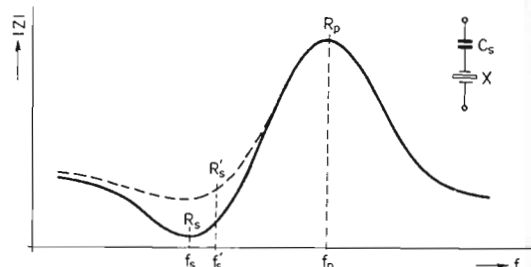
výraz $C_h \cdot C_0/(C_h + C_0)$ je evidentně sériovou kombinací kondenzátorů C_h a C_0 .

Pro úplnost zopakujeme vztah pro činitel jakosti:

$$Q_h = \frac{2\pi f_s L_h}{R_h}.$$

Z reaktančního průběhu na obr. 4.32 si můžeme znázornit závislost absolutní hodnoty impedance Z na kmitočtu (viz obr. 4.33). Odpor R při sériové rezonanci má velmi malou hodnotu:

$$R_s = \frac{2\pi f_s L}{Q}.$$

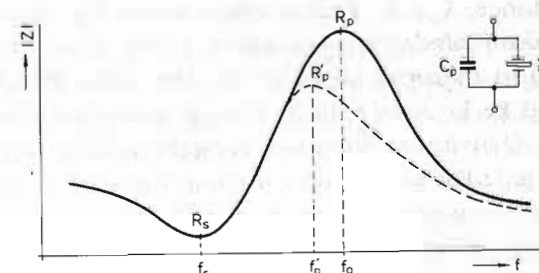


Obr. 4.33. Průběh reaktance

Označování indexem „h“ nebudeme až na další používat. Přidáním sériového kondenzátoru C_s (přičtením jeho reaktance) se zvětší sériový odpor složeného obvodu na R'_s ; kmitočet f_s se zvýší na f'_s . Protože ostatní prvky (L) náhradního schématu se nemění, musí se částečně zmenšit Q . Zapojením sériového kondenzátoru zvyšujeme tedy kmitočet krystalu.

Stejně či obdobně můžeme podle reaktančního průběhu z obr. 4.32 vyřešit chování krystalu v oblasti paralelní rezonance na obr. 4.34. Odpor R_p při paralelní rezonanci má velmi vysokou hodnotu:

$$R_p = 2 f_p L Q.$$

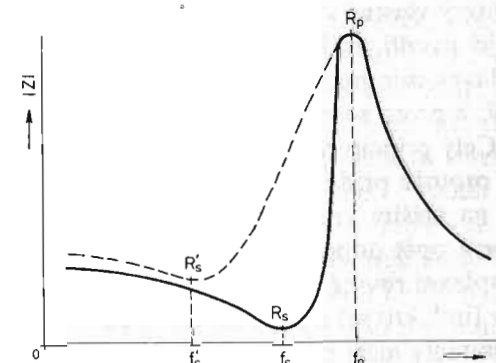


Obr. 4.34. Paralelní rezonance

Přidáním kondenzátoru C_p (paralelní spojení reaktancí) se zmenší R_p na R'_p . Kmitočet f_p se sníží na f'_p a opět částečně poklesne Q .

Shrneme-li oba tyto případy, lze říci, že velikost doladění Δf je u sériového kondenzátoru omezena jeho nejmenší kapacitou C'_s a u paralelního jeho největší kapacitou C'_p , kterou lze s ohledem na pokles činitele jakosti Q připustit.

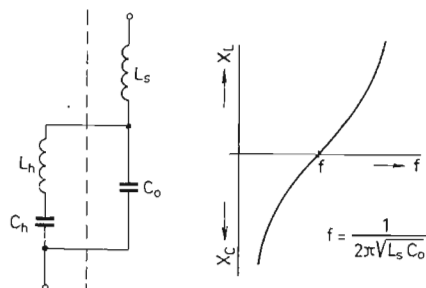
Z hlediska impedance průběhu popisují tyto vlivy chování krystalu pouze v úzké kmitočtové oblasti mezi f_s a f_p , kde má reaktance kladný průběh. Strmost křivky Z je v této oblasti též značná, v každém případě mimo možnost rozumného grafického znázornění. Budeme se tedy zabývat oblastí kmitočtů nižších než f_s , kde má reaktance záporný, kapacitní charakter. V této oblasti má i průběh Z menší strmost, a tedy i změny Q budou menší při větším dosažitelném přeladění Δf . Princip znázorňuje obr. 4.35. Sčítají se dvě induktivní kladné



Obr. 4.35. Krystal v oblasti záporné reaktance

reaktance, X_Q a X_L . Transformace sériového odporu R_s na R_s' je obdobná jako v předešlých případech, s tím, že rozdíl $f_s - f_s'$ je větší. Můžeme si to znázornit též jinak (viz obr. 4.36). Připojením sériové indukčnosti ke krystalu vznikly vlastně dva sériově laděné obvody $L_h C_h$ a $L_s C_o$. Ovlivňování kmitočtu krystalu nastane teprve, když bude obvod $L_s C_o$ naladěn na kmitočet nižší, než je sériová rezonance krystalu, tedy do záporné oblasti reaktance. Z toho je možno stanovit podmínku minimální indukčnosti sériové cívky $L_{s \min}$:

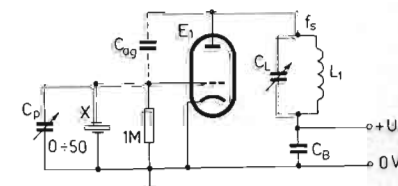
$$L_{\min} = \frac{1}{4\pi^2 f^2 C_o}$$



Obr. 4.36. Náhradní schéma se dvěma sériovými obvody

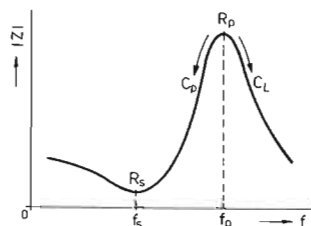
V praxi postupujeme tak, že indukčnost volíme ještě o něco vyšší, dokud nedojde k podstatnému zhoršení Q (vysazení oscilátoru). Velký vliv zde má i nastavení pracovního bodu a zpětné vazby. Cívka má mít pokud možno maximální Q , malou vlastní kapacitu, dále je nutno omezit přidavné parazitní montážní kapacity na minimum. Ladit můžeme samozřejmě cívku, ale spíše to lze činit sériovým kondenzátorem, který vlastně zmenšuje kapacitu pomocného okruhu C_o . Protože jsme již uvedli, že kapacita C_o běžných krystalů je asi 5 až 10 pF, je požadavek minimální počáteční kapacity ladícího kondenzátoru evidentní, a proto se přes nevýhody menšího Q setkáme spíše s varikapem. Celý princip pak nazýváme „taháním kmitočtu“; celkem oprávněně, protože přidavný sériový obvod $L_s C_o$ skutečně krystal nutí pracovat na nižším kmitočtu. Cívku L_s nazýváme fázovací cívka – toto označení opět odpovídá skutečnosti, protože při znázornění vektory v komplexní rovině jde vlastně o natáčení vektoru kladné reaktanční složky (induktivní) a její vektorový součet s danou reaktancí krystalu pro kmitočty nižší než f_s .

Pomocí obr. 4.32b jsme si tedy vysvětlili chování krystalu pro kmitočty nižší než f_s , dále v intervalu $f_s - f_p$ při dolaďování shora i zdola. Zbývá popsat dolaďování v oblasti vyšší než f_p , což je pravou lahůdkou z praktického hlediska, neboť jde o exkurzi do dávné radioamatérské historie. Zapojení bylo používáno v elektronkové éře (jako vůbec všechna zapojení využívající paralelní rezonance krystalu byla typická pro elektronky, neboť předpokládají vysoké vstupní impedanace) a označováno jako TPTG (tuned plate-tuned grid, tj. laděná anoda – laděná mřížka). Elektronkové éře dodnes zůstalo poplatné označování krystalů, neboť kmitočet na nich uvedený platí pro paralelní rezonanci s předepsanou pracovní kapacitou 20 nebo 50 pF. V případě sériové rezonance je výslovně uváděna. Zapojení TPTG je v původní podobě na obr. 4.37. Používaly se zásadně triody, protože v podstatě šlo o Millerův oscilátor doplněný laděným okruhem v anodě. Tento typ oscilátoru ke své funkci předpokládá určitou velikost



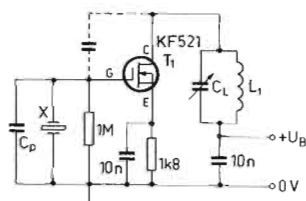
Obr. 4.37. TPTG

vnitřní kapacity C_{ag} (Millerova kapacita), typickou pro triody. V případě pentod se tato kapacita musela doplňovat vně elektronky jako přidavná a v oscilátoru TPTG působila jako vazební prvek, přes který byl krystal „tahán“ laděním výstupního obvodu. Rozumí se samozřejmě, že výstupní obvod pracoval na kmitočtu krystalu. Princip, analogický obr. 4.34, je na obr. 4.38. Ladění od paralelní rezonance dolů se provádělo paralelním trimrem ke krystalu, ladění nahoru zmenšováním kondenzátoru C_g , tedy přeladováním anodového obvodu k vyšším kmitočtům. Ladění mělo svůj charakteristický průběh – se zmenšováním kapacity C_g kmitočet stoupal, až v určitém bodě došlo k „utržení“ krystalu ze synchronizace a k novému nasazení kmitů bylo nutno se kondenzátorem C_g vrátit daleko zpět na kmitočet paralelní rezonance f_p . To ostatně platí i pro „fázovací cívku“ z obr. 4.35.

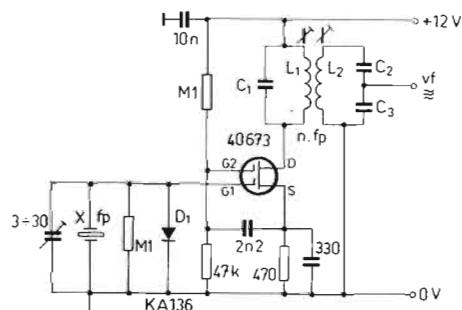


Obr. 4.38. Ladění krystalu v zapojení TPTG

Pro ty, kteří s trochou nostalgie vzpomenu nyní zašlých dob elektronkové slávy, uvádíme jako odškodnění zapojení na obr. 4.39. Zapojení TPTG využívá tranzistoru řízeného polem; lze vyzkoušet s uvedeným MOSFET, ale i s typem JFET. Posléze důkaz o tom, že radioamatéři nestárnou, podává zapojení na obr. 4.40. Autor – jistý Miller ...



Obr. 4.39. Millerův oscilátor s FET

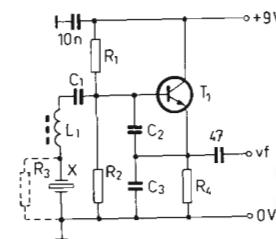
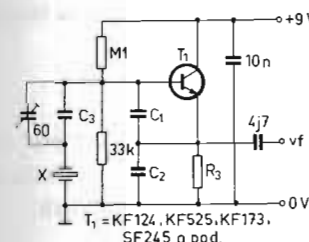


Obr. 4.40. Millerův oscilátor s násobením kmitočtu

Probrali jsme tedy postupně všechny tři důležité oblasti reaktančního průběhu krystalu a můžeme vše shrnout a uvést praktické příklady.

1. Oblast kmitočtů okolo f_p využívá paralelní rezonance krystalu, který je zde vlastně paralelním laděným obvodem. Požadavek minimálního tlumení (zachování max. Q) vede tedy k použití aktivního prvku s vysokou vstupní impedancí. Užití tranzistorů řízených polem bylo již naznačeno. U bipolárního tranzistoru lze zvýšení vstupní impedance báze dosáhnout pouze v zapojení s uzemněným kolektorem (emitorový sledovač) a dále v zapojení s uzemněnou bází pro kolektor.

Doporučená zapojení pro krystaly AT uvádí obr. 4.41. Nutno uvést, že hodnot vysoké impedance, typických pro tranzistor FET, nelze jednoduše dosáhnout a krystal je zde více tlumen. Sériová kombinace C_1 , C_2 , C_3 , spolu s připojeným trimrem, tvoří doporučenou pracovní kapacitu krystalu. Zvětšováním kapacity trimru ladíme krystal dolů pod f_p (viz obr. 4.34). Obvykle je nutná vazba na další stupeň pouze malým kondenzátorem z emitoru, aby bylo ovlivňování oscilátoru co nejmenší. Často je nutno použít dobrý oddělovací stupeň.

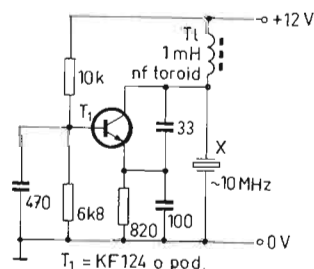


Obr. 4.41. Zapojení pro řezy AT: vlevo – paralelní rezonance; vpravo – sériová rezonance (viz tab. str 358–359)

2. Oblast kmitočtů v okolí f_s využívá sériové rezonance, krystal je zde zapojen jako sériový laděný obvod. Protože impedance sériového laděného obvodu v rezonanci je velmi malá (zvláště u krystalu), nejsou na vstupní impedanci aktivního prvku zvláštní nároky. Proto je zde běžné využití bipolárního tranzistoru, a to je také důvodem velké obliby tohoto zapojení v poslední době. Krystal je minimálně ovlivňován jak aktivním prvkem (rozdíl impedancí je několik řádů), tak i zátěží. Proto se často můžeme setkat s odběrem vf signálu z kolektoru.

ru nebo se zařazením obvodu LC laděného na násobek oscilačního kmitočtu do kolektoru. Zde je vhodnější použít pásmovou propust. Oscilátor je zapojení typu Clapp s jeho typickými vlastnostmi.

Kmitočet bude vždy nižší než údaj na krystalu (viz rozdíl $f_p - f_s$). Odpor R tlumí vedlejší parazitní rezonance a není vždy nutný. Zmenšováním kapacity C_1 lze posouvat kmitočet vzhůru nad f_s (dle obr. 4.33). Dalším zvětšováním indukčnosti L_1 nad uvedenou hodnotu přechází zapojení ve VXO. Clappovo zapojení pro sériovou rezonanci je též na obr. 4.42.



Obr. 4.42. Clapp pro sériovou rezonanci

Obě výše uvedené pracovní oblasti (1. i 2.) využívají ke změně kmitočtu pouze interval $f_p - f_s$, který je velmi úzký. Dosažitelné rozladění Δf bude vždy menší než tento interval. Pramen [2] uvádí vztah:

$$\Delta f < f_p - f_s = \frac{f_p}{2(C_0 \cdot C_h^{-1})},$$

kde C_0 – kapacita elektrod a držáku,

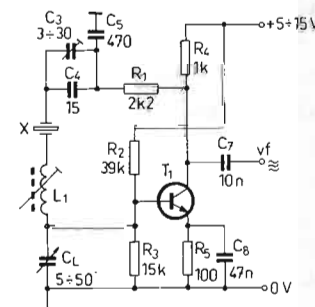
C_h – aktivní kapacita náhradního schématu. Pro řez AT je jejich poměr 200:300 (viz obr. 4.27).

Jak již bylo uvedeno, dosažitelná změna nebude větší než asi 0,2 promile f_p .

Hodnoty součástek pro zapojení na obr. 4.41 lze najít v tabulkách 4.4. a 4.5 (str. 358 a 359).

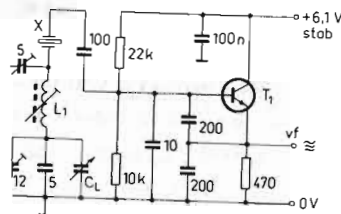
Zapojení VXO nebo VCXO vychází v podstatě ze zapojení pro sériovou rezonanci s tím, že sériová „fázovací“ cívka L_1 má podstatně zvětšenou indukčnost. Tato zapojení nalézají pro svou jednoduchost vel-

kou oblibu nejen u amatérů, ale i u profesionálních výrobců. Příklad zapojení VXO je na obr. 4.43. „Fázovací cívka“ L_1 má pro 15 až 6 MHz indukčnost 5 až 20 μH (čím vyšší kmitočet, tím menší indukčnost) a pro oblast 6 až 3 MHz je to 20 až 50 μH . Vztah pro výpočet minimální indukčnosti byl již uveden, stejně tak požadavek vysokého Q a minimálních rozptylových parazitních kapacit. Při experimentech s různými krystaly je nutno měnit, resp. zcela vypustit zpětnovazební dělič R_1/C_5 . Stejně tak je vhodné, snažíme-li se o dosažení co možno největšího rozladění, nalézt experimentálně optimální stejnoměrný pracovní bod tranzistoru. Relativně většího rozladění lze dosáhnout s krystalem vyššího kmitočtu než při použití krystalu s nižším kmitočtem, který je násoben v dalších stupních. Tomu odpovídají i praktické výsledky.



Obr. 4.43. VXO M. Lane

Dalším známým zapojením VXO od profesionálního výrobce amatérských zařízení je zapojení na obr. 4.44, použité v SSB transceivrech IC-202 (2 m) a IC-402 (70 cm). Schéma na obr. 4.44 je zjednodušeno (bez obvodu rozladění přijímače proti vysílači – RIT). V případě FM by obvodu RIT bylo bezpochyby možno využít k modulaci. Použité krystaly jsou v rozsahu kolem 15 MHz. Při násobení devíti docházíme k výslednému kmitočtu 133,3 MHz (I. mf transceivru IC-202 je totiž 10,7 MHz). Výsledné přeladění na 133,4 MHz je 200 kHz, na základním kmitočtu je to tedy 22,2 kHz. To odpovídá přibližně výsledkům podle obr. 4.43, přeladění je sice o něco menší, ale to je způsobeno přídatnými paralelními kapacitami k ladicímu kondenzátoru C_1 , které jsou využity pro nastavení souběhu se stupnicí. Trimr 5 pF u krys-



Obr. 4.44. VXO IC 202

talů částečně linearizuje průběh ladící křivky a má též vliv na souběh. Cívka L_1 má indukčnost 6 až 7 μH , to je hodnota poměrně nízká, předpokládající kapacitu elektrod krystalu C_0 asi 15 pF. Všeobecně se však uvádí, že krystaly používané profesionálními výrobci jsou poněkud „jiné“, s jinými hodnotami prvků náhradního schématu. Proti obvyklým krystalům AT se požaduje větší statická kapacita C_0 . To ovšem znamená, při zachování jmenovitého kmitočtu, zmenšení indukčnosti L_1 , a tudíž i zmenšení Q . Snížení Q má ovšem za důsledek i snížení stability a aktivity. Je tedy zřejmé, že realizace VXO je především otázkou kompromisů. Nebudeme daleko od pravdy, když úvahy o tzv. „speciálních krystalech“ uzavřeme konstatováním, že tyto krystaly mají svými vlastnostmi blíže k řezu BT než obvyklému AT.

Amatér si ovšem moc vybírat nemůže; použije dostupný krystal, který se mu podle jeho mínění hodí a snaží se dosáhnout s ním maximálního výsledku. Tak také vzniklo zapojení použité v transceivru TRP-3. Jde o zapojení jednoduché, s využitím naprosto běžných součástek s vědomím toho, že je vždy nutné individuální nastavení a „vyplnění“, aby se dosáhlo požadovaných vlastností. Vzhledem k tomu, že je požadováno poměrně velké přeladění (pro 10 kanálů FM při rástru 25 kHz je to na 2 m 250 kHz), je nutno především zajistit požadavek minimálních parazitních kapacit. To se týká hlavně ladícího kondenzátoru a kapacity fázovací cívky; ostatní kapacity se dají omezit vhodnou montáží. Proto bylo zvoleno zapojení s kapacitní diodou, jde tedy o VCXO. I když není příliš vhodné využívat kapacitní diody v oblasti, kdy na ně není přiváděno ladící napětí (asi pod 2,5 V, běžec potenciometru u země), přesto je využito této rezervy k dosažení co největšího přeladění (obr. 4.45).

Při použití typu KB105 nebo KB109 s velkou strmostí a relativně vysokým Q , lze základní požadavek na šíři přeladěvaného pásma splnit. Vliv na celkové rozladění, ve kterém krystal pracuje synchronně (je „tahán“), má i správné nastavení pracovního bodu tranzistoru oscilátoru a trimru C_3 . V původním provedení bylo použito harmonického krystalu 36 MHz z trofejní radiostanice „Racek“. Jde o harmonický krystal se základem 12 MHz v pouzdře KK2/19; nutno zdůraznit, že jakýkoli, tedy i harmonický krystal, musí mít fázovací cívku rezonující s C_0 na základním kmitočtu, jedině pak je „tahán“.

Lze doporučit následující pracovní postup, který bude samozřejmě obdobný pro všechna praktická zapojení uváděná v této kapitole:

1. Podle požadovaného rozsahu zvolíme vhodný krystal. Není nutno příliš uvažovat o sériové či paralelní rezonanci, resp. o kmitočtu na krystalu uvedeném, protože ten se připojením cívky stejně sníží. Budeme-li mít štěstí, podaří se nám sehnat krystal, jehož násobek bude odpovídat kmitočtu asi 145, 500 MHz, který po připojení fázovací cívky poklesne přibližně do pásma převaděčů a nebude vyžadovat přílišné doladění. V ostatních případech platí zásada, že je lépe použít kmitočtově nižší krystal, jehož kmitočet chemicky zvýšíme, než krystal s kmitočtem snižovaným jódem.

2. Změříme co nejpřesněji statickou kapacitu elektrod C_0 . Krystal za tím účelem připojíme co nejkratšími přívody k dobrému můstku nebo rezonančnímu měřiči LC. Nemáme-li ho, zbývá jen odhad, ale ten mnohdy postačí, protože statická kapacita bývá v rozmezí 5 až 10 pF. Krystaly s velmi malou kapacitou C_0 (z PKF) lze „tahat“ jen ve velmi úzkém kmitočtovém rozmezí. Ze zjištěné nebo odhadnuté kapacity a základního kmitočtu určíme minimální indukčnost fázovací cívky. Skutečná indukčnost bude o něco vyšší. Pro krystaly z radiostanice „Racek“ vychází $L_{\min} = 25 \mu\text{H}$, používá se zvýšení asi na 30 μH . Pro jiné krystaly bude samozřejmě i indukčnost jiná.

3. Pro zhotovení fázovací cívky lze doporučit dva způsoby.

První, méně pracný, použijeme tehdy, neklademe-li extrémní důraz na miniaturizaci. Použijeme kostříčku $\varnothing 5 \text{ mm}$ a požadovanou minimální indukčnost navineme buď bez jádra, nebo jen s jádrem mírně zašroubovaným, do jejího středu. To proto, aby konce vinutí měly minimální montážní kapacitu a samozřejmě se počítá s co nejkratšími

přívody k vývodu krystalu i varikapu; vše má být vzdušné, žádný plošný spoj. Vinutí musí být vzdáleno od přepážek a částí, které by zvyšovaly parazitní kapacity; z téhož důvodu není vhodný stínící kryt. Zašroubováním jádra máme možnost indukčnost fázovací cívky zvyšovat až na hodnotu potřebnou k požadovanému přeladění.

Pro nejvíce používané krystaly v oblasti 6 až 15 MHz bude vhodné jádro z hmoty N1 nebo N05. Lze u nich dosáhnout Q asi 80 při poměrně malém počtu závitů. Vodič postačí $\varnothing$ 0,1 mm CuL.

Druhý případ použitý u transceivru TRP, kde je vše směřováno do nejmenšího prostoru, je poněkud pracnější. Fázovací cívka je navinuta na středním trámku („čince“) z mf transformátorů. Hmota je N1, rovněž montážní kapacity jsou minimální vzhledem k rozměrům při Q okolo 80. Potíž je v tom, že přesné nastavení indukčnosti je nutno provádět přidáváním či ubíráním závitů odhadem a obvykle již v daném oscilátoru, což vyžaduje jistou trpělivost a neustálé pájení. Vhodné je trámeček navinout plně, přetáhnout těsně kouskem bužírky z PVC a drátek z ní postupně po jednom závitě vytahovat a zkracovat.

Změnou indukčnosti cívky, případně přeladováním kondenzátorem u VXO a kapacitní diodou u VCXO se snažíme dosáhnout stavu, kdy je kmitočet synchronizován krystalem. Vypadnutí ze synchronizace poznáme snadno – obvykle to bývá při příliš velké indukčnosti a kmitočet potom „skočí“ až o několik MHz níže než vlastní krystal.

Požadovanou šířku přeladění ovlivní především cívka, ale i nastavení pracovního bodu aktivních prvků. Trimr C_3 má též svůj vliv, ale někdy může i odpadnout. Kmitočet sledujeme nejlépe na čítači, nebo použijeme kalibrovaný přijímač. Poslouchat se dá záznej buď na základním nebo na harmonickém kmitočtu s uvážením příslušného násobícího koeficientu. V této fázi nás zatím nezajímá absolutní kmitočtová poloha, ale pouze rozsah přeladění. Můžeme počítat s maximem asi 0,5 % jmenovitého kmitočtu krystalu, u vyšších kmitočtů to jde lépe než u nižších.

4. Drží-li krystal synchronizaci v požadované šířce přeladění, nebo máme-li i malou rezervu, zajistíme cívku a pomocí chemických metod dotáhneme krystal, a tím i celé pásmo, do požadované kmitočtové polohy. Že se dá někdy dosáhnout až neuvěřitelných změn, bylo uvedeno v příslušné části. Nutno počítat s kovovým krytem. Jeho uzemnění

má vliv na kmitočet i šířku pásma. Je zbytečné zdůrazňovat, že je nutno všechny součástky dobře připevnit.

Otázka stability VXO nebo VCXO

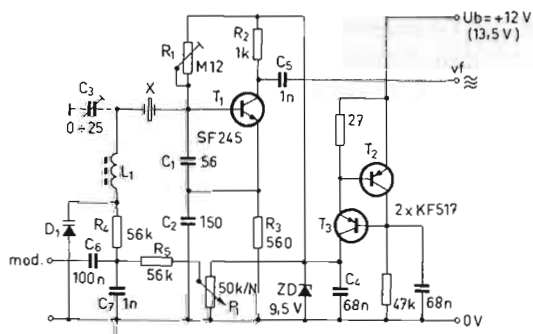
Otázka stability VXO nebo VCXO napadne jistě každého, kdo se pro podobnou konstrukci tohoto typu rozhoduje. V případě FM na převaděcích je prakticky ověřeno, že odchylka 2,5 kHz od středu kanálu nezpůsobí znatelnou újmu na srozumitelnosti. To vede ke stabilitě asi $15 \cdot 10^{-6}$, což je přibližně stabilita dobrého krystalu v doporučeném zapojení bez jakéhokoli přeladování. Není třeba uvažovat dlouhodobou stabilitu profesionálních stanic, které pracují na pevně přidělených kanálech, často ve ztížených provozních podmínkách.

V amatérských podmínkách jde o stabilitu krátkodobou, relativní stabilitu po dobu jednoho spojení. Při jisté benevolenci předpokládáme, že trvá 20 minut. Uvedenému požadavku vyhovují popsání VXO či VCXO bez úprav a ještě s určitou rezervou. Pro provoz SSB/CW je požadavek přísnější, ale obvykle nejde o tak dlouhá spojení. Je známo, že VXO použila ve svých transceivrech natolik renomovaná firma, jako je Icom, a to nejen s technickým, ale i obchodním úspěchem. Jakým způsobem tedy zajistit co největší stabilitu?

Především je nutná dokonalá stabilizace napájení, a to zejména u VCXO, které se napětím ladí. Stabilizátor, který je velmi málo citlivý na změny napětí baterie, je na obr. 4.45. Pokud je z něho napájen pouze oscilátor, plně nahradí MAA723. Rozdíl mezi napětím baterie a Zenerovy diody (ZD) má být v každém případě alespoň 2,5 V.

Problém teplotní stability kmitočtu je o něco složitější. Předně je nutno vzít v úvahu, že teplotní součinitel běžného krystalu řezu AT je vždy záporný v oblasti teplot 0 až 50 °C. Přesto vlastní kmitočtová stabilita (pokud krystal pracuje v doporučeném zapojení a není „tahán“) zcela postačuje a není třeba zavádět parametrickou stabilizaci či teplotní kompenzaci jako u oscilátorů LC.

Zapojením cívky s výrazně kladným teplotním činitelem αL do série s krystalem působí obě teplotní nestability ve stejném smyslu, tj. se



Obr. 4.45. V XO
se stabilizací
napětí

stoupající teplotou kmitočet krystalu klesá a indukčnost se zvětšuje. Vrstvu indukčnosti v laděném okruhu pochopitelně odpovídá i další pokles kmitočtu.

Vliv indukčnosti není v celém přeladovaném rozsahu stejný. Indukčnost se projevuje na dolním konci rozsahu, kdy je krystal nejvíce „odtažen“. V blízkosti sériové rezonance (na horním konci rozsahu) převládá zase vliv krystalu a indukčnost se uplatňuje minimálně. Zcela zákonitě se nabízí možnost teplotní kompenzace kmitočtu analogické oscilátorům LC. Zapojení však příliš umožňuje ke kompenzaci nedává, protože vlastní rezonanční kapacita okruhu je tvořena statickou kapacitou krystalu C_0 .

Zbývá jediná možnost, a to sestavení kapacitního děliče C_1/C_2 ze záporného materiálu N750 (U). Tato přibližná kompenzace už je pro FM provoz dostatečná. Bylo dosaženo změny kmitočtu pouze 150 Hz/20 min, a to při základním kmitočtu 12 MHz. Při vyšších nárocích by zřejmě bylo nutné podrobně vynést křivku teplotní závislosti a detailní kompenzaci provést pomocí kombinace různých kondenzátorů v kapacitním děliči. Na rozdíl od oscilátorů LC se kompenzace neprovádí na středním kmitočtu, ale na dolním konci kmitočtového rozsahu.

VCXO podle obr. 4.45 je možno použít jako samostatnou jednotku, ze které je buzen řetěz násobičů kmitočtu (na původní desce TRP-1 nebo TRP-2), což je podrobně popsáno v pramenu [6]. Záleží na použitém krystalu, má-li dostatečnou amplitudu třetí harmonické.

Původní varianta TRP-3 používala krystal z radiostanice „Racek“ v pouzdře KK2/19. Pokud byl použit pásmový filtr přímo v kolektoru oscilátoru, nedařilo se přímo vybudit následující zdvojovač 36/72 MHz. Transistor T_1 , který na původní desce TRP-1/2 sloužil jako oscilátor, byl proto využit jako zdrojovač z 12 na 36 MHz.

Postupem doby přicházely další zkušenosti s různými krystaly. Ukázalo se, že vhodné k „tahání“ jsou i miniaturní krystaly 12 MHz v kovovém pouzdře KD 2/13. Měly dostatečný výkon i při zařazeném pásmovém filtru v kolektoru. Proto bylo možno využít původní desky TRP-2 beze změn a doplňků, pouze s patřičně upravenou indukčností na trámku. Díky menšímu krystalu zbylo místo i pro knoflíkový ladící potenciometr typu TP 170.

Pro nedostatek místa musel odpadnout i zdroj proudu pro Zenerovu diodu (obr. 4.45) a ladící napětí asi 7,5 V se získávalo s vědomím možných následků pro stabilitu přímo ze Zenerovy diody. Přesto výsledek předčil očekávání a stabilita byla i při takto „ošizeném“ zapojení dostatečná pro převaděčový provoz, pokud nebyly napájecí tužkové články příliš vyčerpány. Vzhledem k ladicímu napětí bylo ovšem nutno rozsah zredukovat na 8 kanálů (bez R8 a R9).

Další, dnes stále více sledovanou vlastností u oscilátorů je spektrální, resp. šumová čistota oscilačního kmitočtu. Po této stránce si VXO vedou velmi dobře. Ve VCXO se poněkud více projevuje vliv obvodu varikapu.

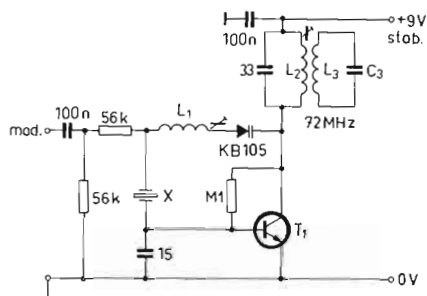
DL1BU uveřejnil v [7] test zařízení IC-402, doplněný spektrogramy kliků, jednotónové a dvoutónové zkoušky včetně přemodulování. Přesto, že základem tohoto zařízení je verze pro pásmo 2 m IC-202 a pásmo 432 MHz se získává směřováním, potlačení nežádoucích signálů v okolí základního kmitočtu je vynikající. Autor příspěvku zdůrazňuje bohaté využívání pásmových propustí od oscilátoru přes násobiče až po směšovače. To by mělo být zásadou i při amatérské konstrukci.

Využití VCXO pro FM modulaci

Skutečnosti, že kmitočet VCXO lze řídit přiváděným napětím, se u jednoduchých přístrojů FM využívá k přímé modulaci. Závislost změny kmitočtu na změně ladícího napětí není v celém rozsahu přeladění zcela lineární a v některých případech je nutno nelinearitu alespoň částečně kompenzovat.

U transeivců řady TRP, kde je kladen důraz na jednoduchost, se přimodulovává přímo ladicí varikap. Potřebné nf napětí je velmi malé a mění se v rozsahu v poměru asi 3:1. Ke kompenzaci lze do jisté míry použít druhou dráhu ladicího potenciometru (tandemový potenciometr), nebo řízení zdvihu jiným potenciometrem.

Principu využívaného u VCXO se však používá k modulaci FM i u jiných zapojení. Na obr. 4.46 je jednoduché, ale účinné zapojení z amatérského transceivru „Mini“, upravené DK1AG [7]. Pracovní bod varikapu je určen stabilizovaným napájecím napětím 9 V, rozsah harmonického krystalu o kmitočtu 72 MHz je roztažen cívkou L_1 na základu 24 MHz. Doladěním obvodu v kolektoru a kondenzátorem 15 pF se křivka částečně linearizuje. Při koeficientu násobení 2 je možno dosáhnout kmitočtové šíře křivky 2,5 kHz s rezervou.

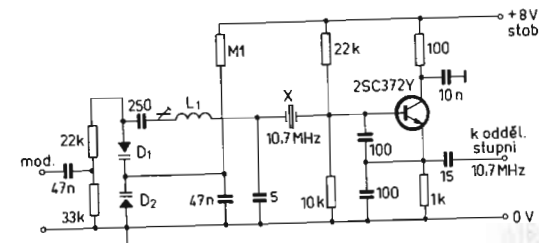


Obr. 4.46. Transceiver Mini

Velmi často se u různých transceivrů s mezifrekvenčním kmitočtem 10,7 MHz moduluje přímo oscilátor 10,7 MHz, který po směšování

s kmitočtovou ústřednou vytvoří vysílací kmitočet. Převaděčový odskok kmitočtu v tomto případě vytváří kmitočtová ústředna.

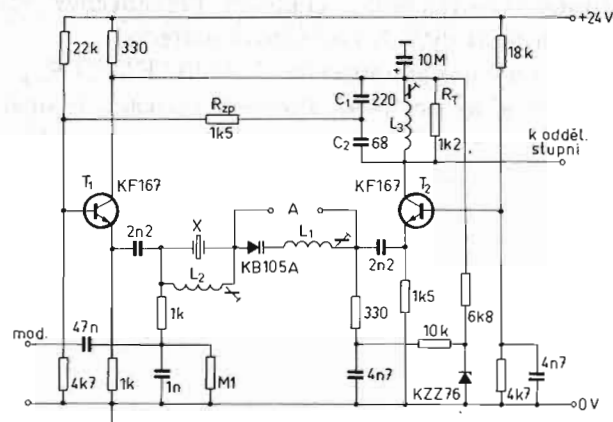
Velice známým zařízením u nás je transceiver YAESU FT 221 R, jehož VCXO pro 10,7 MHz je na obr. 4.47. Předpětí varikapu je opět určeno napájecím napětím. Krystal je „tažen“ cívkou L_1 na rozladění asi 20 kHz. Žádná zvláštní opatření pro linearizaci křivky použita nejsou a zřejmě to nevádí nikomu, kdo na FT 221 vysílá, ani tomu, kdo ho poslouchá. Zapojení bylo ověřováno s „tahacím“ krystalem 10,7 MHz Tesla. Použit byl tranzistor SF245 a proti originálu nebylo zjištěno podstatných rozdílů. Kmitočet krystalu byl chemicky posunut.



Obr. 4.47. VCXO YAESU
FT221R

Modulované VCXO 10,7 MHz nepoužívají pouze profesionální výrobci v zahraničí, ale i v tuzemsku. TESLA Pardubice ve své inovované řadě vozidlových radiostanic používá nekonvenční řešení s tranzistorovou verzí Buttlerova oscilátoru pro kmitočet 10,7 MHz. V každém případě jsou však používány speciální „tahací“ krystaly vyráběné přímo pro toto zapojení. Jejich charakteristickou vlastností je relativně vysoká statická kapacita $C_0 = 10 \text{ pF}$. Princip vlastního zapojení je na obr. 4.48. Hodnoty platí pro kmitočet 10,7 MHz.

Funkce je následující: tranzistor T_2 pracuje v zapojení se společnou bází, okruh v jeho kolektoru je laděn na pracovní kmitočet 10,7 MHz. Zpětná vazba je vedena z kapacitního děliče C_1/C_2 kolektorového obvodu přes odpor R_p na bázi tranzistoru T_1 . U klasického Buttlerova oscilátoru je zpětnovazební signál mezi emitory veden přes prostý selektivní člen (krystal), čímž se zpětnovazební okruh uzavírá. V našem případě je krystal „tažen“ cívkou L_1 stejně jako v případě výše popsa-



Obr. 4.48. VCXO
Tesla VR20

ných VCXO a stejně jako u nich se provádí ladění (modulace) varikapem, jehož pracovní bod je dán Zenerovou diodou. Takto se získá modulační křivka, byť s určitou nelinearitou. Ke kompenzaci této nelinearity slouží indukčnost L_2 , která tvoří se statickou kapacitou krystalu C_0 paralelní rezonanční obvod. Jeho vhodným naladěním se vytvoří ke křivce dané cívku L_1 křivka inverzní. Zkreslení modulace se tak kompenzuje na hodnotu menší než 2 %, což je vynikající výsledek. Obě cívky jsou stejné, mají 95 závitů vinutých drátem o průměru 0,06 mm CuU na kostříčce QA 26146 (průměr 6 mm), jádro N01P.

Postup ladění je následující: body A se zkratují a cívka L_3 se naladí na maximální výstupní signál. Zkrat se odstraní a cívku L_1 se nastaví rozladění krystalu. Při rozladování pochopitelně střední kmitočet klesá až o 20 kHz (stejně jako u všech ostatních VCXO, s čímž je nutno v amatérských podmínkách vždy počítat). Výrobce objednává krystaly speciálně pro toto zapojení. Cívku L_2 se nastaví linearita modulační křivky, dlužno ovšem podotknout, že její vliv částečně zmenšuje šířku synchronní oblasti krystalu, který má snahu se kmitočtově „utrhávat“. V tom případě je pak nutno zvýšit zpětnou vazbu zmenšením odporu R_{sp} , případně zvětšením či úplným vypuštěním tlumicího odporu R_f . Nevylučuje se ani možnost změny poměru děliče C_1/C_2 ; určitá rezerva je i ve volbě vhodného předpětí varikapu. Ještě údaj L_3 : 4,25 μ H.

V každém případě je vhodné využít základní myšlenky této konstrukce a pokusit se o linearizaci modulační křivky pomocí paralelní indukčnosti ke krystalu i v případě jednodušších VCXO. Podobných principů kombinace paralelního a sériového obvodu používal výrobce už u staré řady radiostanic typu VX.

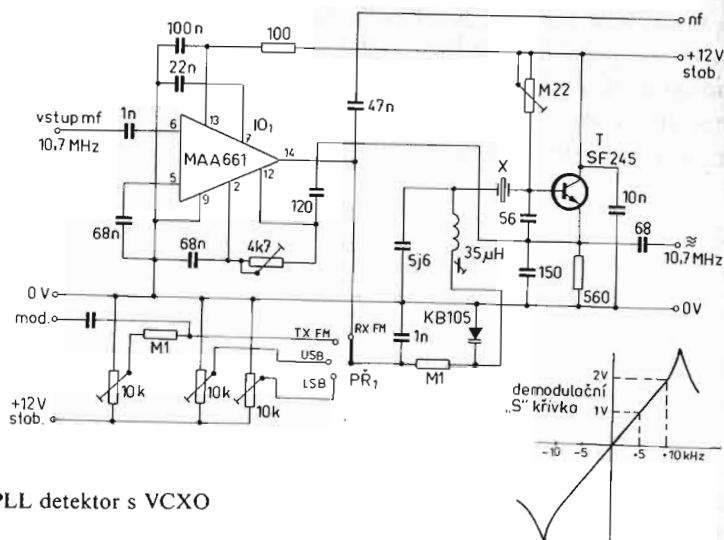
VCXO ve smyčce fázového závěsu jako demodulátor FM

Základní princip fázového závěsu je: přiváděný kmitočet se porovnává co do fáze s referenčním kmitočtem ve fázovém detektoru, rozdíl fází obou kmitočtů pak vytváří stejnosměrné chybové napětí, které zavedeno do generátoru přiváděného kmitočtu působí proti smyslu odchylky fáze tohoto kmitočtu, tudíž proti změně kmitočtu. Tato metoda je též nazývána kmitočtová analýza.

Zapojení lze využít k přímé demodulaci signálu FM. Střídavá složka napětí na výstupu fázového detektoru odpovídá totiž přesně modulaci přiváděného signálu. Mezi amatéry, kteří se zabývají technikou hi-fi, je velice dobře známa konstrukce, která ve funkci VCO řízeného fázovou smyčkou používá integrovaný obvod MH 7403.

V podmínkách úzkopásmové modulace FM tato zapojení nejsou příliš účinná, i když se samozřejmě použít dají. Pro příjem VKV rozhlasu s jeho velkým zdvihem vyhovuje právě kmitočtově široká demodulační „S“ křivka s poměrně malou strmostí. Při úzkopásmové FM je naopak kladen důraz na vyšší účinnost demodulace čili získání co nejvyššího výstupního nf napětí zvýšením strmosti křivky „S“.

K tomu se donedávna výhradně používalo druhé směřování na kmitočet 465 kHz, kde již je pomocí obvodů LC dosažitelná dostatečná strmost křivky „S“. Obdobná situace je i při použití transceivů s nízkým mezifrekvenčním kmitočtem 600 kHz. Přechodu na kmitočet 455 kHz se z těchto důvodů používá i u FT 221. V amatérské praxi je časté používání integrovaných mezifrekvenčních zesilovačů a přechod na jedno směřování s mezifrekvenčním kmitočtem 10,7 nebo 9 MHz. Na vysokém mezifrekvenčním kmitočtu ovšem nelze dosáhnout pouze obvody LC dostatečné strmosti křivky „S“. Jednoduše lze



Obr. 4.49. PLL detektor s VCXO

problém řešit zapojením VCXO do smyčky fázového závěsu. Praktický a ověřený příklad je na obr. 4.49, kde je VCXO řízen z výstupu 14 integrovaného obvodu MAA661. Nejdříve se nastaví samotný VCXO na co největší šířku synchronizace krystalu (bez MAA661). Vynese se křivka závislosti kmitočtu na napětí (použijeme pomocný potenciometr). Předpětí varikapu se připojí na vývod 14. Na vstup 6 IO se připojí signální generátor a vynese se celá křivka „S“. Měříme přitom stejnosměrné napětí na vývodu 14 (možno také použít rozmítače). Vyvážení IO MAA661 se nastavuje trimrem 4k7 mezi vývodem 2 a 12. Jde o stejnosměrné vyvážení čtyřkvadrantového součinnového detektoru IO. V případě, kdy se požaduje zachování vysoké vstupní impedance vstupu 12 IO (asi 50 kΩ), lze do série mezi vstup 12 a vyvažovací trimr 4k7 zařadit vf tlumivku. Vyvážení MAA661 je velmi důležité a projevuje se výrazně právě u aplikace pro úzkopásmovou FM. V případě širokopásmové detekce signálu VKV rozhlasu či televizního zvukového doprovodu jsou na symetrii poněkud menší nároky. Nesymetrie MAA661 je všeobecně známa všem provozovatelům transceivru „Boubín“ – nutno ovšem říci, že v době vývoje tohoto zařízení nebyly negativní vlastnosti zmíněného IO zcela doceněny,

a proto byl použit v klasické „televizní“ aplikaci doporučené výrobcem. Nevyvážení detektoru se projevuje nepříznivě i ve funkci následujících obvodů, jako je nf zesilovač, ale i třeba umlčovač šumu (dále SQ). To platí nejen pro MAA661, ale i pro obdobné obvody (A220D, A223D), dokonce i pro fázový či poměrový detektor s diodami.

Na příkladě VCXO dle obr. 4.49 je naznačena možnost využití jediného oscilátoru 10,7 MHz (9 MHz) i pro vysílací cestu zařízení. U naznačeného využití jako BFO pro SSB (přepínání USB/LSB) s elektronickým doladěním kmitočtu jediného krystalu je třeba počítat s poněkud menší stabilitou. V každém případě bude ale tato stabilita lepší než u krystalů jódovaných navrtaným otvorem, s výhodou pohodlného doladění při případné kmitočtové odchylce.

Detektor s MAA661 lze využít při vhodném způsobu přepínání i víceúčelově (viz pramen [11]), nutno ovšem brát v úvahu i výsledné šumové vlastnosti. V každém případě je uvedené zapojení VCXO zcela funkční a bylo použito jako měrný detektor kmitočtové odchylky v převaděči OK0E.

Detektory FM s fázovým závěsem všeobecně dosahují proti klasickým detektorům zlepšení poměru s/š o 3 dB. V praxi se to projeví jako zdánlivě zvýšení citlivosti celého přijímače. Při praktické aplikaci je důležité celý detektor i s oscilátorem fázového závěsu stínit a zamezit zpětné pronikání vf do vstupu mf zesilovače. To ovšem platí pro mf zesilovače všeobecně.

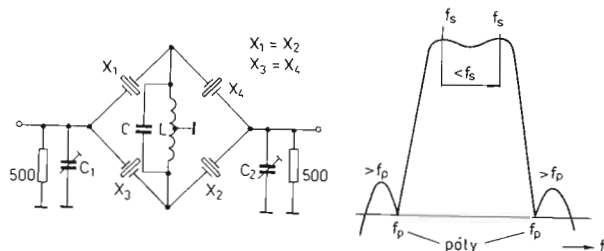
Krystalové filtry

Aby byl výčet použití krystalů kompletní, je nutno se zmínit i o jejich využití ve filtrech. Povšimněme si filtrů z praktického hlediska, protože snad každý amatér se o jejich zhotovení s větším či menším úspěchem pokusil.

Profesionální výroba filtrů počítá s krystaly se zaručenými vlastnostmi, zejména náhradním sériovým odporem, teplotní stabilitou kmitočtu atd. Je však známo, že mnohým se zdařilo zhotovení filtru s krystaly z RM-31.

Otázku položíme takto: u filtru v můstkovém zapojení (typu Mc Coy) je zvykem dodržet kmitočtový rozdíl mezi krystaly 1,8 kHz, abychom dosáhli SSB šířky pásma asi 2,5 kHz. Nezáleží příliš na tom, jde-li o krystaly B (6 MHz) nebo A (10 MHz), šířka bude přibližně stejná.

Ptáme se, jak je možné, že se vyrábějí filtry ve stejném zapojení pro šířku 15 kHz (PKF 10,7 15A). Je samozřejmé, že v tomto případě je upraven úměrně větší kmitočtový rozestup, ale nevznikne pak v propustné části příliš velké „sedlo“? Nabízí se odpověď, že sedlo vyrovnává paralelní laděný obvod v diagonále můstku. Jak však může tento obvod něco vyrovnat, když jeho provozní Q je zmenšeno připojenými paralelními impedancemi (krystaly asi 100 Ω , vstup a výstup asi 500 Ω) na minimum? A jak to bude s filtry, u kterých paralelní kondenzátor k cívkce zcela chybí? ... (filtr Mc Coy, obr. 4.50).



Obr. 4.50. Filtr Mc Coy

Poslední položená otázka již naznačuje odpověď. Paralelní obvod LC v diagonále můstku není paralelním laděným obvodem (alespoň ne na kmitočtu krystalů). Krystaly v můstku propouštějí signál na své sériové rezonanci f_s , pro signál o kmitočtu f_p představuje krystal bod maximálního útlumu čili pól.

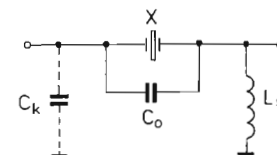
Průběh absolutní hodnoty impedance si opět připomeneme z obr. 4.35. Pro jeden krystal (jeden článek filtru) pak analogicky zjistíme:

- pól je na kmitočtu f_p ,
- kmitočty vyšší než f_p se projeví jako postranní „laloky“, které lze kompenzovat kapacitami na vstupu a výstupu filtru,

– strmost křivky impedance mezi body f_s a f_p ovlivňuje strmost boků filtru a výsledně tzv. činitel tvaru. Ten pak je pochopitelně závislý na jakosti krystalu,

- nejmenší útlum je na kmitočtu f_s ,
- kmitočty nižší než f_s má filtr propouštět ve zhruba stejné úrovni jako f_s – zde je sedlo.

Krystal v oblasti pod f_s můžeme ovlivňovat sériovou indukčností stejně jako ve VXO. Indukčnost v diagonále můstku není tedy nic jiného než nám dobře známá fázovací cívka. Tato cívka ovšem nerezonuje s kapacitou v diagonále, ale s kapacitou elektrod krystalu C_0 . Vzhledem k tomu, že slouží zároveň jako vazební pro všechny větve můstku, je velice důležitá její dokonalá symetrie. Vine se proto vždy dvojítm drátem. Jeden základní článek můstku si můžeme tedy představit podle obr. 4.51. Analogie s „taháním“ krystalu a obr. 4.36 je zřejmá na první pohled.



Obr. 4.51. Základní článek můstkového filtru

Můstkovým zapojením dosáhneme zrcadlového převrácení impedance průběhu, takže rozložení výsledné křivky je symetrické kolem středu. Šířku pásma, resp. zvlnění propustného pásma, tedy především ovlivní indukčnost L , a to tím více, čím je blíže podmínce:

$$L = \frac{1}{\omega^2 \cdot C_0}.$$

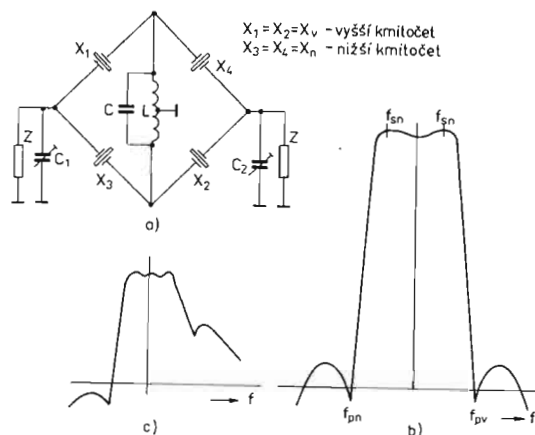
Pro provedení indukčnosti platí obdobné zásady jako pro fázovací cívku ve VXO, tedy vysoké Q a malý rozptyl (toroid N05, N1, ale i „činka“) a minimální montážní kapacity. V tom je, nehledě na kvalitní krystaly, i základ úspěchů filtrů XF-9.

Na základě této znalosti, která nebyla – pokud je autorovi známo – dosud v radioamatérské literatuře nijak zdůrazněna, můžeme se pokusit znovu nastavit nepovedený filtr, který leží kdesi na dně zásuvky.

Nutno ovšem zdůraznit, že zapojení Mc Coy je vhodné pouze pro vyšší krystaly, s krystaly asi 1 MHz nás čeká zákonitě nezdár a filtry se zde dělají úplně jinak.

Podmínka, že krystal lze „tahat“ pouze asi do 0,2 % jmenovitého kmitočtu, platí i v případě filtrů.

Na obr. 4.52 si objasníme, která součástka filtru ovlivňuje příslušnou část výsledné křivky:



Obr. 4.52. Vliv částí filtru na celkovou charakteristiku

a) čelo křivky – propustné pásmo, ovlivňuje především cívka L (co do šířky a zvlnění). Indukčnost nabývá poměrně vysokých hodnot, řádově 10 až 40 μH . Záleží na kmitočtu krystalů a požadované šířce;

b) kondenzátor C ovlivňuje symetrii křivky. Pokud není použit, může křivka vypadat podle extrémního zobrazení na obr. 4.52c. Zvětšováním kapacity kondenzátoru se křivka narovná, zmenšuje se zvlnění a šířka pásma až k dosažení ideální symetrie. Při dalším zvětšování kapacity se křivka začíná „překlápět“ na druhou stranu, vyniká nižší pól a horší se činitel tvaru. Kapacita C může v některých případech dosáhnout vysokých hodnot 100 až 200 pF, proto si při experimentování pomáháme otočným kondenzátorem;

c) činitel tvaru je v první řadě dán jakostí krystalů. Může se stát, že vrcholy propustné části křivky budou mírně odlišné; rozdíl se obvykle kompenzuje malými kondenzátory do 5 pF paralelně k vyššímu páru krystalů. Zpravidla je nutno opakovat vyrovnání symetrie kondenzátorem C. Dalším činitelem, který ovlivňuje strmost boků, ale i zvlnění, jsou vstupní a výstupní impedance. Je sice pravda, že ve většině případů nebudou příliš odlišné od obvyklých 500 Ω , přesto je však dobré je optimalizovat pomocí odporových trimrů;

d) postranní „laloky“ se kompenzují kapacitními trimry na vstupu a výstupu filtru obvykle až po vestavění filtru do zařízení. Zajímavá shoda je v tom, že potřebná kapacita je asi 15 pF jak u továrních, tak amatérsky vyrobených filtrů.

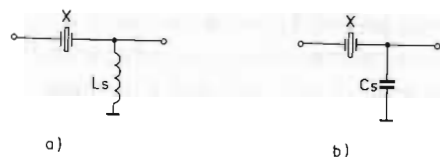
Tolik o základním můstkovém čtyřkrystalovém provedení filtru. U složitějších filtrů se používají kaskádní zapojení můstků. Zajímavá je možnost využití harmonických výbrusů k filtraci na vyšších kmitočtech, kterou už několikrát naznačil ve svých článcích o up-konvertozech OK1BI. Nabízí se zde možnost laborace s fázovací cívkou, ale krystal by musel zřejmě být „roztahován“ na svém základním kmitočtu obdobně jako ve VXO. Otázkou zůstává, do jaké míry při zařazení poměrně velké sériové indukčnosti budou ovlivněny vlastnosti v oblasti příslušného harmonického kmitočtu.

V poslední době se v amatérské literatuře setkáváme stále více s jednoduchými příčkovými filtry. Jednou z příčin budou zřejmě nezdary s filtry můstkovými.

Můstkový filtr ve srovnání s příčkovým má o něco menší průchozí útlum a lepší symetrii křivky, naopak příčkový má lepší vlastnosti v oblasti nepropustného pásma. Základní článek odpovídá obr. 4.51 s tím, že místo cívky L je kapacita C .

Důvodem pro zavádění příčkových filtrů je zřejmě jejich menší pracnost, pokud je dodržena shoda kmitočtů všech článků. Řazení základních článků je podle obr. 4.53, kde a) je základní článek můstkového, b) příčkového filtru.

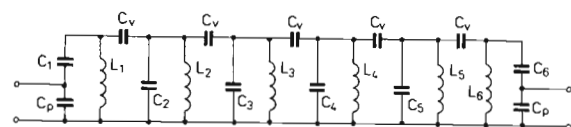
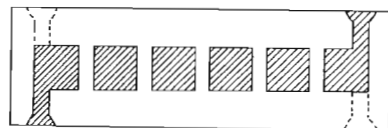
V souvislosti s krystaly nelze opomenout zařazení bilitických filtrů do této kapitoly. Řada radioamatérů měla možnost je získat prostřednictvím výprodeje v n.p. Klenoty za nepatrnou cenu. Jedná se o výprodejní materiál bez záruky kvality, přesto však jsou filtry mezi amatéry rozšířeny.



Obr. 4.53. Základní články filtrů

Bilitický filtr je založen na paralelní rezonanci krystalového výbrusu. Na rozdíl od klasických filtrů se využívá myšlenky, že soustavu jednotlivých rezonátorů lze realizovat na jediné destičce z monokrystalického křemene. Praktické provedení monolitického filtru je na obr. 4.54 včetně náhradního schématu. Na první pohled je zřejmé, že jde o šestinásobný filtr soustředěné selektivity z paralelních laděných obvodů, kde jednotlivé články jsou vázány kapacitně kondenzátory C_v . Tedy šestiobvodová pásmová kapacitně vázaná propust s rozloženě laděnými obvody. To je ovšem jen značně zjednodušující pohled, protože kapacity C_v nelze chápat doslovně elektricky, ale jako ekvivalent mechanické vazby mezi jednotlivými rezonátory. Vazba se uskutečňuje povrchovým vlněním na monokrystalické destičce (na rozdíl od tloušťkově strážných kmitů jednotlivých rezonátorů) a je v podstatě závislá na vzdálenosti a rozměru jednotlivých elektrod včetně tloušťky destičky i hmoty elektrod. Je zřejmé, že jakékoli zásahy, které jsme si mohli dovolit u jednotlivých krystalů, nepřípadají zde vůbec v úvahu.

Monolitické provedení filtru, jak je naznačeno na obr. 4.54, má však též určité nevýhody. Jakýkoliv krystal má kromě své základní re-



Obr. 4.54. Monolitický filtr

zonance ještě tzv. parazitní rezonance – proto jsme v úvodních kapitolách hovořili obecně o h -té rezonanci, která nemusí být v aritmetickém vztahu ke kmitočtu základní rezonance. Tato vlastnost se nepříznivě projevuje právě u krystalových filtrů jako parazitní propustná oblast v určitém kmitočtovém odstupu od jmenovitého kmitočtu. Můžeme si to představit tak, jako by v kmitočtové blízkosti základní propustné křivky filtru existovala ještě jedna, potlačená jen o 20 až 50 dB. V praxi to potom znamená, že při výskytu dostatečně silného signálu na kmitočtu parazitní propustné oblasti dojde k parazitnímu příjmu. V každém případě to znamená zhoršení vlastností přijímače.

V případě monolitických filtrů s větším počtem článků na jediné destičce přistupují k této obecné vlastnosti ještě další parazitní přenosy, způsobené existencí nežádoucích vidů mechanických kmitů, případně vazeb mezi nesousedícími články. Zmíněný šestirezonátorový filtr vykazuje parazitní přenos ve vzdálenosti 105 kHz, s útlumem pouze 40 dB. Proto je původní filtr rozdělen na dvě destičky se třemi rezonátory, vázané elektricky kondenzátorem. Tím je mechanická vazba přes celý filtr přerušena a nežádoucí přenos tlumen. Při tomto řešení výrobce zaručuje dodržení útlumu nepropustného pásma 60 až 80 dB.

Povšimneme si nejrozšířenějšího provedení, a to filtru Tesla „2 MLF 10,7–15“.

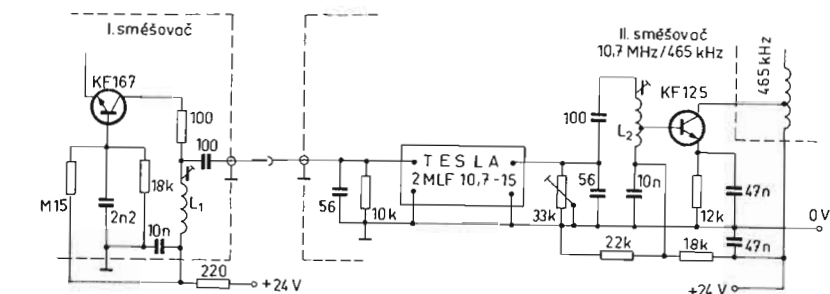
Nejdůležitější vlastnosti:

- jmenovitý kmitočet 10,7 MHz
- šířka pásma B_3 15 kHz
- zvlnění propustného pásma menší než 1 dB
- vložený útlum menší než 2,5 dB
- útlum nepropustného pásma větší než 70 dB (včetně parazitních přenosů)
- činitel tvaru B_{60}/B_3 2,4
- impedance vstupu i výstupu 4,3 k Ω
- filtr musí mít kompenzovány jalové složky vyladěnými rezonančními obvody.

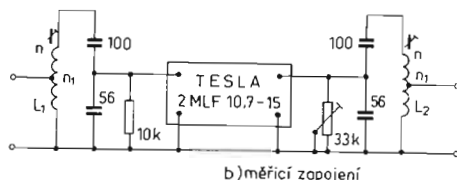
Vývody filtru jsou v provedení pro plošné spoje v rastru 2,5 mm. Nejsou barevně označeny, ale je možno je určit takto: Při čelním pohledu na nápis „Tesla“ jsou zemní přívody dole, živé nahoře. Filtr je

elektricky souměrný, vstup i výstup jsou tedy zrcadlově zaměnitelné. Tento filtr je vzhledem ke svým vlastnostem srovnatelný s řadou XF-9, přitom je podstatně menší. I v našich podmínkách je vždy výhodnější než dosavadní můstkový PKF 10,7/15 A, a to nejen parametry, ale i cenově. Filtry dodává vzorová prodejna TESLA, Hradec Králové, Dukelská třída 663, PSČ 500 02 i zásilkovou službou.

Při praktickém využití narazíme vždy na otázku impedančního přizpůsobení, resp. kompenzace jalových složek filtru. Protože nová řada radiostanic k. p. TESLA Pardubice tento typ filtru výlučně používá, povšimneme si řešení tohoto výrobce. Zapojení je na obr. 4.55. Směšovač s KF167 v zapojení se společnouází zajišťuje vysokou impedanci v kolektoru, který je tak možno přímo připojit na živý konec cívky L_1 vstupního přizpůsobovacího obvodu. Transformace na vstupní impedanci filtru 4 k Ω se provádí kapacitním děličem 100/56 pF a doplňuje odporem 10 k Ω . Stejně tak se transformuje výstup (stejný kapacitní dělič a indukčnost), k jemnému nastavení slouží miniaturní potenciometrický trimr 33 k Ω . Přizpůsobení na druhý směšovač je však nutno provést odbočkou na cívce.



a) skutečné zapojení



b) měřicí zapojení

Obr. 4.55. Filtr Tesla
2 MLF 10,7-15

Hodnoty indukčností:

$L_1 = L_2 = 6,2 \mu\text{H}$, tj. 32 závitů drátem $\varnothing 0,1 \text{ mm}$ CuLH na kostřičce $\varnothing 5 \text{ mm}$ (QA 261 46 s krytem), jádro N02 (i krátké N05). U cívky L_2 odbočka na 6 závitů.

Na živém konci přizpůsobovacích obvodů je impedance 6,5 k Ω , to odpovídá provoznímu Q asi 15. Protože Q nezatížených cívek je podstatně vyšší (40 až 50), lze počítat i s určitou rezervou pro vyrovnání paralelními odpory.

Pro naše amatérské konstrukce bude platit stará osvědčená zásada: filtr patří za směšovač nejen elektricky, ale i fyzicky. Jakékoli dlouhé přírůdy nebo zemní smyčky se zásadně nedoporučují; výstup filtru nesmí vůbec „vidět“ na vstup, proto použijeme nejen stínící přepážku, ale i další kryt z tenkého mosazného plechu nejen ze strany součástek, ale i spojů, zkratka kolem filtru utvoříme „konzervu“; nesmíme zapomenout na to, že výstup může „vidět“ na vstup též po přívozech napájecího napětí (nešetříme bloky, průchodkami a tlumivkami), ale i nevhodným zemněním příslušné desky. Při dodržení těchto zásad splníme běžné požadavky provozu FM.

Předpoklad, že rozdíly mezi filtry se šířkou pásma 15 a 10 kHz nejsou podstatné, vedl k ověření výprodejního filtru v zapojení dle obr. 4.55b. Bylo nutno mírně pozměnit nastavení zakončovacích odporů, jinak vše zůstalo stejné. Přesným vyladěním vstupního a výstupního obvodu bylo dosaženo ještě menšího zvlnění propustného pásma – 0,5 dB (proti 1 dB, zaručovanému výrobcem). Ke změření skutečných vlastností mimo propustnou oblast filtru nemělo použité měřící pracoviště dostatečné předpoklady (stínění).

Při použití filtru v jiných konstrukcích využijeme nejspíše naznačené transformace impedance polohou odbočky na cívce. Bude platit, že převod nebo poměr:

$$\frac{N}{N_1} = \sqrt{\frac{Z}{Z_1}}$$

kde Z_1 – zadaná impedance,

N_1 – poloha odbočky (závity od studeného konce),

N – 32 závitů,

Z – 6,5 k Ω .

Pro obvyklých $500\ \Omega$ by tedy odbočka byla na 10. závitu, se započítáním vlivu činitele vazby.

Uvedené zapojení s využitím vazebních obvodů je ověřené a dává vždy dobré výsledky za předpokladu pečlivého stínění.

V souvislosti s výprodejními filtry jsme se však mohli setkat i s pokusy jejich přizpůsobení pouze kapacitami a odpory. V těchto zjednodušených zapojeních nikdy z filtru nezískáme maximum.

V naší radioamatérské literatuře byl již před časem uveřejněn popis mf zesilovače, který bilitický filtr používal; je vhodné si zmíněný pramen [14] vyhledat, resp. vypůjčit. Řešení je technicky svěží a progresivní i pro dnešní dobu. Setkáme se tam i s řadou obvodových řešení na bázi VCXO; popsanych v předešlých kapitolách včetně odkazu na vhodné mechanické provedení.

Oscilátory LC na vysokém kmitočtu

I když problém stability řídicího oscilátoru se dnes běžně řeší pomocí fázových závěsů nebo kmitočtové syntézy, je použití jednoduchého oscilátoru přímo na pracovním kmitočtu VKV pásma pro mnohé konstruktéry věcí velice lákavou. O výhodách tohoto způsobu z hlediska šumové a spektrální čistoty jsme se již zmínili v úvodu, zbývá stěžejní otázka stability.

K tomuto problému se (zejména v pásmu 145 MHz) vždy čas od času obrací zájem amatérských konstruktérů. Záleží na tom, jak vysoký cíl si stanovíme. Samozřejmě pro SSB provoz jsou nároky vysoké, pro FM však jsou zhruba o 1 řád menší. Vyjádřeno stručně: krátkodobá stabilita u SSB bude např. 250 Hz za půl hodiny, u FM postačí 2,5 kHz za stejný čas. Oscilátory se stabilitou dostatečnou pro FM provoz jsme uměli dělat již s elektronkami, není tedy důvodu pochybovat o úspěchu ani v dnešní době.

Povšimněme si tedy několika základních řešení. To nejjednodušší bude asi vhodné pro ty, kteří si chtějí zhotovit pouze přijímač pro poslech provozu přes převaděče. Takový přijímač lze řešit jako konver-

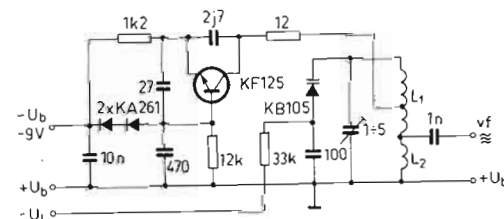
tor k rozhlasovému přijímači. Není ani nutné u tohoto přijímače využívat FM, pro detekci úzkopásmové FM postačí naladění na bok křivky a využijeme přímo krátkovlnného rozsahu přibližně na 10,7 MHz (nebo jiný kmitočet bez rušení).

Jako velmi vhodná pro tento účel se ukázala konstrukce podle [15]. Při minimálních úpravách, spočívajících hlavně ve využití plného rozsahu ladicího napětí, zmenšení indukčností, pečlivého nastavení souběhu (velký důraz byl kladen na shodnost varikapů a jejich pečlivý výběr), byla tato jednotka na původním plošném spoji použita ve spojení s rozhlasovým přijímačem jako přehledový přijímač od 65 do 150 MHz. Stabilita oscilátoru byla, zejména v pásmu 145 MHz, při poslechu převaděčů velmi dobrá; stručně charakterizováno – naladěný převaděč se udržel bez nutnosti doladění po dobu asi půl hodiny. Samozřejmě je nutno zdůraznit, že přijímač byl v provozu při stále pokojové teplotě, bez otevírání okna apod., napájecí i ladicí napětí bylo pečlivě stabilizováno stabilizátory podle obr. 4.45.

Lze předpokládat, že při použití pouze úzkého ladicího rozsahu pro pásmo 145 MHz budou výsledky ještě o něco málo lepší a pro napájecí i ladicí napětí bude možno použít jediný stabilizátor.

Odpadnou i komplikace se souběhem, protože vstupní obvod i pásmovou propust je v tomto případě možno realizovat s pevným nastavením, varikap zůstane pouze v obvodu oscilátoru. Zapojení oscilátoru je na obr. 4.56. Zapojení se společnou bází (mezi amatéry známé jako Swan) je pro vyšší kmitočty často vhodnější než obligátní Clapp se společným kolektorem.

Výhodné je galvanické uzemnění studeného konce cívky oscilačního obvodu, bez blokovacího kondenzátoru. Pracovní bod je nastaven pomocí dvou křemíkových diod. Teplotní závislost diod je přibližně



Obr. 4.56. Oscilátor Swan

inverzní k teplotnímu posuvu tranzistoru. Trimr v laděném obvodu je obvyklý skleněný typ 1 až 5 pF; slouží zároveň jako pájecí opěrný bod pro živý konec cívky a pro varikap. Přesto, že se zapojení se společnou bází vyznačuje vysokou výstupní impedancí, je kolektor zapojen na odbočku cívky L_1 , tím se dále zmenší ovlivňování laděného obvodu tranzistorem. Cívka L_1 je navinuta na obvyklém tělisku $\varnothing$ 5 mm drátem $\varnothing$ 0,63 mm CuL a má 5 závitů, odbočka je na 1,5 závitu od dolního konce, jádro N01.

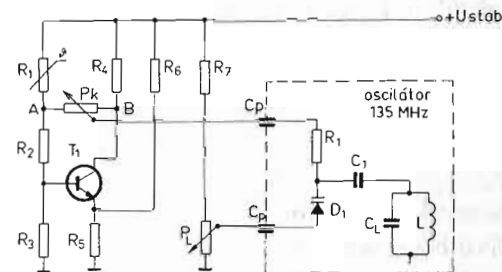
Cívka L_2 je umístěna mimo tělisko – stejný drát jako L_1 délky 15 mm, zformovaný do 1 závitu; s cívkou L_1 tvoří induktivní dělič pro výstupní napětí. Blokovací kondenzátor v bázi je slídivý, miniaturní. Ostatní kondenzátory jsou keramické, z hmoty Stabilít N047 (J). Kondenzátor 10 n může být libovolný keramický typ, na stabilitu oscilátoru nemá výrazný vliv. Všechny odpory jsou s kovovou vrstvou (např. typ TR151, TR191). V oscilátoru byl použit tranzistor SF245, který má i v oscilátorovém zapojení dobré šumové vlastnosti. S výhodou lze uvedené zapojení řešit tranzistory typu PNP (BF414, BF451, BF479), je ovšem nutno obrátit polaritu diod. Výhoda takového řešení je v galvanickém spojení kmitavého obvodu se zemí. Tím se dále zlepší nejen šumové vlastnosti oscilátoru, ale i jeho kmitočtová stabilita.

Pro pásmo 145 MHz je ladící rozsah KB105 zbytečně veliký, postačí i KA204 apod. Je zde možno použít i dva sériově zapojené varikapy v tzv. antiparalelním zapojení. Samozřejmě se předpokládá stabilizace jak napájecího, tak i ladícího napětí, nejlépe stabilizátorem podle obr. 4.45. Nezbytné je umístění celého oscilátoru do uzavřené krabičky zhotovené z tepelně dobře vodivého materiálu. Při dodržení těchto zásad lze očekávat, že stabilita oscilátoru bude lepší, nebo přinejmenším stejná jako u známého zařízení „Boubín“.

Zajímavé řešení stabilního VFO na kmitočtu 135 MHz předkládá pramen [16]. Základní myšlenkou je využití elektronické teplotní kompenzace, o které jsme se zmínili již v souvislosti s krystalovými oscilátory (obr. 4.30). Autorem je Y25AA. Princip elektronické kompenzační jednotky je na obr. 4.57.

Termistor R_1 spolu s odpory R_2 a R_3 vytváří teplotně závislý odporový dělič, napětí v bodě A bude tedy funkcí teploty a bude se s rostoucí teplotou zvyšovat. Stejně tak se bude zvyšovat napětí na bázi

tranzistoru. Ten působí jako invertor, takže na jeho kolektoru v bodě B dostáváme průběh přesně opačný – napětí zde s rostoucí teplotou klesá.



Obr. 4.57. Elektronická kompenzační jednotka

Nastavením běžce kompenzačního potenciometru mezi body A a B můžeme tedy najít takový stupeň kompenzace, který přesně odpovídá změně kmitočtu s teplotou. Na běžci kompenzačního potenciometru dostáváme teplotně závislé protinapětí, působící v opačném smyslu na varikap než ladící napětí z potenciometru P_L . Autor připomíná, že při nalezení přesné teplotní závislosti by bylo možno uvažovat i o tandemovém provedení obou potenciometrů, samozřejmě s rozdílným odporem jednotlivých drah.

Zajímavé je i vlastní provedení oscilátoru. Je to oscilátor typu Clapp, ale v zapojení SE. Zpětná vazba je z kolektoru. To dává značné možnosti v mechanickém provedení, jak uvidíme dále. Základem úspěchu je totiž právě mechanická konstrukce, která zcela jednoznačně vyžaduje dokonalou tepelnou vazbu všech součástek ovlivňujících kmitočet. Týká se to nejen vlastního oscilátoru, ale i druhého stabilizátoru napětí, oddělovacího stupně, samozřejmě termistoru včetně elektronického kompenzátoru atd. Není proto použito spojové desky, ale klasické montáže (drátové) na robustní základní desce z hliníku tloušťky 5 mm.

Nabízí se otázka, kde sehnat příslušné průchodkové kondenzátory malých kapacit, které jsou použity v rezonančních obvodech právě pro dobrou tepelnou vazbu s podložkou. Je možno použít trubičkové

keramické kondenzátory staršího provedení (samozřejmě Stabilit), které se zapájejí za vnější páskové přívody do otvorů v mosazném plechu tloušťky 0,5 mm; rozměr plechu i otvory musí být slícovány a svrtány se základní deskou předem. Plech se pak na několika místech přitáhne k základní desce šroubky M2, nešetří se silikonovou vazelinou.

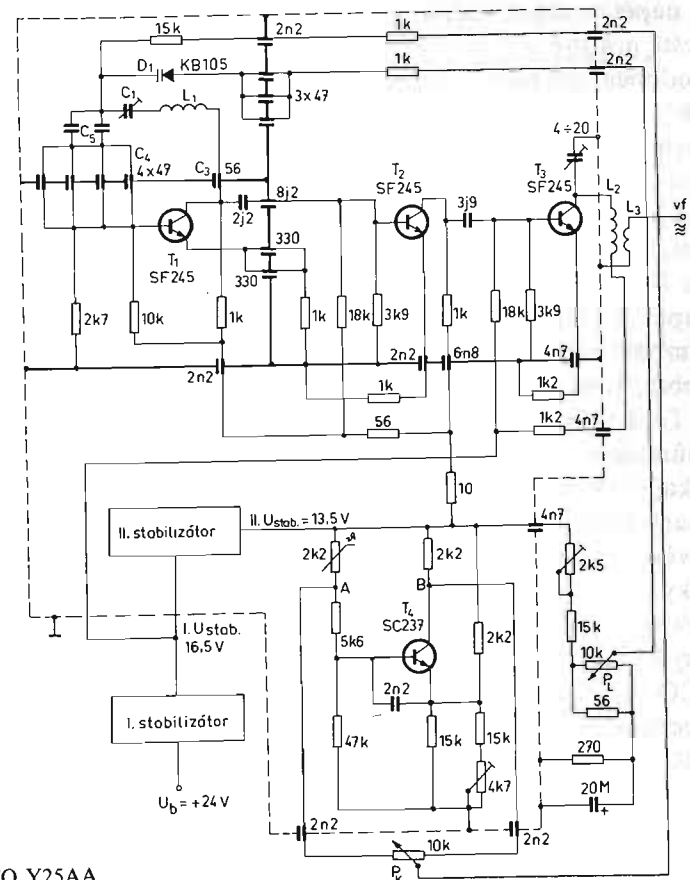
Původní konstrukce předpokládá umístění do silnostěnné elektroinstalační krabice ze stříkané hliníkové slitiny, která je zřejmě v NDR běžně k sehnání. V našich podmínkách bude asi nutno použít rukodělnou výrobu, výhoda však bude v tom, že budeme navrhovat krabičku oscilátoru podle rozměrů celého transceivru a ne naopak. Skutečné zapojení je na obr. 4.58.

Kondenzátory kapacitního děliče C_3 , C_4 jsou pro zvýšení tepelné vazby rozděleny na menší kondenzátory. Stejně tak sériová kapacita varikapu C_2 , resp. blokování emitoru. Vývody kondenzátorů tak vytvářejí řadu pevných pájecích bodů.

Zvláštní pozornost je věnována laděnému obvodu. Ladicí kondenzátor C_1 je inkurantní doladovací trimr na keramice, známý z SK10 apod. (dva terčíky se závitem). Je použit pro svou vynikající mechanickou stabilitu a možnost upevnění bez velkých parazitních kapacit. Cívka L_1 má indukčnost 190 nH, jsou to 4 závity drátu $\varnothing$ 0,8 mm Cu-Ag. Vnější průměr cívky je 11,3 mm, délka 4,9 mm. Přívod k C_1 má délku 5 mm, přívod na straně C_3 15 mm.

Autor opět zdůrazňuje nutnost upevnění bez zbytečných montážních kapacit, cívka je proto na svém obvodu držena dvěma keramickými montážními úhelníky (samozřejmě bez pájecích oček) ve vzdálenosti asi 8 mm od základní desky. Po montáži je mechanická stabilita zajištěna zakápnutím lepidlem Epoxy. Důležité je nastavení teplotní předkompenzace kondenzátorem C_5 na střed rozsahu kompenzačního potenciometru. Celkově má být C_5 14 až 16 pF a je ze dvou kondenzátorů, z nichž jeden má záporný teplotní činitel, druhý je normální Stabilit N047. Výsledný teplotní činitel bude záležet na poměru obou kondenzátorů této kombinace.

Vazba s oddělovacím stupněm je velmi volná kapacitním děličem 2,2/8,2 pF. První oddělovač je proveden obdobně jako oscilátor, s těsnou tepelnou vazbou. Princip kompenzačního stupně byl již po-



Obr. 4.58. VFO Y25AA

psán. Všechny vf tranzistory jsou SF245. Mají z běžných typů relativně dobré šumové vlastnosti a malou zpětnovazební kapacitu. Tranzistor kompenzátoru SC237 je obdobný našemu KC147.

Ve schématu nejsou uvedeny jednotlivé stabilizátory ani způsoby přepínání ladicího napětí (půlení pásma, odskok 600 kHz, ofset apod.).

Řada detailů by jistě šla ještě vylepšit – např. použít cívku vpalovanou do keramiky, alespoň jednoduchý pásmový filtr v cestě signálu, zmenšit rozsah, a tím i vliv varikapu sériovým kondenzátorem a niko-

li napětím atd. Uvedený popis je míněn spíše jako námět než návod. Ještě několik slov o výsledcích dosažených autorem Y25AA. Při dlouhodobém provozu (přes 24 hodin) a změnách teploty v rozmezí 13 až 18 °C byla výsledná změna kmitočtu menší než ± 600 Hz. Náběh po zapnutí trvá 3 minuty. Potom je dosaženo krátkodobé stability lepší než 250 Hz za 20 minut (posuv kolem středního kmitočtu). Tato stabilita je pro běžný provoz SSB zcela dostatečná, což autor zdůvodňuje tím, že teprve při odchylce 250 Hz klesá srozumitelnost signálu SSB na 80 %. Dále je zdůrazňována nezávislost na změnách napájecího napětí a zátěže, stejně tak i mechanická stabilita, ověřená při mobilním provozu. Spektrální a šumová čistota je hodnocena jako velmi dobrá, bohužel nejsou uvedeny podrobně naměřené výsledky.

Tolik tedy o zajímavém řešení VFO 135 MHz. Není nutno obzvlášť zdůrazňovat, že dosažená stabilita, postačující pro SSB, je pro FM vynikající. Mnohý čtenář možná namítne, že komplikace spojené s mechanickým řešením lze snáze obejít použitím jednoduchého fázového závěsu, třeba FA-1. Není to tak úplně pravda. Snaha o dosažení vysokých šumových parametrů oscilátorů nutí dnes konstruktéry řešit i VCO s co nejvyšší stabilitou, umožňující velmi volnou vazbu servosmyčky; používají se již i elektromechanické systémy k doladování VCO. A konečně uvedená elektronická kompenzace, spolu s koncepcí mechanické konstrukce, je jistě velmi dobře využitelná i pro VFO na nižších kmitočtech.

Tab. 4.4. Zapojení pro krystaly v paralelní rezonanci (obr. 4.41)

f [MHz]	R_3 [Ω]	C_1 [pF]	C_2 [pF]	C_3 [pF]
0,95–3	3 300	220	220	0–680
3–6	3 300	150	150	30–120
6–10	2 200	150	150	30–120
10–18	1 200	100	100	30–120
18–21	680	68	33	30–120

Tab. 4.5. Zapojení pro krystaly v sériové rezonanci (obr. 4.41)

f [MHz]	R_1 [k Ω]	R_2 [k Ω]	R_3 [Ω]	R_4 [Ω]	C_1 [nF]	C_2, C_3 [pF]	L_1 [μ H]
0,95–1,65	68	33	–	2 200	4,7	680	42,5
1,6–2,5	68	33	–	2 200	4,7	680	16,5
2,5–4	68	33	560	1 500	4,7	220	16,5
4–6	15	6,8	560	1 500	1	270	8,5
6–10	15	6,8	560	1 500	0,15	220	4,5
10–15	15	6,8	560	680	0,1	220	2
15–21	15	6,8	560	680	0,1	100	1

Poznámka: Indukčnost L_1 je udána pro prázdnou cívku bez jádra. Doladovací jádro (materiál) volíme podle pracovního kmitočtu.

Literatura

- [1] Vachala, Křišťan: Oscilátory a generátory. SNTL 1974
- [2] Radioamatérský zpravodaj 11–12/1978: Krystalem řízené oscilátory, přehled.
- [3] Amatérské rádio 11/1974: Krystalové oscilátory.
- [4] RZ 2/1976: Stabilné kryštálové oscilátory.
- [5] RZ 11–12/1976: VXO pro přenosné přístroje.
- [6] RZ 5–8/1980: Převaděčové minitransceivry.
- [7] CQ-DL 3/1979: IC202S, IC402 Testbericht DL1BU.
- [8] AR3/1977: Mf zesilovače 10,7 MHz s IO.
- [9] AR 9/1981: Moduly k přijímačům FM.
- [10] AR 6–10/1981: TRAMP-KIT.
- [11] AR 5/1975: Detektor s MAA661.
- [12] AR-B 4/1979: MF zesilovač s pomocnými obvody.
- [13] RZ 11–12/1973: Detektor pro NBFM.
- [14] RZ 1/1975: MF zesilovač 10,7 MHz s detektory.
- [15] AR 7/1974: Jednotka VKV třídy HiFi s velkou přeladitelností.
- [16] Petr, M.: Superreakční přijímače. Naše vojsko, 1957.
- [17] Novák, P.: Zapojení FM techniky. Přednášky z amatérské radio-techniky. ÚV Svazu pro spolupráci s armádou, 1983.

SSB TRANSCEIVER T2

Je určen k provozu SSB v pásmu 3650 až 3800 kHz.

Příkon/výkon při $U_b = 12\text{ V} - 85\text{ W}/40\text{ W}$.

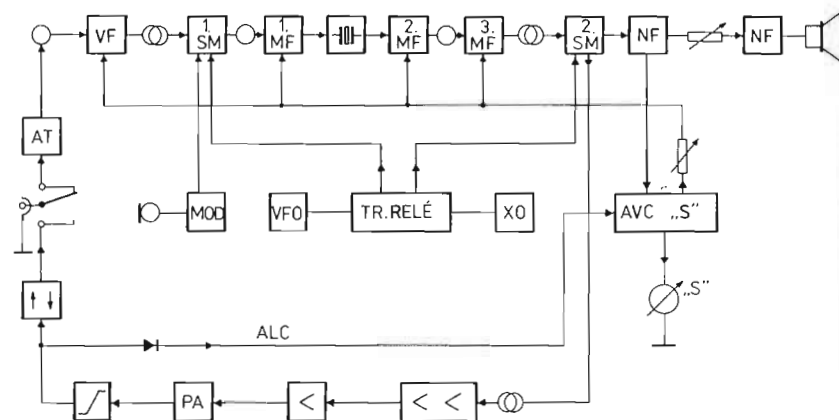
Příkon/výkon při $U_b = 15\text{ V} - 150\text{ W}/80\text{ W}$.

Citlivost přijímače při $S/\bar{S}$ 10 dB / 0,4 μV .

Nízkofrekvenční výkon přijímače na $R_z = 5\ \Omega - 3\text{ W}$.

Výstupní impedance vysílače $-75\ \Omega$.

Transceiver se dělí na tři části: první je společná, druhá přijímací a zbývající vysílací. O tom dává nejlepší představu skupinové schéma transceivru na obr. 5.1.



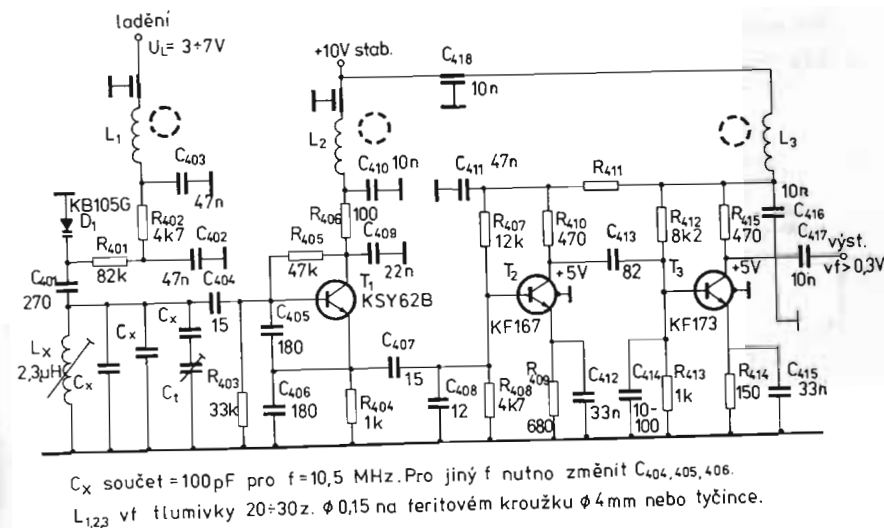
Obr. 5.1. Skupinové schéma

V části společné se nacházejí: VFO (hlavní oscilátor), XO (krystalový oscilátor – oscilátor nosné), tranzistorové relé (přepínač oscilátorů), zesilovač AVC a ALC, mezifrekvenční zesilovač (pracuje v obou

režimech – viz další text). Část přijímací: zesilovač vf (preselektor) a koncový nf zesilovač.

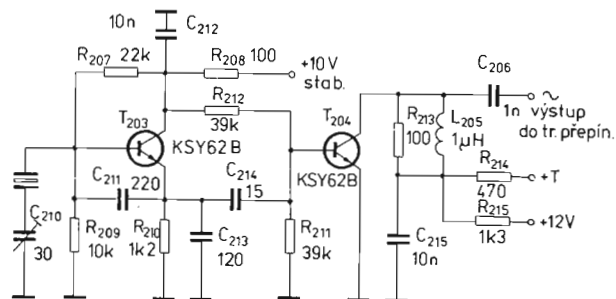
Část vysílací: modulátor, předzesilovač, zesilovač a koncový stupeň vysílače včetně regulátoru předpětí koncového stupně.

VFO (obr. 5.2) během příjmu pracuje jako oscilátor přijímače. Přes tranzistorové relé je signál veden do prvního směšovače, kde se směšuje s přijímaným signálem a oba signály vytvářejí mf kmitočet. Při vysílání je signál z oscilátoru veden přes tranzistorové relé do druhého směšovače, kde s mezifrekvenčním (tedy SSB) signálem spolu vytvářejí žádaný signál v kmitočtovém pásmu 3,7 MHz.



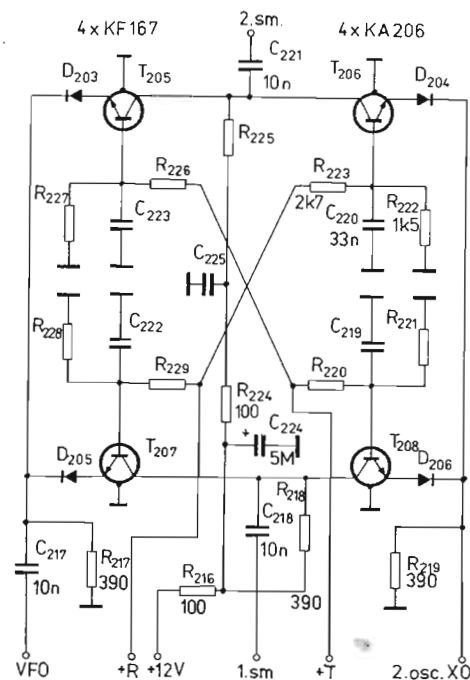
Obr. 5.2. VFO

Krystalový oscilátor (XO) (obr. 5.3) při příjmu pracuje jako zánějový oscilátor, jehož signál je veden před tranzistorové relé do druhého směšovače, kde spolu s mezifrekvenčním signálem vytvářejí nf signál. Při vysílání pracuje jako oscilátor nosné. Signál z něho je opět veden přes tranzistorové relé do prvního směšovače, ve kterém se vytváří signál DSB při současném zavedení modulačního nf napětí.



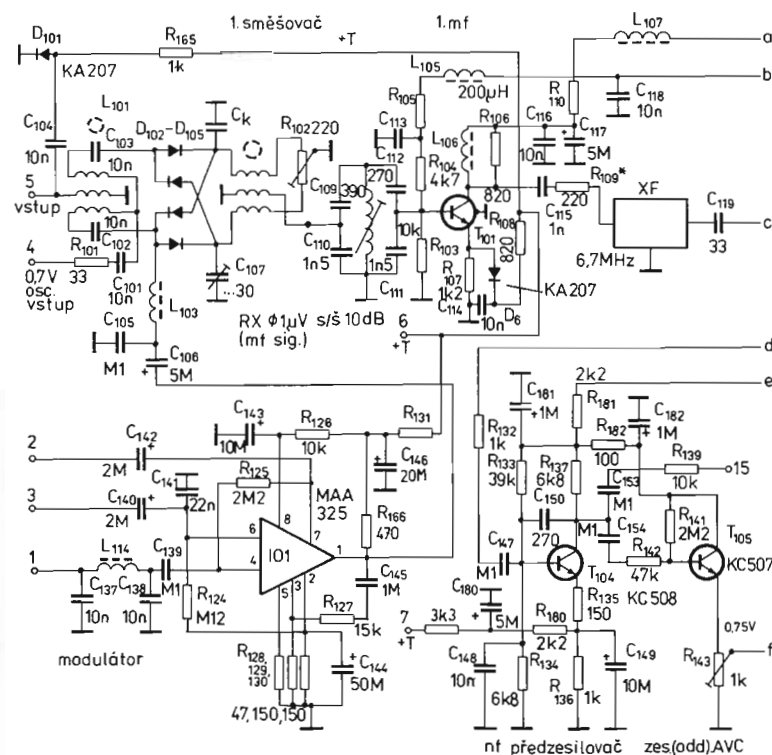
Obr. 5.3. Krystalový oscilátor

Tranzistorové relé slouží k bezkontaktnímu přepínání signálů VFO a XO do příslušných směřovačů podle pracovních režimů (obr. 5.4).



Obr. 5.4. Tranzistorové relé

Mezifrekvenční zesilovač (spolu s 1. a 2. směšovačem, modulátorem, obvody AVC a zesilovačem nf na obr. 5.5) pracuje v obou režimech. Během příjmu zpracovává mf signál až po druhý směšovač, který pracuje jako produkt detektor, při vysílání pracuje jako zesilovač DSB (první stupeň mf) a dále jako zesilovač SSB (následující dva stupně) až po druhý směšovač, který pracuje jako směšovač vysílače. Jsou to společné části transceivru.



livou práci, hlavně při zapojování a spojování jednotlivých konců vinutí – může tady mnohé ztroskotat! Po navinutí transformátoru jeho vinutí zajistíme nějakým vhodným lakem – já jsem použil Resolvan.

Dioda D101 na vstupu prvního směšovače odděluje směšovač od vstupních obvodů při vysílání. Přivedením kladného napětí při vysílání z větve označené +T (+TX) přes odpor R165 se dioda otevře a sepne střední vinutí cívky L_1 na zem a tím je předcházející obvod odpojen. Tato spínací dioda je typu KA207.

Protože 1. směšovač pracuje při vysílání jako balanční modulátor, jsou u něho vyvažovací prvky pro potlačení nosné. Je to trimr R102 a kondenzátor C107; jimi nastavujeme minimální úroveň nosné. Během příjmu zavádíme signál do 1. směšovače z VFO, při vysílání z XO, obojí přes tranzistorové relé, které přepínání obstarává elektronicky. Výsledný produkt směšování je vždy kmitočet mezifrekvence. Za směšovačem následuje laděný obvod s cívkou L104 a kondenzátory C109, 110, 111 a 112. Je naladěn na kmitočet mezifrekvence a uvedené hodnoty součástek platí pro kmitočet mf 6,7 MHz. Při použití jiného filtru s jiným kmitočtem je třeba změnit i hodnoty obvodu L a C (to platí ostatně i o všech dalších laděných obvodech transceivru mimo indukčnosti vysílače) tak, aby poměr mezi C109–110 a C112–111 zůstal zhruba zachován, tj. asi 3,8. Odtud už vedeme signál přímo do 1. stupně mf. Díky vyváženému směšovači a nepříliš velkému zesílení preselektoru se křížová modulace – tento moderní „bubák“ – neprojevuje nijak rušivě. Stupeň jsem osadil naším typem KF524, stejně tak i ostatní stupně zesilovače mf.

První stupeň mf pracuje i při vysílání, a to jako zesilovač DSB, ale v jiném režimu (na rozdíl od následujících mf stupňů, které pracují vždy v jednom a též režimu). Emitor tranzistoru T101 je totiž během příjmu blokován kondenzátorem C114 přes diodu D6 přímo na zem. Dioda je otevřena napětím vzniklým na odporu R107. Přivedením kladného napětí z větve +T při vysílání se dioda D6 uzavře (rozepne) a tím odpojí blokovací kondenzátor C114 od emitoru. Tranzistor T101 tak pracuje s neblokovaným emitorem, tj. se silnou zápornou zpětnou vazbou. Důsledky jsou neobyčejně příznivé, díky zpětné vazbě bude stupeň lineární, sníží se zesílení a zvýší vstupní odpor. První stupeň nebude přidávat zkreslení, snížení zesílení je žádoucí – nepře-

budíme tak snadno následující zesilovače SSB (v režimu TX). Dioda D6 musí být opět KA207 nebo lepší.

Na kvalitě krystalového filtru závisí značnou měrou jakost produkováného signálu. Za krystalovým filtrem (9 MHz) následuje běžný dvoustupňový zesilovač. O jeho indukčnostech platí totéž, co bylo řečeno dříve o L104. Celý řetěz mf je řízen ALV (resp. ALC, pokud jej použijeme). Řízení je velmi účinné a ani místní stanice ve vzdálenosti asi 300 m a s 50 W vf výkonu přijímač nezablokuje. Za mf stupni je 2. směšovač, kterého konstrukce je totožná s 1. směšovačem až na vyvažovací prvky, jež u něho odpadají. Během příjmu druhý směšovač pracuje jako produkt detektor tak, že do něj přivádíme vf napětí z XO, při vysílání z VFO, vše opět přes tranzistorové relé. Směšovací produkt je v prvním případě nf hovorové napětí a ve druhém již některý kmitočet v pásmu 3,7 MHz.

Nf napětí po filtraci je vedeno do předzesilovače s tranzistorem T4 a z něj přes potenciometr řízení hlasitosti do koncového nf zesilovače, který je osazen integrovaným obvodem MBA810 (A). Hodnoty kondenzátoru nebyly voleny pro přenos hi-fi, ale pro hovorové pásmo SSB. Výstupní výkon zcela dostačuje i pro poslech v bytě, kde právě manželka luxuje. Pozor na zkrat výstupních svorek IO – výměna obvodu je dost pracná!

Vypínání části nf při vysílání je poměrně jednoduché, i když ne elegantní. IO MBA810 je napájen stále, ale jedním párem kontaktů relé LUN (na desce vysílače) přerušíme přívod ke sluchátkům, popř. reproduktoru. Nf předzesilovač „umlčíme“ přivedením kladného napětí z +T přes člen RC do emitoru tranzistoru T104 a tím jej uzavřeme. Doporučuji dodržet časové konstanty obvodu.

Řídicí napětí AVC se získává z nf signálu z kolektoru tranzistoru T104. Po zpracování v zesilovači AVC (T105), který pracuje jako emitorový sledovač, je přivedeme na vstup IO2–MAA145. IO2 má značnou rezervu zesílení a není zcela využit, nicméně jej doporučuji použít. Nf napětí po zesílení v IO2 se usměrňuje diodami D11 a 12. Náběh a časovou konstantu AVC určují prvky R152–154 a C162, jakož i vstupní odpor tranzistoru T106, který spolu s T107 jsou stejnosměrným zesilovačem. Z emitoru T107 se odebírá už řídicí napětí AVC a z kolektoru přes trimr R159 napětí pro S-metr.

Při nastavování zesilovače AVC nastavíme nejdříve R151 tak, aby se ručička S-metru právě pohnula. Odpor R143 nastavíme tak, aby mezi silnými a slabými stanicemi byl patrný rozdíl a stupně S byly na měřidle rozděleny, i když ne rovnoměrně. Odpor R159 nastavíme tak, aby signál S9 + 60 dB dosáhl právě maximální výchylky. Při nevhodně nastaveném odporu R143 i slabá stanice zavře automatiku. Přivírání by mělo být plynulé, téměř lineární, v závislosti na vstupním signálu. Uvedený způsob AVC se může zdát složitý a drahý. Jeho dokonalá funkce vynikne při mobilním provozu. Na prvky časové konstanty se současně přivádí přes diody D13 a D14 řídicí napětí z potenciometru ručního řízení citlivosti a obvodu ALC. Na kterou diodu co připojíme, je celkem lhostejné.

Při místních spojeních či v období enormního rušení použijeme vestavěného atenuátoru. Ten použijeme i tehdy, máme-li podezření, že jde o rušení způsobené křížovou modulací. Vestavěný útlumový člen představuje útlum asi -20 dB, potřeba většího útlumu nikdy nenastala. Jistě lze použít i jiný útlumový člunek.

Pokud by někdo chtěl postavit z celého transceivru jen přijímač, vypustí větev +T, diody D101 – 6 a I3, na desce č. 1 nepostaví modulátor, VFO a BFO (XO) se propojí přímo do směšovačů bez tranzistorového prepínače.

VFO

Zapojení oscilátoru je na obr. 5.2. Je to běžné zapojení s kapacitním děličem, za kterým následují dva oddělovací stupně pro zajištění necitlivosti oscilátoru vůči zátěži. Napájení je ze stabilizovaného zdroje +10 V, který je na desce se stupněm mf. Výstupní napětí vf asi 0,3 V se vede do tranzistorového prepínače k dalšímu zpracování.

Ladění oscilátoru je kapacitní diodou, pro kterou používáme ladicí napětí extrémně stabilní. Použitý varikap musí přeladit požadované pásmo. Maximální ladicí napětí je 7,5 V, minimální je asi 3,5 V. Maximální hodnota ladicího napětí je dána Zenerovým napětím pomocné stabilizační diody, která je napájena ze stabilizovaného zdroje +10 V.

Tím jsou vyloučeny změny napětí způsobované modulačními vrcholy při vysílání, které mohou mít vliv na „plakání“. V sérii se Zenerovou diodou je zapojena ještě Si dioda KY130, která má opačný teplotní koeficient a kompenzuje teplotní vlivy okolí. Diody jsou teplotně vázány tak, že jsou přitisknuty k sobě, svázané a zalepeny lepidlem. Stabilizační jsou na desce č. 2, mimo vlastní VFO.

Cívka oscilátoru (Lx) je navinuta na trolitulovém tělisku o Ø 10 mm a je dolaďována ferokartovým jádrem. Indukčnost 2,3 µH platí pro použití krystalového filtru 6,7 MHz. Při jiném filtru je nutné si započítat nebo zdlouhavě experimentovat. Změna kapacity varikapu obnáší při uvedeném rozsahu ladicího napětí pouze 3 až 4 pF, a to je třeba mít na paměti. Bude nutný velký poměr L/C! Při uvádění oscilátoru do chodu je nutné dosáhnout toho, aby požadovaný rozsah vyšel pro celé protočení ladicího potenciometru. Jemné dolaďování uskutečníme pomocí jádra cívky, kapacitního trimru oscilátoru a trimru Pt202 a 201. Zmíněnými součástkami nastavujeme hranice ladicího napětí – dbáme přitom na to, aby spodní hranice nebyla menší než 3,5 V! V některých případech může odpadnout kapacitní trimr v obvodu oscilátoru.

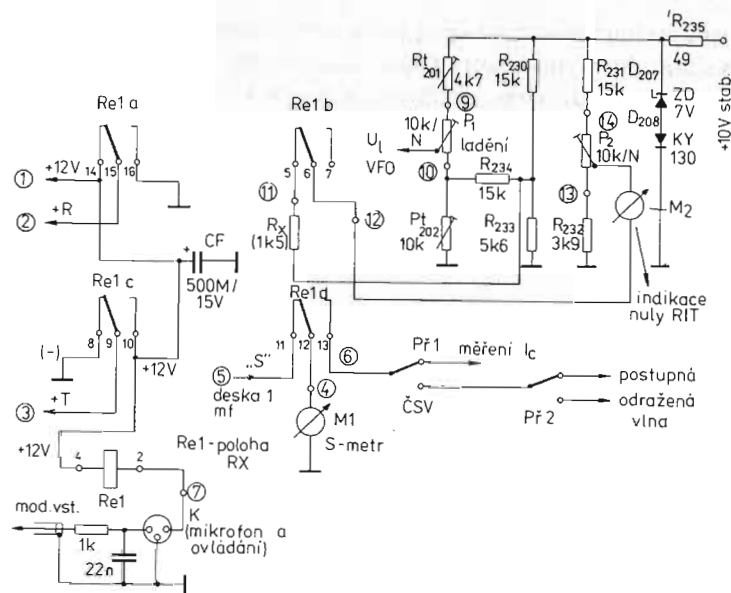
Teplotní kompenzaci uděláme až po úplném dohotovení VFO jako celku před vestavěním do transceivru.

Obvod RIT – rozlaďování přijímače během příjmu, je poněkud komplikovaný, ale neobyčejně usnadňuje obsluhu. Můstek je navržen tak, aby při střední poloze potenciometru P2 nebylo hlavní ladicí napětí ovlivněno. Tento bod se nastavuje výběrem odporu R232 při běžci potenciometru P2 nastaveném na střed. Nepoužijeme-li měřidlo M2, musíme bod nulového rozlaďování stanovit velmi odpovědně a poznamenat na panelu. Časem se může díky nestabilitě potenciometru změnit. Nepoužijeme-li vůbec obvod RIT, zůstanou v obvodu ladění pouze Pt201, 202 a P1 (na desce č. 2).

Ladicí kondenzátor je možno rovněž použít; hodnoty oscilačního obvodu budou úplně jiné a je nutno také přepracovat obvod RIT.

VFO je upevněno na desce č. 2, kde je ještě přepínání RX–Tx, měřidla ČSV, obvod RIT a druhá stabilizace.

VFO je vestavěno do krabičky z cuprextitu. Horní a dolní víčka jsou přišroubována k matičkám, které jsou připájeny v rozích krabičky.



Obr. 5.7. RIT, S-metr

ky a je vhodné, aby byly i podle stěn. Také je třeba odstranit měděné otřepty, které způsobují nepravidelný posun kmitočtu!

VFO je upevněno k desce č. 2 pomocí maticek, které jsou na vhodných místech krabice VFO – závity v cuprexitu velmi brzy povolí a nesnášejí několikanásobné šroubování, natož utažení! Nezapomene na průchodkové kondenzátory, které musí být rovněž vhodně umístěny v krabici VFO – pro ně vyvrtáme v desce dva otvory, až budeme vědět, jak bude VFO umístěno přesně, a připojíme je k příslušným pájecím bodům v desce č. 2. Náskres neuvádím, aby byla možnost použít jak VFO laděné varikapem, tak i ladicím kondenzátorem.

Stavbu VFO zahájíme jako první a pečlivě dokončíme. Dosáhneme tím dílčího úspěchu, který nám dodá chuť do další práce. Použitý ladicí potenciometr je typ TP280. Odporovou dráhu před použitím ošetříme nějakým vhodným přípravkem, jako je Kontox apod.

Je možné, že bude potřeba použít ještě jedno stínění VFO, a sice z horní strany – pokud by se projevovala nestabilita po zakrytování transceivru – stačí profil U ze slabého hliníkového plechu těsně nasu-

nutý na horní stranu VFO. Zmíněná nestabilita spočívá v tom, že změna polohy krycího plechu nad místem s VFO jej ovlivňovala. Nešlo tedy o nestabilitu vysokofrekvenční vlivem vazeb. Tato závada je dána způsobem celkové mechanické konstrukce a někdy se nemusí projevit vůbec. Mezi VFO a kryt transceivru je vhodné přilepit na VFO nebo pomocný kryt tenký molitan, zlepši se tím teplotní stabilita, bude-li na transceiver třeba v létě svítit slunce.

K montáži ladicího varikapu na desce plošného spoje ještě poznámku: varikap D1 a součástky R401 i C401 jsou pájeny „nastojato“ a druhými konci propojeny samonosně.

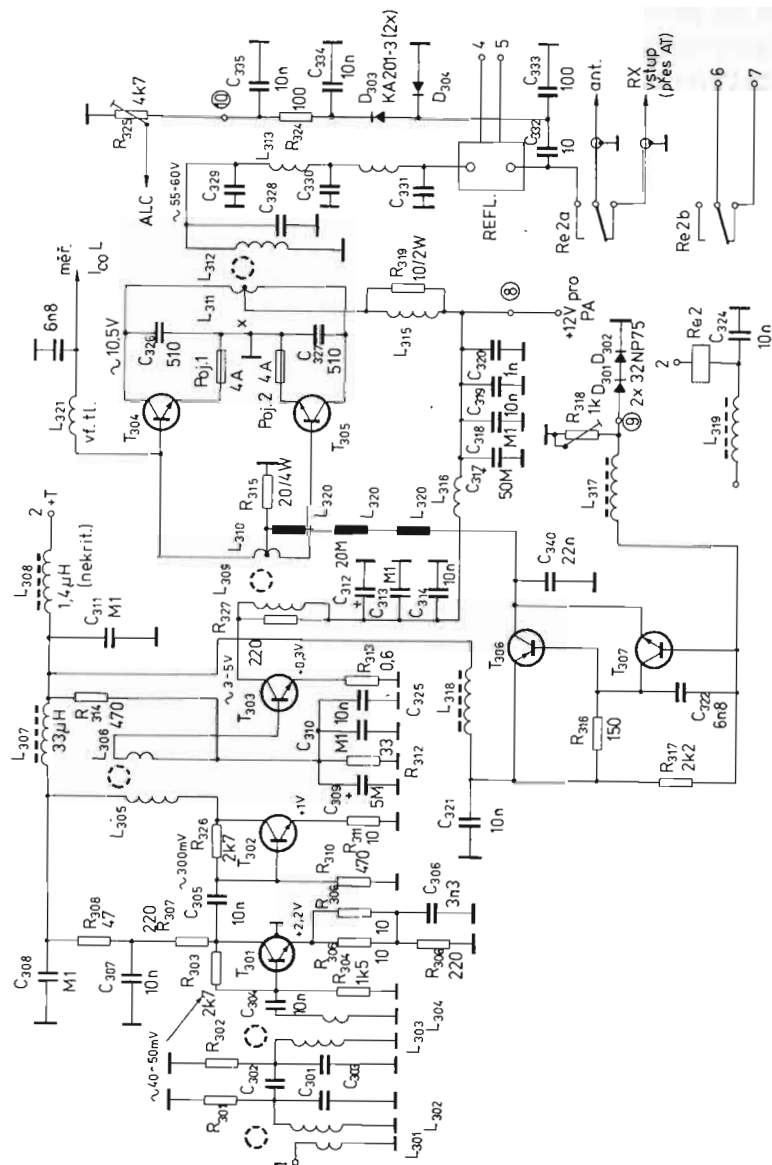
Vysílač

Vysílač se skládá z modulátoru, zesilovacích stupňů s tranzistory T301 až T305 a obvodů, které jsou společné s přijímačem.

Modulátor je osazen IO MAA325 (viz obr. 5.5). První dva stupně pracují s neblokovanými emitery a třetí zesilovač dodává signál nf přes kondenzátor C106 a filtrační tlumivku L103 do prvního směšovače. Hodnotu odporu R125 nastavíme takovou, aby nezačalo klesat zesílení, bude to někde v oblasti 2M2 až 3M3. Odpořem R124 nastavujeme oboustrannou současnou limitaci modulačního signálu při maximálním zisku. Nejvhodněji se tak učiní s pomocí osciloskopu. Modulátor je napájen z + T.

Balanční modulátor – první směšovač. Pokud jsme neudělali chybu při zapojování trifilárních transformátorů, omezí se nastavení na nejmenší úroveň nosné na výstupu bez modulačního signálu. Další postup signálu z prvního směšovače je totožný s cestou v přijímači s výjimkou 1. stupně mf.

Druhý směšovač pracuje při vysílání jako směšovač. Přivádíme do něj signál SSB z řetězu mf a oscilátorovou injekci z VFO přes tranzistorové relé. Výsledný směšovací produkt je signál v pásmu 3,7 MHz. Výstupní signál vedeme do desky vysílače L301–304, aby nežádoucí produkt směšování ($f_{VFO} + f_{MF}$ nebo $f_{VFO} - f_{MF}$) nezatěžoval další zesilovače.



Obr. 5.8. Vysílač

Za pásmovým filtrem je dvoustupňový zesilovač (T301, T302) s ne-selektivní vazbou mezi stupni. Výstup do dalšího stupně (T303) se děje přes širokopásmový transformátor L305/L306. Ze třetího zesilovacího stupně postupuje signál opět přes širokopásmový transformátor L309/L310 se symetrickým sekundárem, odkud je buzena dvojice koncových tranzistorů (T304, T305). Koncový zesilovač má v kolektorech tranzistorů zařazen další širokopásmový transformátor L311/L312, ze kterého jde signál přes dvojitý člunek π přes reflektometr a anténní relé do antény.

Nezbytným příslušenstvím koncového stupně takového výkonu je regulátor předpětí báze. Kromě toho zabezpečuje pomocí diod D301 a D302 tepelnou stabilizaci koncové dvojice. Použitý regulátor je převzat z [5] a upraven pro požadovaný účel. O potřebě dokonalé regulace stupně hovoří [4]. Regulační tranzistor T306 je typu OC26 nebo podobný. Je nutno použít dobrého chladiče, neboť kolektorová ztráta v modulačních vrcholech je poměrně značná. Použil jsem chladiče s celkovou plochou asi 70 cm². Chladič je frézovaný z hliníkové slitiny o tloušťce 8 mm. Nesmíme zapomenout, že jde o tranzistor germaniový a že bude někdy vystaven značně nepříznivým podmínkám – léto, slunce apod. Chladič je přišroubován k desce plošného spoje. Trimrem R318 nastavujeme základní klidový proud PA. Diody D301 a D302 pracují jako teplotní čidlo. Jsou typu 32NP75. Diody jsou použity přímo k přišroubování tranzistorů PA k chladičimu žebříku – zadnímu panelu, přirozeně izolovaně. Pod diodou je slídová podložka, v upevňovacím otvoru tranzistoru. PA je průchodka prodloužená i přes chladič plech, ocelová podložka a matička, pro sevření sestavy, ovšem tak, abychom nepromáčkli slídu. Upevňujeme velmi odpovědně, protože musíme zajistit dokonalý přestup tepla do chladičského plechu a diody zároveň, ale nesmí dojít ke zkratu v tomto místě. Zkrat by mohl znamenat (při dobrém dimenzování zdroje) spálení napájecích kabelů! Zkrat diody na pouzdro tranzistoru znamená jistý zánik koncové dvojice!

Na regulátor se nesmí dostat vř. napětí a proto je použita tlumivka L317. Napětí regulátoru (předpětí PA) se nesmí měnit s modulací o víc než 20 až 30 mV. Jsou-li změny větší, musíme nalézt závadu. Tlumivka L320 je drátový spoj se čtyřmi feritovými perličkami mezi

odporem R315 a kolektorem tranzistoru T306. Drátový spoj je součástí tlumivky a je na straně součástek.

Tranzistory T303 až T305 jsou napájeny přímo ze zdroje, tj. bez vypínače, protože málokterý vypínač by snesl proud, se kterým koncový stupeň pracuje. Na to nesmíme zapomenout při práci z automobilu, když ukončíme provoz. Mimo desku č. 3 jsou také umístěny stupně, bez kterých by vysílač ani přijímač transceivru nepracovaly. Patří k nim oscilátor nosného kmitočtu XO (BFO) a tranzistorové relé.

Oscilátor nosné má běžné zapojení s kapacitním děličem. Kapacitní trimr slouží k jemnému doladění nosné. Krystal je třeba „posadit“ na správnou stranu filtru podle použitého kmitočtového plánu. Následuje oddělovací stupeň, z jehož výstupu se vede signál do tranzistorového relé. Při vysílání je tento stupeň napájen zvýšeným napětím (+T, R214) a dodává vyšší napětí do 1. směšovače, které je potřebné pro lineární směšování. Stupně jsou osazeny tranzistory KSY62B, které se nejlépe osvědčily.

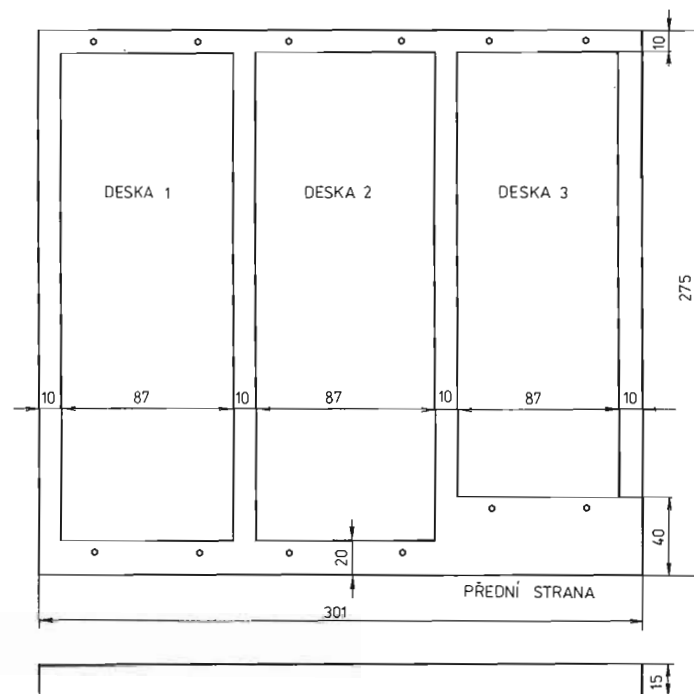
Tranzistorové relé na obr. 5.4 přepíná signály jednotlivých oscilátorů do patřičných směšovačů – viz skupinové schéma na obr. 5.1. Je osazeno tranzistory KF167 (mají malou průchozí kapacitu a v [1] a [2] je uvedeno zapojení tranzistorového relé s tranzistory FET). Diody v emitorech slouží k lepšímu oddělení signálů mezi sebou v rozepnutém stavu té které dvojice. Při vysílání pracují T206 a T207. Signál z VFO je přepnut pomocí T207 do 1. směšovače a signál z XO přes T206 do 2. směšovače. Při vysílání T205 vede signál VFO do 2. směšovače a T208 do 1. směšovače. Separace signálů mezi sebou je dostačující pro požadovaný účel. Na výstupech relé naměříme více než 1 V vf (při odpojených směšovačích), při zatížení směšovači kolem 0,78 V.

Tranzistory se ovládají napětím báze. Hodnoty R a C jsou totožné u všech čtyř tranzistorů. Je vhodné, aby tranzistory byly alespoň přibližně stejné – pro nastavení pracovního bodu. Pokud bychom nedosáhli dostatečného napětí při zatížení směšovači, pokusíme se o nápravu změnou hodnot horních členů děličů předpětí báze. Diody D203 až D206 jsou typu KA206.

Vysílač (obr. 5.8) je osazen těmito typy tranzistorů: T301–KF167, KF173, KSY71; T302–KT9, KSY34, 2N3866; T303–KU611; T304, 5 – KUY12, KU607; T306–OC26; T307–KFY34, KC507.

Mechanická konstrukce

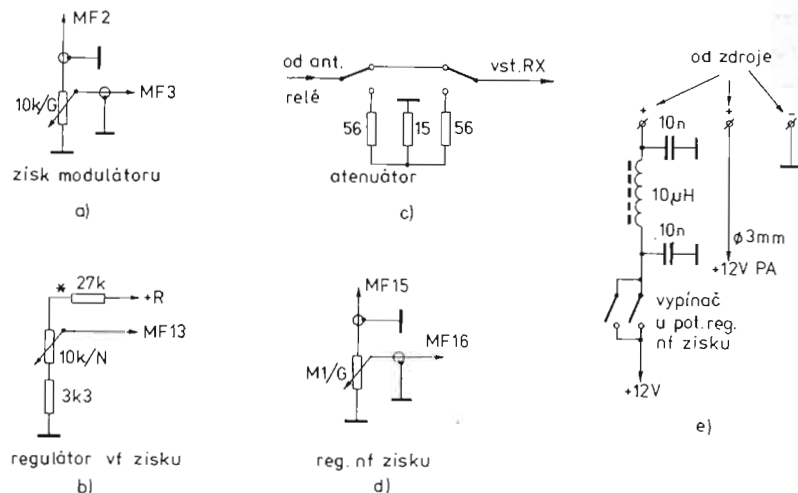
Výkres základní kostry je uveden na obr. 5.9.



Obr. 5.9. Základní kostra

Umístění všech ovládacích prvků je naprosto lhostejné, záleží pouze na vkusu a účelnosti. Zapojení každého z nich je uvedeno na obr. 5.10. Převod pro ladičí potenciometr je šňůrkový.

Celý transceiver je sestaven na třech deskách s plošnými spoji, které jsou připevněny k základnímu rámečku. Na desce č. 2 je ještě VFO, které je v samostatné krabici z cuprexitu a má v ní svůj plošný spoj. Krabice je přišroubována k desce č. 2.



Obr. 5.10. Ovládací prvky

Desky plošných spojů jsou upevněny k základnímu rámečku izolovaně. Je to proto, aby nedocházelo k nežádoucím vazbám, hlavně při vysílání. Izolace je provedena prostými pertinaxovými podložkami. V místech, kde plošným spojem procházejí upevňovací šrouby, musíme odvrtnat (odstranit) fólii Cu kolem otvorů. To proto, aby v těchto místech nedocházelo k nežádoucímu a hlavně nekontrolovatelnému uzemnění. Z toho plyne, že místa pro otvory k upevnění desek s plošnými spoji nejsou kritická a na plošných spojích nejsou proto vyznačena. Nesmíme je ovšem umístit tam, kde jsou přívodní body (pájecí místa). Vzájemné propojení desek:

- koaxiálními kablíky, které vedou oscilátorové napětí, modulační napětí, nízkofrekvenční napětí atd.; jsou uzemněny na obou koncích (opletením) v místě připojení, vedle příslušných živých pájecích bodů;

- samostatnými zemnicími propojkami, a sice deska č. 3 s deskou č. 2 v místě pásmového filtru vstupu vysílače a tranzistorového přepínače, a deska č. 2 s deskou č. 1 v místě vstupu přijímače a modulátorem a v místě VFO a zesilovače nf. Tyto propojky jsou zhotoveny z kousků stínicího opletení koaxiálních kabelů (jako ZS).

Kromě toho jsou ještě dva zemnicí spoje, které spojují plošný spoj se základní kostrou. První je koaxiální kabel od anténního konektoru k relé přepínání antény a zemní spoj (nejchoulostivější vůbec) k propojení zdířky přívodu – 12 V od zdroje (kam jsou rovněž připojeny emitory tranzistorů koncového stupně vysílače), která je umístěna na zadním panelu, s deskou č. 1. Spojka je vyrobena z měděné fólie. Jeden její konec je přišroubován pod přívodní svorku a druhý je připájen k desce č. 3 s koncovým stupněm. Žádné jiné spojky, zemnicí propojení z pilnosti, nepřinesou zlepšení. V nejlepším případě přidají jen práci či potíže s nežádoucími vazbami a zakmitáváním v modulačních vrcholech.

Indukčnosti v transceivru

Schéma vstupní části přijímače je na obr. 5.6. Cívky jsou označeny L201 až L204 a jejich provedení popisuje následující text:

L201 – 2 závitů stejným drátem jako L202 mezi závitů studeného konce L202.

L202 – 23 závitů drátem Ø 0,33 mm CuP na toroidu z hmoty N 05 Ø 10 mm s modrým značením.

L203, L204 – jako L202 bez vazebního vinutí.

Filtr ve výstupu preselektoru je vhodné předladit s podkritickou vazbou (C_v 2 až 3 pF) v zapojení podle obr. 5.13, ale bez paralelních odporů. Jemné doladění se děje kondenzátory 4j7 až 10 pF. Zvětšováním kapacity vazebního kondenzátoru se dosáhne žádaná širší pásma a sedlo křivky filtru se vykompenzuje naladěním obvodu L202–C209 na střed pásma. Vstupní filtr vysílače se také předladuje s podkritickou vazbou a sedlo jeho křivky se vyrovná paralelními odpory. Kondenzátory ke vstupnímu obvodu i pásmovému filtru doporučuji s velkým záporným teplotním koeficientem (fialová tečka), nebo alespoň jejich část, pro kompenzaci kladného tepelného koeficientu materiálu toroidů.

Zapojení VFO je na obr. 5.2. L1, 2,3, jsou tlumivky vf, každá s 20 až 30 závitů drátu Ø 0,15 mm na feritovém kroužku Ø 4 mm nebo na feritové tyčce. L_x – 2,3 µH (s kapacitou C_x , celkově 100 pF pro kmito-

čet 10,5 MHz). Pro jiné kmitočty než 10,5 MHz je třeba změnit hodnoty C404, 405 a 406 proti hodnotám na obr. 5.2. Nejlépe pokusně.

Zapojení mezifrekvenční části s oběma směšovači je na obr. 5.5. Směšovače mají na svém vstupu a výstupu trifilární toroidní širokopásmové transformátory L101, L102, L111 a L112. Všechny jsou zcela shodné a není nutno měnit jejich provedení v rozsahu kmitočtu mezifrekvence od 4 od 10 MHz.

Jejich vinutí je vždy na toroidu Ø 10 mm z hmoty N 05 (modré značení). Na každém toroidu je navinuto 3×10 závitů drátem Ø 0,3 mm současně. Můžeme vinout i postupně, ale neobvykle pečlivě – na každém jádru musí však být naprosto stejný počet závitů. Vineme závit vedle závitu a vinutí upravíme tak, aby vypadalo jako vinutí miniaturní trojlinkou. Vývody jednotlivých vinutí si označíme stejnobarevnou bužírkou a neobvykle pečlivě zapojujeme. Konce krajních vodičů propojíme – začátek jednoho s koncem druhého a tím dostaneme „střed“. Střední vodič zapojíme jako střední i podle schématu. Na tom ve značné míře závisí úspěch stavby. Měříme raději čtyřikrát, než jednou. Ostatní indukčnosti mf dluh uvádím dále.

L103 – tlumivka vf, 50 až 70 závitů drátem Ø 0,1 mm CuP (nekritické) na feritové tyčce, možno použít nf toroid Ø 5 mm a 30 až 40 závitů stejným drátem.

L104 – vazební obvod z prvního směšovače s mf zesilovačem tvoří 12 závitů drátem Ø 0,3 mm CuP na tělisku Ø 5 mm (pro kmitočty mf 6,7 MHz) v krytu.

L105 – tlumivka vf – jako L103.

L106 – tlumivka vf 200 µH, možno použít toroid Ø 10 mm z hmoty N 05 se 100 závitů drátem Ø 0,15 mm, závit vedle závitu.

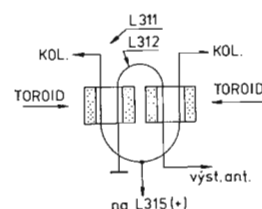
L107, L108 – jako L103.

L109, L110 – 22 závitů drátem Ø 0,3 mm CuP na tělisku Ø 5 mm a laděno feritovým jádrem. Tento údaj spolu s hodnotami kapacit na obr. 5.5 platí pro mf kmitočty 6,7 MHz. Obě cívky jsou v krytech z tranzistorových přijímačů s rozměry asi $12 \times 12 \times 30$ mm.

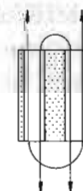
L113 – jako L103.

L114 – tlumivka vf z feritové tyčky se 40 až 50 závitů drátem Ø 0,1 mm, nekritické.

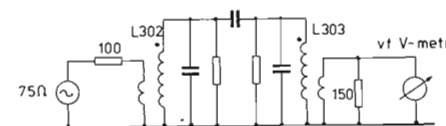
Schéma vysílače je na obr. 5.8. Provedení výstupního transformátoru vysílače je na obr. 5.11, mezistupňové transformátory jsou znázorněny na obr. 5.12, schéma pro nastavení vstupního pásmového filtru vysílače je na obr. 5.13a, rozměrové náčrtky vyzkoušených feritových toroidů v koncovém stupni vysílače jsou na obr. 5.14.



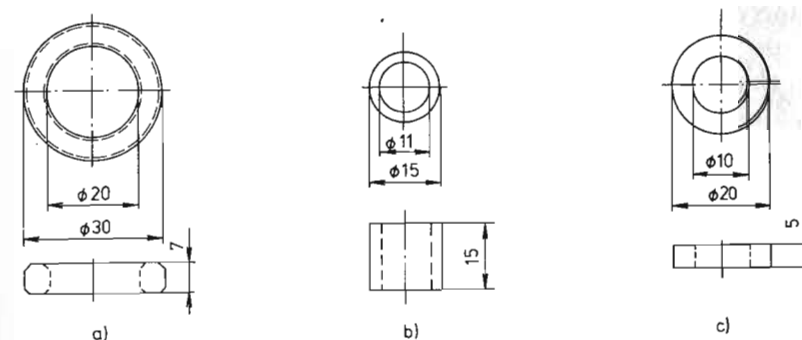
Obr. 5.11. Výstupní transformátor



Obr. 5.12. Mezistupňové transformátory



Obr. 5.13. Výstupní pásmový filtr



Obr. 5.14. Toroidy v koncovém stupni

L302, L303 – 4 µH, vinutí z 20 závitů drátem Ø 0,33 mm CuL + hedv.
L301, L304 – vazební vinutí ze 4 závitů drátem jako L302 a L303.

Pásmový filtr na toroidech Ø 10 mm z hmoty N 05 (modré značení). C301 a C303 – 330 pF styroflex, R301 a R302 – 3k3, C302 – 47 pF.

Mezistupňové transformátory jsou vinuty na feritových jádrech pro symetrizační obvody z účastnických kabelů od rozvodů ze společných televizních antén. Feritová tělíska nejsou upevněna na desce s plošným spojem a transformátory jsou drženy vpájenými přívody. Vývody L305, L306, L309 a střední vývod L310 vedou do plošného spoje, konce vinutí L310 vedou přímo k bázím koncových tranzistorů.

L305 – 14 závitů drátem $\varnothing$ 0,33 mm CuL + hedv.

L306 – 3 závitů drátem $\varnothing$ 0,55 mm CuL + hedv.

L309 – 4 závitů drátem $\varnothing$ 0,55 mm CuL + hedv.

L310 – 2x1 závit drátem $\varnothing$ 0,55 mm CuL + hedv.

L307 – tlumivka vf 33 μ H.

L308 – tlumivka vf 1,4 μ H. Lze ji zhotovit navinutím 18 až 20 závitů drátem $\varnothing$ 0,4 mm CuL na feritovou tyčku $\varnothing$ 2,5 až 3 mm.

Výstupní transformátor má vinutí L311 a L312, způsob jeho provedení je na obr. 5.11. Rozměrové náčrty jader pro transformátor jsou na obr. 5.14. Jader z různých materiálů jsem vyzkoušel mnoho a téměř všechna posloužila s vynikajícím výsledkem. S ohledem na pracovní kmitočty se jako nejlepší osvědčil vlastně ten kvalitativně nejhorší. Protože mně nejsou známy hmoty některých vhodných jader, které jsem zkoušel, uvádím na obr. 5.14 alespoň jejich rozměry. Jader podle obr. 5.14c bylo použito 6, vždy 3 a 3 vedle sebe (N 05). Jádra podle obr. 5.14a byla použita 4, vždy 2 a 2 vedle sebe.

L311 – 2 x 1,5 závitů drátem $\varnothing$ 1,2 mm CuL + hedv.

L312 – 7 závitů drátem jako L311.

Hodnoty ostatních cívek:

L315 – 12 závitů drátem $\varnothing$ 0,9 mm CuL na $\varnothing$ 8 mm samonosně.

L316 – 18 závitů drátem $\varnothing$ 0,3 mm CuL na $\varnothing$ 4 mm samonosně.

L317 – 50 závitů drátem $\varnothing$ 0,2 mm CuL na feritové tyčce $\varnothing$ 2,5 mm.

L318 – 10 závitů drátem $\varnothing$ 0,2 mm CuL na feritové tyčce $\varnothing$ 2,5 mm.

L319 – 30 až 50 závitů na feritové perle.

L320 – 4 perličky z nf feritu navléknuté na drátu $\varnothing$ 0,33 mm, který tvoří spoj mezi odporem R315 a kolektorem tranzistoru T306.

L321 – 50 závitů křížově na tělisku $\varnothing$ 5 mm – nekritické.

Experimenty s počty závitů u transformátorů vedly téměř vždy ke stejným číslům.

Postup stavby a uvádění do chodu — přijímač

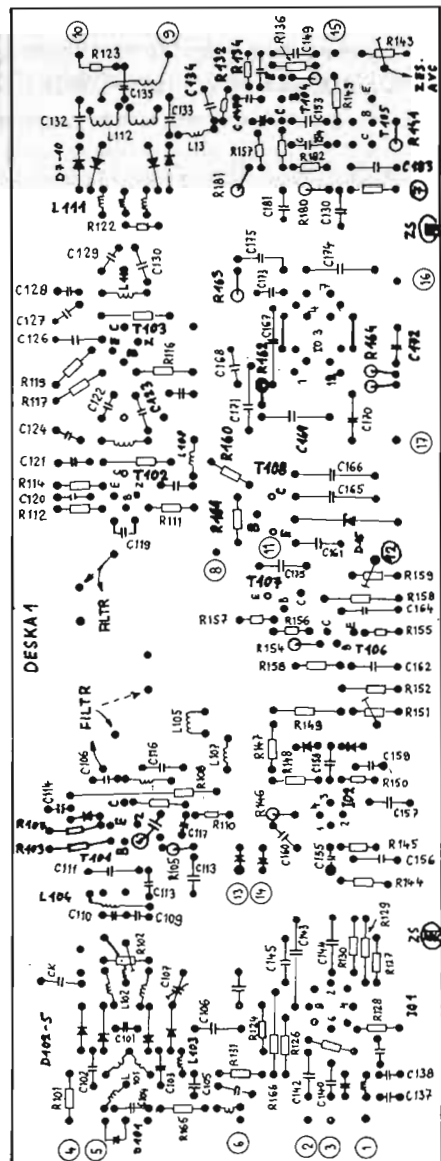
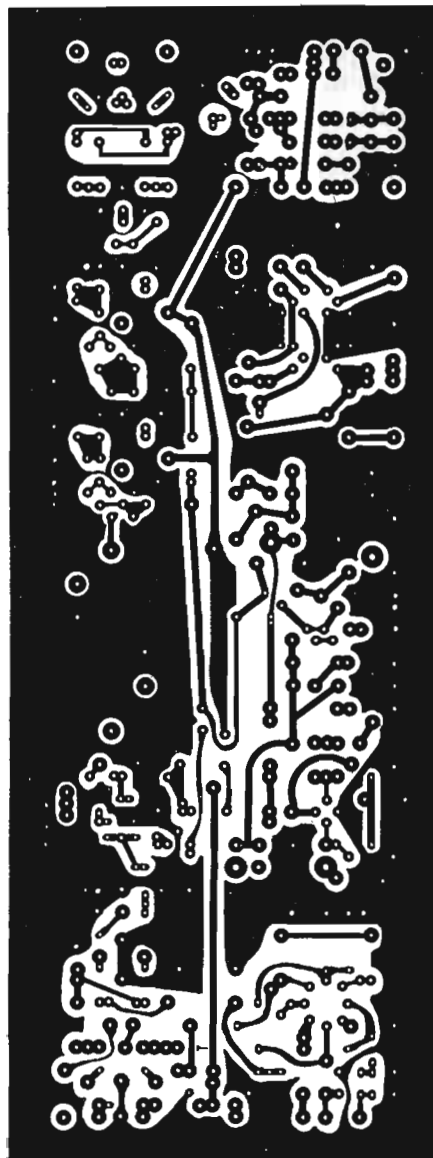
Nejdříve osadíme a uvedeme do perfektního provozu VFO. Jeho rozsah stačí zatím nastavit jen hrubě, jemně nastavíme až při cejchování.

Pokračujeme deskou č. 1 od obvodů jednoduchých ke složitějším. Každý stupeň, jestliže je to možné, po osazení vyzkoušíme a nastavíme. Budeme tak mít jistotu, že to, co jsme postavili, je v pořádku a nebude nás zdržovat při pozdějších operacích, např. modulátor, stabilizaci, koncový stupeň nf, předzesilovač, zesilovače AVC. I jednotlivé stupně mezifrekvenčního dílu můžeme takto kontrolovat, ale k tomu musíme už zavést z XO signál do 2. směšovače, zatím mimo tranzistorové relé. Při zkoušení mf jako celku zavedeme signál z pomocného generátoru do bodu připojení 1. směšovače, který zatím odpojíme. Je to bod mezi C109 a C110. Citlivost v tomto bodě by měla být pod 1 μ V pro poměr S/Š 10 dB, tj. asi 1 : 3. Nastavíme filtr, pokud nastavit jde, a vyzkoušíme AVC. Hodnoty napětí uvedené ve schématu by měly souhlasit s tím, co naměříme. Není-li díl mf v pořádku, nepokračujeme dále. Můžeme si ještě změřit bod filtru, na který má být nastaven XO. Při kontrole křivky filtru ovšem odpojíme AVC, aby měření nebylo zkresleno.

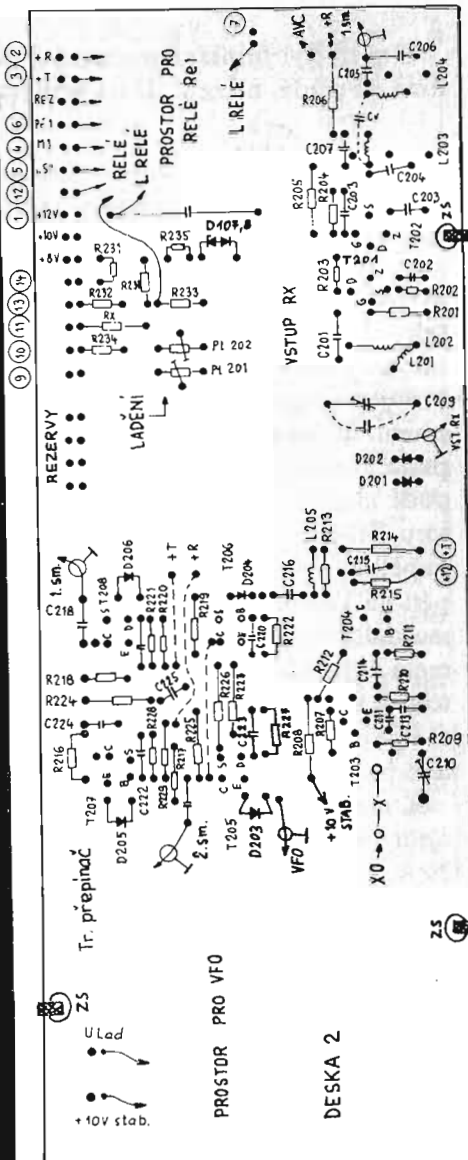
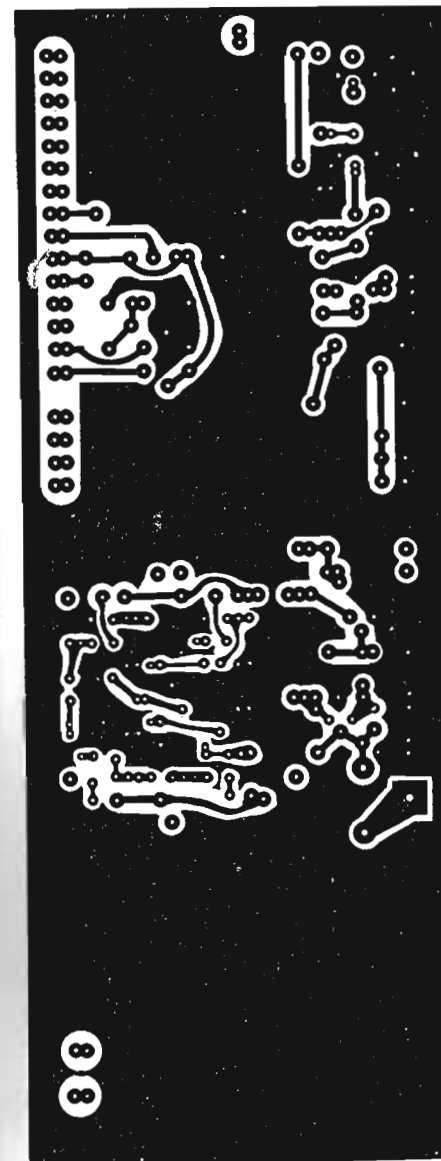
Potom už můžeme připojit odpojený přívod od 1. směšovače a připojit s VFO. Připravíme si improvizovaný ladící obvod pro pásmo 80 m a z odbočky připojíme do 1. směšovače. Teď už bychom měli slyšet, co se na pásmu děje. Poopravíme, co jde, a posloucháme několik dnů, než pokračujeme dále – osvědčilo se to v praxi.

Na desce č. 2 osadíme stupeň vf, pásmový filtr naladíme ve spolupráci s dílem mf do pásma 80 m tak, aby šíře pásma filtru byla asi požadovaných 150 kHz. Filtr musíme střídavě tlumit a ladit druhou stranu a opačně. Vstupní laděný obvod nastavíme zhruba na 3 750 kHz. Citlivost takto nastaveného přijímače by měla opět být lepší než 1 μ V při S/Š 10 dB.

Osadíme a vyzkoušíme tranzistorové relé a opět posloucháme a popravujeme případné nedostatky. Připojení tranzistorového relé by nemělo nic změnit na činnosti přijímače.



Obr. 5.15a. Deska č. 1: mf zesilovač, 1. a 2. směšovač, modulátor, AVC, nf zesilovač (schéma obr. 5.5); rozměry 96 × 256 mm
5.15b. Rozmístění součástek na desce č. 1 (pohled na plošný spoj)



Obr. 5.16a. Deska č. 2: vstup přijímače, BFO, tranzistorové relé, ovládání, měření (schéma obr. 5.3, 5.4, 5.6 a 5.7); rozměr 96 × 256 mm
5.16b. Rozmístění součástek na desce č. 2 (pohled na plošný spoj)

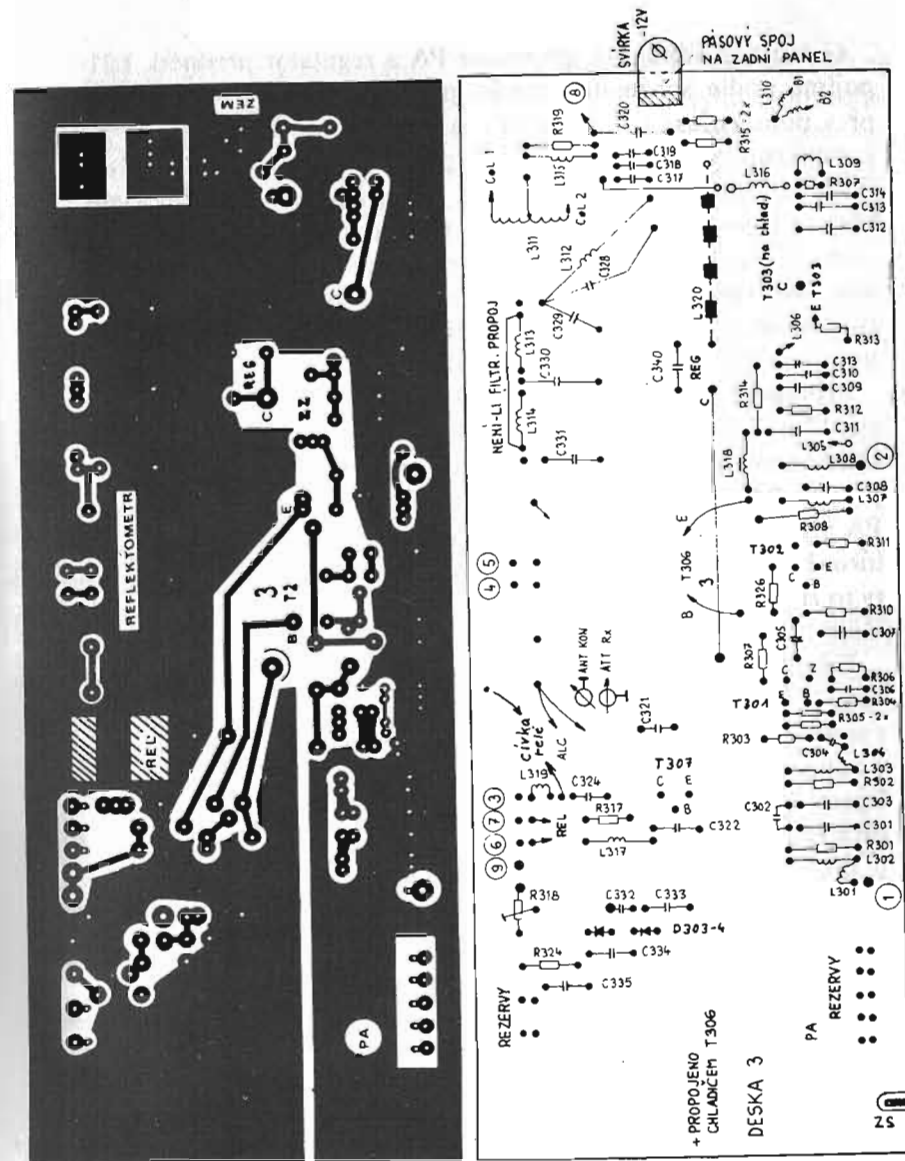
Tím by byl přijímač postaven a nastaven. Do vysílací části se pus-
tíme až tehdy, nelze-li již na přijímači nic vylepšit.

Postup stavby a uvádění do chodu — vysílač

Seřizujeme zatím bez desky č. 3. Přepneme na vysílání, tj. špičku č. 2, relé LUN (cívka) spojíme se zemí. Relé musí překloupnout. Kontrolujeme, zda větev +R má napětí nulové a větev +T napětí zdroje. Kontrolujeme napětí na tranzistoru T101 (deska mf), zda souhlasí s předpisem. Tranzistorové relé musí správně přepojit signálové cesty do patričních směšovačů, současně si ověříme, zda napětí i v tomto případě mají dostatečnou úroveň. V milivoltmetrem měříme na kolektoru T101 a pomocí prvků R102 a C107 „vybalancujeme“ naměřené napětí na minimum (samozřejmě bez modlace). Při modulaci se napětí na kolektoru T101 musí úměrně zvyšovat. Postupně kontrolujeme další dva stupně až po výstupní vinutí 2. směšovače. Napětí by měla odpovídat hodnotám ve schématu a napětí na jednotlivých emitorech by se neměla s modulací měnit. V napětí by se měla s modulací zvyšovat lineárně, a to ve všech měřených bodech až po výstup. Po této práci přejdeme na samotnou desku vysílače.

K měření a nastavení této desky (č. 3) potřebujeme: signální generátor (SG), měřidlo DU 10 nebo 20, ampérmetr s rozsahem asi do 20 A, umělou zátěž 75 Ω alespoň na 30 W a především trpělivost a rozvahu. Desku velmi odpovědně osadíme, vestavíme širokopásmové transformátory, vinutí L310 nezapojíme, rovněž tak regulátor a koncový stupeň (odpojíme přívod napětí u L311). Ověříme stejnosměrná napětí. Tranzistor T3 KU611 velmi hřeje, není to závada.

K bázi tranzistoru T304 (deska vysílače) připojíme přes kondenzátor C304 signální generátor, naladěný na kmitočet 3,75 MHz. Pásmový filtr vstupu je odpojen. Generátor nastavíme na úroveň 50 mV a k vinutí L310 připojíme citlivou žárovku (např. 3,8 V/0,3 A), která by se měla rozsvítit. Při snižování úrovně napětí generátoru se i svit žárovky musí snižovat až do nuly. Celý zesilovač i v tomto stavu musí být zcela stabilní.



Obr. 5.17a. Deska č. 3: vysílač (schéma obr. 5.8); rozměr 96 × 241 mm

Obr. 5.17b. Rozmístění součástek na desce č. 3. (pohled na plošný spoj)

Generátor odpojíme, připojíme PA a regulátor předpětí, L310 zapojíme podle schématu. Svorku přívodu napájení k PA připojíme přes pojistku asi 1 A a měřidlo o rozsahu asi 0,3 A, pokud možno k měkkému zdroji 6 V. K výstupu připojíme zátěž 75 Ω a vf voltmetr. Zkusíme opatrně, zda jde nastavit klidový proud PA. Je-li tomu tak, klidový proud nastavíme na nulu, zvýšíme o něco napětí zdroje a postup opakujeme, až se dostaneme postupně k napětí zdroje 12 V. Potom nastavíme klidový proud na 150 až 200 mA. Při všech zmíněných zkouškách se musí PA chovat naprosto klidně – výstupní měřidlo nesmí ukazovat žádné výstupní napětí, tranzistory PA musí být studené.

Připojíme signální generátor opět k bázi T304 (přes kondenzátor asi 10 nF), ampérmetr v kolektorovém přívodu vyměníme za jiný s rozsahem do 10 A a opatrně za současného sledování kolektorového proudu PA, výstupního napětí na umělé zátěži a popřípadě i předpětí PA přidáváme buzení. Stále ještě používáme měkkého zdroje. Kolektorové napětí pravděpodobně klesne, ale pro ověření funkce a stability to zatím stačí. Chová-li se celý komplex PA klidně, výstupní napětí alespoň přibližně sleduje napětí vstupní ze SG, máme téměř vyhráno.

Zdroj pro PA nahradíme tvrdým, který by byl schopen dodat alespoň 8 až 10 A bez citelného poklesu napětí. Akumulátor je velmi vhodný, ale též velmi nebezpečný – budeme-li postupovat obezřetně a nebudeme-li zbrklí, použijeme jej. Při zkouškách s tvrdým zdrojem kontrolujeme navíc teplotu koncové tranzistorové dvojice – ta se totiž při vybuzení do plného příkonu ohřeje neuvěřitelně rychle, a hrozí její zničení. Při buzení přirozeným signálem SSB (ne však pískáním), byť i do většího příkonu, se tranzistory tolik neohřejí, protože střední hodnota příkonu je menší než polovina maximálního příkonu v modulačních vrcholech.

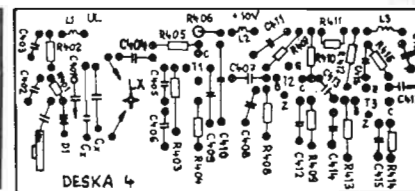
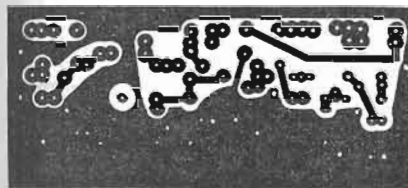
Opakujeme zkoušky s linearitou (pokud možno rychle) a výstupním výkonem. Kontrolujeme předpětí báze, které by se nemělo měnit o více než 20 až 30 mV. Při 12V napětí zdroje můžeme snadno dosáhnout příkonu 80 až 90 W při výstupním výkonu 40 až 45 W, tj. 54 až 58 V vf na zatěžovacím odporu 75 Ω . Zvýší-li se napětí zdroje až na 14,5 V, můžeme dosáhnout příkonu až 150 W a výkonu asi 80 W. Záleží na kvalitě tranzistorů v koncovém stupni. Jsou radioamatéři, kteří dosahují až 200 W příkonu – nezkoušel jsem to.

Dále nastavíme kondenzátor C328. Zkoušíme hodnoty mezi 50 až 250 pF. Hodnotu, při které bude nejvyšší výstupní výkon, ponecháme. Kondenzátor musí být kvalitní a vhodně napěťově dimenzovaný.

Nyní už zbývá jen zapojit vstupní pásmový filtr a připojit jej přes odpor asi 100 Ω ke vstupu filtru. Zesílované pásmo se zúží na pásmo propuštěné filtrem, tj. od 3,65 do 3,8 MHz. Drobné odchylky vyrovnáme už dříve popsaným způsobem. Potřebné budičí napětí bude nyní trojnásobné. SG odpojíme a propojíme vstup filtru přímo s výstupem 2. směšovače. Opatrně zkusíme modulovat, sledujeme pečlivě všechna stále zapojená měřidla. Pokud můžeme vyzkoušet celý vysílač pomocí nf generátoru místo mikrofonom, jistě tak učiníme. Tady ještě jednou zdůrazňuji – v oblasti maximálních příkonů měříme rychle.

Při modulaci mikrofonom, tj. řečí, modulujeme maximálně do poloviny maximálního kolektorového proudu při písknutí (i to bývá leckdy mnoho). Měřidlo totiž nestačí sledovat modulační vrcholy.

Máme-li dostatečnou rezervu signálu z druhého směšovače, můžeme odpojit jeden z odporů 10 Ω v emitoru T304 (R305) a tím vhodně upravit zesílení jednotky PA. Máme-li možnost, zkontrolujeme celý vysílač transceiveru osciloskopem.



Obr. 5.18a. Deska č. 4: VFO (schéma obr. 5.2); 96 × 40 mm

Obr. 5.18b. Rozmístění součástek na desce č. 4 (pohled na plošný spoj)

Při konstrukci dolní propusti ve výstupu vysílače (L313–L314–C329–C330–C331) jsem zatím neuspěl. Totiž neuspěl jsem s propustí, která by měla toroidní jádra z hmoty N 05. Zatím používám běžný článek π pro přizpůsobení dlouhohrátkové antény.

Vyzařování na harmonických kmitočtech jsem kontroloval mně dostupnou metodou na kmitočtech 7,6; 11,4 a 15,2 MHz a byl jsem překvapen, že ani přijímač na vedlejším stole vedle transceivru nebyl na uvedených kmitočtech rušen a pouze reprodukoval občasné zašepnutí při modulačních vrcholech. Příjem v celém pásmu KV, SV, DV i VKV byl zcela normální, i když anténa vysílače byla od kontrolního přijímače vzdálena asi 1,5 m.

Několik všeobecných pokynů ke stavbě

Při propojování desek mezi sebou se řídíme podle schématu. Body + R propojíme mezi sebou, rovněž tak + T. Body +12 V jsou stále při provozu pod napětím. Část PA je i při vypnutém vypínači pod napětím.

Pojistky v emitorech PA rozhodně nikdy nevypojujeme. Těchto pár wattů navíc nestojí za „odchod“ tranzistorové dvojice v PA.

Obvod měření kolektorového proudu PA je umístěn na zadním panelu pomocí izolovaného pájecího můstku, na kterém je připájena tlumivka a blokovací kondenzátor, které jsou uzemněny na zadní panel (nikoli do desky PA) opět pomocí pájecího očka.

Mikrofonní konektor je také na zadním panelu a jeho zemní vodič (stínění mikrofonní šňůry) není u konektoru spojen se zemí (uzemněná objímka konektoru), ale pokračuje dále do desky s dílem mf přijímače a tam je teprve uzemněn. Je to nutné proto, aby proudy při modulačních vrcholech nezpůsobily nežádoucí zpětnou vazbu na vstup modulátoru.

Spoje, hlavně se značným proudem, řádně dimenzujeme a dbáme, aby při provozu nedošlo k náhodnému zkratu. Při provozu z automobilu by to mohlo mít dost nepříjemné následky.

Obvod ALC je primitivní, ale účinně pomáhá ochránit PA před přemodulováním. Potenciometr R325 lze umístit na předním či na zadním panelu a s jeho pomocí nastavujeme práh činnosti ALC. Při ladění do antény jej nastavíme na maximum a teprve po vyladění povolna ubíráme. Kolektorový proud stoupá až do maxima, a proto po-

tenciometr nastavíme tak, aby ani při modulačních vrcholech kolektorový proud nedosáhl takové hodnoty jako při vypojeném ALC (potenciometr na minimum). Kapacitní dělič C322–C333 nastavíme tak, aby ALC se začínalo projevovat asi v jedné polovině natočení R325.

Na závěr ještě dvě poznámky. Kondenzátory C326 a C327 jsou umístěny v těsné blízkosti tranzistorové dvojice PA a uzemněny ke svorce přívodu „–“ od zdroje (pomocí očka). R315 je složen ze dvou odporů 10 Ω/1 W.

Literatura

- [1] Atlas, Radioamatérský zpravodaj č. 6/1975.
- [2] Dokumentace Atlas 180/210.
- [3] *Fadrhons*: Zjednodušený návrh vstupního dílu přijímače pro KV. Amatérské rádio č. 1–3/1974.
- [4] *Bandouch, Šimík*: Lineární tranzistorový PA pro SSB. Amatérské rádio č. 3 a 4/1970.
- [5] *Dušánek*: Směšovač a PA pro 3,5 MHz SSB. Amatérské rádio č. 7/1974.
- [6] OK1VCW: Tranzistorové VFO pro 145 MHz. Radioamatérský zpravodaj č. 2/1971.
- [7] *Plzák, J.*: Impedanční transformátory v lineárních širokopásmových zesilovačích. Sdělovací technika č. 5/1975.
- [8] *Plzák, J.*: Poznámky k vysokofrekvenčním lineárním zesilovačům výkonu. Sdělovací technika č. 5/1976.
- [9] OK1AGI: SSB transceiver T2. Radioamatérský zpravodaj č. 2 a 3/1978.

OD HISTORIE K SOUČASNOSTI TELEGRAFNÍHO PROVOZU

Telegrafní abeceda

Principem telegrafního vysílání je rozlišení dvou stavů – vypnuto a zapnuto. Stav sepnutí se skládá ze dvou různě trvajících časových úseků, tedy čárky a tečky. Základní mezera, tj. mezera mezi značkami (značka je společné označení pro čárku a tečku) jednoho znaku (písmeno, číslice, interpunkční znaménko), odpovídá délkou délce jedné tečky. Tato doba byla vzata jako základní (elementární) impuls. Čárka pak trvá tři impulsy, stejně jako mezera mezi znaky (znaková mezera). Mezera mezi slovy, resp. skupinami, je určena délkou dvou čárek se základní mezerou, tj. sedmi elementárními impulsy. Na obr. 6.1 je grafické znázornění „spisovné“ telegrafie při vysílání slova PARIS.



Obr. 6.1. Základní skupina
PARIS

Slovo PARIS je vzato ke stanovení základní normy stejnojmenné metody měření rychlosti telegrafního vysílání. Existují však i další možnosti, jak udat telegrafní rychlost (znaky za minutu, případně slova za minutu). Tato metoda je však jediná technicky objektivně měřitelná a zároveň jednoznačně vyjadřuje nastavenou rychlost poloautomatického i automatického klíče. Stejně nastavení regulátoru rychlosti klíče přináší odlišný počet vyslaných písmen za minutu od počtu vyslaných číslic za stejný časový interval. Z metody PARIS vychází i udá-

vání rychlosti ve slovech za minutu s označením wpm. Obě metody mají přímý vztah k délce periody elementárního impulsu, resp. ke kmitočtu hodinového impulsu. Zjištěný údaj rychlosti vysílání ve slovech za minutu vynásobíme pěti a přímo obdržíme tempo PARIS. Např.: rychlosti 25 wpm odpovídá tempo 125 PARIS. Pro konstrukci elektronických klíčů má metoda PARIS ještě jednu výhodu – rychlost klíčování lze přímo odvodit od generátoru hodinových impulsů a zobrazit na displeji klíče.

Mechanické telegrafní klíče

Z průkopnických dob klíčování až do dneška přetrvalo používání ručního klíče. Telegrafista vytváří všechny časové úseky sám a výsledné klíčování je poznamenáno jeho individualitou.

Jistým přínosem ke zkvalitnění a zrychlení telegrafního provozu byl mechanický poloautomatický klíč „bug“. Byl schopen pomocí kmitačky se závažíčkem vyslat řadu relativně pravidelných teček. Rychlost vysílání teček byla řízena posuvem závažíčka. Telegrafista pak přímo vysílal pouze čárky.

Nelze nevzpomenout i dvojčinného klíče, kde páku klíče tvořilo péro, vychylované rukou střídavě vpravo a vlevo k dorazům, tvořícím zároveň kontakty.

Elektronické klíče

V telegrafní praxi jsou elektronické klíče dodnes označovány zkratkou „elbug“. Způsob jejich ovládání byl převzat z mechanického poloautomatického klíče „bug“. Ovládací část všech elektronických klíčů je zpravidla realizována mechanicky a pro její označení se vžil název „pastička“. Základ tvoří jedna, resp. dvě páky, řešené jako dvouramenné, jednoramenné, případně se speciálním hrotovým uložením. Páka, resp. páky jsou dále vybaveny kontakty, které tvoří zároveň do-

razy. Páky jsou ovládány ve vodorovné rovině vychylováním do stran. Při vychýlení doleva je sepnut kontakt, zapojený v obvodu pro vytváření čárek. Vychýlením doprava je sepnut druhý kontakt sloužící k ovládání teček. Řada operátorů používá i ovládání opačné. Páky jsou dále vybaveny pružinami, které jednak umožňují návrat pák do základní polohy, jednak jsou využity pro nastavení tuhosti vychylování. Páky jsou na konci opatřeny hmatníky, a tak svým vzhledem spíše připomínají „pádlo“.

První elektronkový elbug dokázal vytvořit nejen sérii teček, ale i řadu čárek. Také splňoval základní požadavek; aby se jednou započatá značka i při předčasném uvolnění páky dokončila se správnou délkou. Pozdější verze elektronkového klíče vytvářely samostatně i základní mezeru. Nevýhodou jednoduchých elektronkových klíčů však byla nutnost nastavovat poměry tečka–čárka–základní mezera, a to i při každé větší změně rychlosti klíčování. Konec elektronkové éry zaznamenal i klíče s mnoha elektronkami, které však již splňovaly všechny základní požadavky kladené na elektronické klíče.

Polovina padesátých let a nástup tranzistorové techniky částečně ovlivnil i vývoj elektronických klíčů. Ale rozhodující měrou bylo tranzistorů využito spíše k náhradě elektronek. Klíče již do důsledku splňovaly všechny základní požadavky, i když s jejich stavbou a zejména oživováním byla spojena celá řada nastavování, resp. úprav. Použití germaniových tranzistorů přinášelo navíc teplotní nestabilitu. Výrazně se však snížila hmotnost, zmenšily se rozměry a značně klesly energetické nároky, ale někdy se zvýšila náchylnost k rušení elektromagnetickým polem.

Nástup číslicové techniky

Radikální změnu pro vývoj a konstrukci elektronických klíčů přineslo využití číslicových integrovaných obvodů. Zvýšila se přesnost klíčování, základní poměry již vytvářel elektronický klíč automaticky a byly dodrženy v celém rozsahu rychlostí.

Koncem šedesátých a počátkem sedmdesátých let vznikla řada číslicových elektronických klíčů. Měly společné některé vlastnosti i obvodová řešení. Zůstalo také ovládání pomocí jednopákové pastičky, v zahraničí označované jako „wabbler“.

Obvodové řešení bylo zpravidla založeno na principu klopných obvodů zapojených jako děliče dvěma. Prvním dělením spouštěného generátoru hodinových impulsů je vytvářena tečka a základní mezera, dalším dělením kmitočtu tečky vznikla tzv. dvoutečka a jejich vzájemným součtem byla tvořena čárka.

Takové obvodové řešení s různými obměnami zapojení, případně se změnou použitých klopných obvodů typu D za J–K, přetrvalo dodnes. Snaha o co nejjednodušší obvodové řešení přinášela často zapojení nerespektující technické podmínky činnosti integrovaných číslicových obvodů. To mělo za následek snížení spolehlivosti klíčů a jejich nižší odolnost proti VF poli vysílačů, v jejichž blízkosti klíče pracovaly.

Základní nedostatek všech jednopákových pastiček a s nimi spolupracujících klíčů v podobě komplikovaného vysílání znaků se střídajícími se tečkami a čárkami částečně řešily registry teček, případně i čárek, dříve nevhodně označované jako „paměť“.

Klíčování „squeeze“

Zásadní změnu v ovládání klíčů přinesl až počátek sedmdesátých let, kdy se objevily první tzv. jambické klíče. Název skutečně vystihoval spíše vlastnosti klíče než způsob jeho ovládání. Z teorie slovesné tvorby se dozvíme, že „jamb“ je metrická stopa o jedné slabice krátké a jedné dlouhé, a to převedeno do teorie telegrafní znamená střídání tečky a čárky. K ovládání již bylo zapotřebí dvoupákové pastičky. Ovládací pohyb setrval ve vodorovné rovině. Stisk jedné nebo druhé z obou navzájem nezávislých pák zprostředkoval buď vysílání čárek, resp. teček, nebo při stisknutí obou současně dochází k vysílání řady pravidelně se střídajících čárek a teček, které připomínají právě jambický rým. Opět vznikla celá řada zapojení elektronických klíčů, u kterých zůstal zachován princip původního číslicového klíče. Zapojení pak bylo rozšířeno o vstupní obvody, umožňující jambický provoz. Snaha o přesné klíčování vedla k vývoji klíčů s automatickým vytvářením mezery mezi znaky.

Zpočátku zavedený název „jambický“ klíč později nahradilo označení „squeeze“ (čti: skvíz) klíčování. Doslovný překlad „stiskané“ nebo „mačkací“ klíčování nevystihuje svým obecným významem pod-

statu klíčování „squeeze technikou“. Proto se nadále přidržíme českého přepisu: „skvíz“.

Ovládání klíče „squeeze technikou“ lze rozdělit na dva odlišné způsoby, a to na „doplňkové klíčování“ a „reálné klíčování“. „Skvízové klíčování“ je pak souhrnným označením pro oba uvedené způsoby.

Po dokonalém zvládnutí principu ovládání skvízové pastičky je klíčování velmi pohodlné, vyrovnané a rytmické. Odpadá nepravidelné kývání zápěstím ruky do stran. Ve svém důsledku pak přináší další zrychlení telegrafního provozu a zejména u začínajících telegrafistů je vzrůst rychlosti velmi markantní.

Paměťové klíče

Další významný přelom v koncepci elektronických telegrafních klíčů přinesl prudký rozvoj výpočetní techniky. Možnost použití paměti různých typů vedla ke konstrukci klíčovacích zařízení umožňujících vysílat předem naprogramovaný a bez výměny paměti neměnitelný text. Stávající klíče pak po různých úpravách byly doplňovány pamětmi typu RAM. Ty jsou již schopny text relativně snadno přepsat novým textem a uložit několik na sobě nezávislých textů s možností libovolného přístupu. Celá řada takových klíčů je průmyslově vyráběna. Snad nejznámější je řada elektronických klíčů ETM, používající integrované obvody CMOS. Klíče uvedené řady umožňují též skvízové klíčování.

Zápis do paměti klíčů je závislý nejen na konstrukci a organizaci paměti, ale zejména na obvodovém řešení klíče. Dosud často používaný způsob zápisu je podobný zápisu telegrafního textu na magnetofonový pásek. Organizace paměti je jednobitová a paměť je zpravidla rozdělena do několika bloků. Výhodou řešení je možnost použití některého ze stávajících zapojení telegrafních klíčů s minimálními úpravami. Kapacita paměti jednotlivých bloků je poměrně malá, avšak pro běžné použití při radioamatérském provozu zcela vyhovuje. Mezi zásadní nevýhody systému patří neúspěšné využívání paměti (čárka 4 bity, mezera mezi skupinami 7 bitů) a nesnadné opravy špatně zapsaného textu při nahrávání do paměti.

Elektronický klíč a komunikační terminál

Pro vývoj elektronických klíčů již asi poslední přelom nastal počátkem osmdesátých let. Značný rozvoj mikroprocesorové techniky velmi usnadnil vývoj komunikačních terminálů, umožňujících kromě provozu RTTY, AMTOR a dalších i telegrafní provoz. Terminál telegrafní abecedu nejen vysílá, ale je ji schopen i přijímat ve velkém rozsahu rychlostí. Stejně jako dnešní používání ručních telegrafních klíčů, motivované spíše trochou nostalgie po zašlých telegrafních časech, přežijí i poloautomatické elektronické klíče do éry komunikačních terminálů a o jejich zániku nemůže být zatím řeč. Telegrafní provoz pomocí elektronických klíčů ještě dlouho zůstane jedním z užitečných druhů provozů na radioamatérských pásmech.

Rychlost přenosu telegrafních zpráv

Za současného stavu techniky, kdy není nezbytně nutné zprávy vysílané telegrafní abecedou přijímat sluchem, ale je možné použít telekomunikačního terminálu k jejich příjmu, je vhodné zmínit se o maximální rychlosti přenosu telegrafních znaků.

V telekomunikačním řetězci, tvořeném klíčovacím zařízením, vysílačem, sdělovacím kanálem VF, přijímačem a čtecím zařízením telegrafní abecedy, je pro rychlost přenosu limitujícím článkem sdělovací kanál VF.

V tomto případě se jedná o binární systém, tedy postupný přenos dvou stavů. Tečka i čárka jsou zahrnuty do jednoho stavu, pouze s různou dobou trvání. Mezery uvnitř znaku, mezi znaky a mezi skupinami tvoří stav druhý.

Druhy modulace telegrafních signálů

Při přenosu binárních kódů je v zásadě možné použít dva způsoby modulace. V prvním případě je diskrétní signál modulován na subnosný kmitočet v základním nízkofrekvenčním pásmu. Takto vzniklým spektrem se moduluje nosná vlna buď amplitudově (A2A) nebo fázo-

vě (G2A) nebo frekvenčně (F2A). Ve druhém případě se diskretním signálem moduluje bezprostředně nosná vlna.

Skokové řízení amplitudy, kmitočtu nebo fáze nosného kmitočtu nazýváme klíčování. Klíčování amplitudy nosné vlny je označováno ASK (amplitude-shift keying) (A1A). Zkratka FSK (frequency-shift keying) značí klíčování kmitočtu nosné vlny – frekvenční klíčování (F1A) a PSK (phase-shift keying) je klíčování fáze nosné vlny – fázové klíčování (G1A). ASK nelze vzhledem k únikům v rádiovém kanálu použít. S výhodou se však používá v kombinaci s PSK pro modulaci v základním pásmu, a to zejména při vyšších rychlostech klíčování.

U dvoustavové, binární telegrafie FSK a dálkopisu se ve skutečnosti vysílají pouze dva modulační kmitočty f_1 a f_2 , generované jedním modulovaným oscilátorem nebo přepínáním dvou oscilátorů. Je zřejmé, že tvar a šířka spektra vř signálu FSK bude záviset na rychlosti r , která je určena dobou T trvání jednoho impulsu (v telegrafním provozu jedné tečky):

$$r = \frac{1}{T} \text{ [bit/s; s].}$$

Speciálním případem FSK je FFSK (rychlá FSK – fast FSK) a MSK (minimum-shift keying). Jsou charakterizovány tím, že rozdíl kmitočtů je roven polovině rychlosti přenosu v bitech za sekundu:

$$(f_1 - f_2) = \frac{r}{2}.$$

Limitujícím faktorem klíčovací rychlosti je šířka pásma sdělovacího kanálu. Impuls délky trvání T , v našem případě tečka, může být sdělovacím kanálem přenesen pouze tehdy, jestliže doba čela impulsu τ není delší než T . Tato doba je závislá na šířce pásma kanálu B a činí $\tau = (2B)^{-1}$. Z toho plyne, že $T \geq (2B)^{-1}$. Tedy pro ideální sdělovací kanál prostý šumu a zkreslení se šířkou pásma 3 kHz je sdělovací systém omezen rychlostí 6 kbit/s, tzn. rychlost 36 000 PARIS. V reálném sdělovacím kanálu musí být však rychlost snížena.

Jak již bylo uvedeno, spektrum daného signálu závisí na modulační metodě, na skutečnosti, že se jedná o nepravidelné střídání teček a čárek a na rychlosti klíčování. V některých případech dosahuje spek-

trum v základním pásmu značné šířky a musí být omezeno filtry. Ty pak ve svém důsledku přinášejí bitovou chybovost přenosu.

Vzhledem k uvedeným skutečnostem je v různých publikacích navržena praktická rychlost přenosu 4 800 bit/s, která odpovídá telegrafní rychlosti 28 000 PARIS.

Je-li však diskretní signál modulován na subnosný kmitočet, pak se tento kmitočet stane omezující pro výslednou klíčovací rychlost. Je-li např. použit subnosný kmitočet 2 400 Hz, pak maximální klíčovací rychlost se pohybuje v okolí 4 000 PARIS.

Použití přímé modulace nosné vlny přináší některé výhody. Přenos zabírá méně než polovinu šířky pásma ve srovnání s přenosem se subnosnými kmitočty, a tím je umožněn přenos vyšší rychlostí po daném kanálu. Také bitová chybovost přenosu je nižší, protože odpadá dvojí modulace a demodulace.

Pro některé druhy radioamatérského provozu, zejména MS (odraz od meteorických stop), se pro modulaci na subnosný kmitočet s výhodou používá tzv. synchronní klíčování oscilátoru subnosné, např. 1,5 kHz. Mezní klíčovací rychlost pak klesá do oblasti 2 000 PARIS, která však pro daný druh provozu zcela vyhovuje.

Synchronní klíčování

Synchronní klíčování, které je též využito i pro klíčovací pracoviště telegrafních sálových soutěží, značně zužuje spektrum klíčovaného signálu. V principu jde o to, aby tečka i čárka vysílaného textu obsahovaly za každých okolností celistvý počet period klíčovaného oscilátoru. Účelem synchronního klíčování je odstranění stejnosměrné složky nř signálu, která při klasickém klíčování vzniká nedefinovaným okamžikem sepnutí a vypnutí klíčovaného oscilátoru. Synchronní klíčování lze snadno realizovat v podstatě dvěma způsoby.

První způsob je založen na generování pravoúhlých impulsů digitálními obvody zpravidla o kmitočtu 3 kHz. Impulsy jsou pak většinou vedeny na hodinový vstup klopného obvodu J–K v zapojení jako děliči dvěma. Na vstupy J a K příslušného klopného obvodu je přivedena informace o stavu výstupu klíče. Na výstupu klopného obvodu je tak vytvářen synchronně klíčovaný poloviční kmitočet původního oscilátoru 3 kHz. Výstupní impulsy o kmitočtu 1,5 kHz a střídou 1:1

jsou vedeny přes nf filtr, který vhodnou šířkou pásma upraví impulsní signál na sinusový průběh. Ten je pak veden do mikrofonního vstupu vysílače. Kvalita výstupního signálu a jeho spektrální charakteristika je závislá na kvalitě a nastavení filtrů.

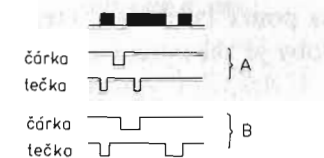
Podstatně kvalitnějšího sinusového signálu se dosahuje metodou druhou, která zmíněné filtry nepoužívá. V tomto případě je přímo generován sinusový signál bez tvarového zkreslení a harmonických složek. Napěťovým komparátorem jsou následně zjištěny průchody nulou sinusového signálu a v okamžicích průchodu nulou jsou generovány synchronizační impulsy, jimiž je opět vzorkován výstup klíče. Výsledkem je zcela synchronní signál, který slouží ke spínání sinusového signálu, a to vždy při průchodu nulou se zachovanou fází. Nejvhodnějším druhem provozu pro radioamatérské využití synchronního klíčování je provoz J2A.

Kurs skvízového klíčování

Od jednopákové pastičky k pastičce dvoupákové

Úvodem se ještě vrátíme ke klíčování na elektronickém klíči ovládaném klasickou jednopákovou pastičkou. Klíče lze rozdělit do dvou základních skupin podle toho, zda klíč je vybaven vstupními registry tečky a čárky či nikoliv. Do první skupiny je možno zařadit i klíče vybavené pouze registrem tečky. Provozní zkušenosti ukázaly, že vybavení klíče registrem tečky a registrem čárky je velmi účelné, neboť vhodným způsobem kompenzují nekvalitní práci operátora. Na obr. 6.2 je znázorněna činnost pastičky při vysílání písmene *R*. Průběhy označené jako TEČKA a ČÁRKA znázorňují stavem *L* dobu, po kterou je páka pastičky překlápěna do příslušné polohy, resp. dobu sepnutí kontaktu čárky nebo tečky.

Spodní dva průběhy obr. 9.2b představují překlápění páky pastičky při použití klíče bez vstupních registrů čárky a tečky. Z obrázku vidíme, že má-li být znak vyslán rytmicky, je nutné, aby pastička byla sepnuta v příslušné poloze alespoň v okamžiku, kdy má začít vysílání



Obr. 6.2. Ovládání jednopákové pastičky

požadované značky (tečka, čárka). Tím je operátor nucen ovládat páku pastičky v závislosti na časovém rozložení znaku, tedy nepravidelně. Musí svoji činnost podřídit okamžité činnosti klíče.

Obr. 6.2a pak znázorňuje činnost operátora při použití registru tečky a registru čárky. Zde platí pouze jediné omezení, a sice takové, že druhou stejnou značku lze do registru uložit až po odeznění první včetně základní mezery. To však není překážkou pravidelnému překlápění ovládací páky. Říkáme, že klíč je „veden“ operátorem a nedochází ke ztrátě značky vlivem rychlejšího překlápění.

Skvizové klíčování vyžaduje použití dvoupákové pastičky. Konstrukčních řešení existuje celá řada. Mechanické vlastnosti lze odvodit od jednopákové pastičky. Bezkontaktní neboli senzorové řešení se příliš neosvědčilo a je zcela nevhodné pro nácvik skvizového klíčování. Hmatníky obou rovnoběžných pák jsou zhotoveny z materiálu o tloušťce 3 až 5 mm a umístěny ve vodorovné rovině s osovou vzdáleností asi 9 mm. Vnější dotykové plochy jsou tedy ve vzdálenosti 12 až 14 mm. Zdvih každé z obou pák musí být nezávisle nastavitelný v oblasti asi 1 mm. Rovněž je vhodné samostatné nastavení vratné síly obou pák. Použití společné pružiny se nepříznivě projeví při uvolnění jedné z obou pák po jejich předchozím současném stisku.

Reálné a doplňkové klíčování

Průběhem let se v podstatě ustálily dva odlišné způsoby skvizového klíčování. Jsou závislé na konstrukci elektronického klíče. Pokud to celková koncepce zapojení dovoluje, pak je možné pomocí jedné drátové spojky na desce klíče zvolit jeden ze dvou typů skvizového klíčování. V případě elektronických klíčů na jednom čipu jsme nuceni již předem zvolit určitý integrovaný obvod. Označení obou typů klíčování je odvozeno od reakce elektronického klíče v okamžiku uvolnění obou dříve stisknutých pák. V případě reálného klíčování je dokonče-

na pouze ta značka, která byla v okamžiku uvolnění vysílána. Do té doby je zahrnuta i základní mezera, náležející ke značce.

U druhého typu skvizového klíčování, tedy u doplňkového klíčování, dochází po uvolnění pák k vyslání ještě doplňkové značky. To znamená, že je-li právě vysílána čárka, klíč doplní znak ještě tečkou a v případě vysílání tečky dochází k doplnění čárky.

Z uvedeného vyplývá, že u reálného klíčování je pastička ovládána v reálném čase probíhajícího vysílání znaku, kdežto u doplňkového klíčování je nutné ovládání pastičky s určitým předstihem. Tato dost závažná nevýhoda doplňkového klíčování je částečně z hlediska operátora kompenzována skutečností, že v případě vysílání znaku s vloženou značkou (např. tečka v písmenu Y) je využit vstupní registr tečky. Prakticky je možné požadovanou tečku „předvolit“ stiskem již v okamžiku první čárky a páku teček uvolnit okamžitě.

Oba způsoby klíčování byly mnohokrát diskutovány a přes nesporné výhody reálného klíčování stále ještě existuje řada vyznačů doplňkového klíčování.

Obecné zásady skvizového klíčování

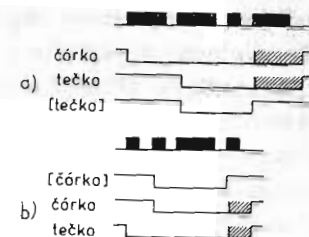
Skvizové klíčování je zcela odlišné od klasického klíčování s použitím jednopákové pastičky. Pokud jsme byli zvyklí při jejím ovládání pohybovat rukou v zápěstí do stran, pak v případě skvizového klíčování musíme takový pohyb zcela vyloučit. Stisk pák je vyvolán pouze pohybem palce a ukazováku při zcela klidné ruce a nehybném zápěstí. Pokud není možné zaklíčovat celý znak současným stiskem obou prstů, vysíláme tak alespoň jeho podstatnou část. Jestliže to skladba znaku dovolí, ukončíme vždy jeho vyslání současným uvolněním obou pák.

Reálné klíčování

Na obr. 6.3 je ukázána činnost operátora při vysílání písmen *Q* a *F*, která patří do druhé skupiny písmen pro skvizové klíčování.

Průběhy označené jako ČÁRKA a TEČKA svým stavem L vyjadřují dobu stisku příslušné páky při reálném klíčování. Průběhy v závorce platí pro doplňkové klíčování.

V případě písmena *Q* stiskneme páku čárek na počátku vysílání pís-



Obr. 6.3. Ovládání skvizové pastičky

mena a držíme ji až do okamžiku současného uvolnění s pákou teček. Páku teček můžeme stisknout od doby počátku vysílání druhé čárky, nejpozději však těsně před požadovaným začátkem vysílání tečky. Operátor má v tom případě čas čtyř elementárních impulsů, aby stisk realizoval. Pak jsou obě páky stisknuty až do začátku doby, vyznačené na obr. 6.3a šrafováním. Ve vyznačeném intervalu je možné kdykoliv obě páky současně uvolnit. I teď je k dispozici doba čtyř elementárních impulsů pro reakci obsluhy klíče.

Na obr. 6.3b vidíme analogický příklad k předchozímu, kde po celou dobu vysílání písmena *F* je stisknuta páka teček a páku čárek je možno stisknout v rozmezí začátku druhé tečky a konce základní mezery k ní přínaležející. V tom případě je k dispozici čas dvou elementárních impulsů. Společný čas uvolnění obou pák je opět vyznačen šrafováním a má délku dvou elementárních impulsů. Z obrázků je patrné, že v případě písmena *Q* je možné uvolnit páku teček ještě před uvolněním páky čárek a v případě písmena *F* platí totéž naopak. Použití uvedené možnosti je však v obou případech zcela nevhodné a podstatně komplikuje klíčování.

Doplňkové klíčování

Pro druhý typ skvizového klíčování platí průběhy uvedené v závorce. V případě písmena *Q* (obr. 6.3a) je odlišná doba pro páku teček a v případě písmena *F* (obr. 6.3b) pro páku čárek. V obou případech je doba počátku stisku obou pák totožná jako u reálného klíčování.

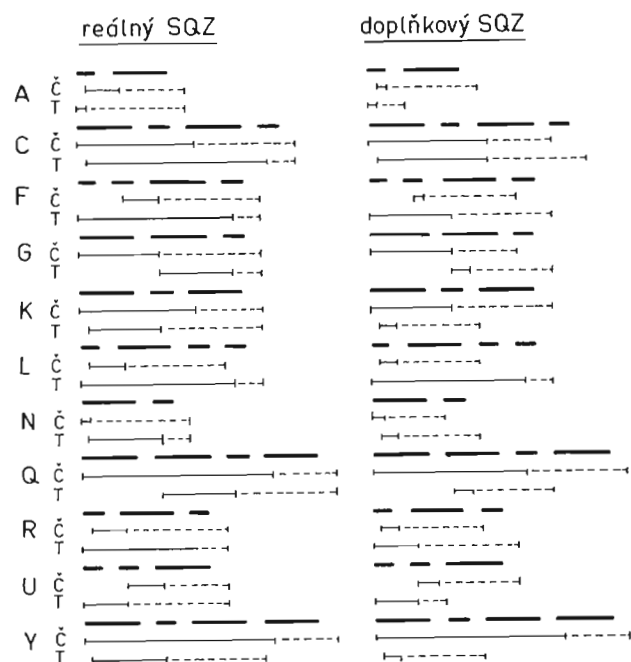
Doba současného uvolnění obou pák se v případě písmena *Q* přesouvá do intervalu ohraničeného počátkem vysílání tečky a koncem základní mezery k tečce náležející. Jedná se tedy o interval s délkou

trvání dvou elementárních impulsů. Podstatnou nevýhodou je skutečnost, že uvolnění neprobíhá v reálném čase právě končícího znaku, ale je posunuto do jeho vnitřní části. Celé klíčování pak musí probíhat v předstihu před skutečným vysíláním znaků.

V případě vysílání písmena *F* je situace zcela analogická, jen oblast společného uvolnění pák se přesouvá do doby trvání čárky a její základní mezery. V tom případě je sice pro uvolnění k dispozici doba čtyř elementárních impulsů, ale opět za cenu posunu z reálného času končícího znaku do jeho vnitřního intervalu.

Grafické znázornění

Na obr. 6.4 je pro snadný nácvik skvízového klíčování uveden seznam znaků, které je možno zmíněným způsobem vyslat. Jsou však uvedeni pouze základní představitelé určitých skupin. Např. písmeno *U* reprezentuje zároveň vysílání písmena *V* a číslice 4.



Obr. 6.4. Skvízové klíčování

U každého znaku je silnou čarou vyznačena telegrafní podoba. Pod ní je naznačen průběh ovládání páky čárek (*Č*) a ještě níže průběh ovládání páky teček (*T*). Levý sloupec platí pro reálné klíčování a pravý sloupec pro doplňkové klíčování. Plná čára obou průběhů znamená dobu, po kterou může dojít ke stisknutí dané páky. Plná čára je vždy z důvodu názornosti svým pravým koncem (za ním následuje čára přerušovaná) protažena o půl elementárního impulsu do značky, ke které se vztahuje. Tím je znázorněno, že v té době již dotyčná páka musí být stisknuta. Ve skutečnosti je zmíněná doba řádově stovky nanosekund dlouhá. Přesnější časové rozložení vyplývá z předchozího popisu obr. 6.3. Čárkované průběhy ohraničují oblast, ve které je možné danou páku uvolnit. Pro skvízové klíčování je použitelná doba pro společné uvolnění obou pák určena úseky, kde oba průběhy čárky i tečky jsou vyznačeny současně čárkovaně. Z obr. 6.4 vyplývá, že např. písmena *A*, *C*, *K*, *N*, *R* vysíláme celá stiskem obou pák, pouze na začátku je zapotřebí stisknout o okamžik dříve páku pro tu značku, kterou požadovaný znak začíná. Dále také vidíme, že náročnější na nácvik jsou i písmena *L* a *Y*, kde není možné společné uvolnění obou pák na konci znaku. Podrobně se budeme dále zabývat pouze reálným klíčováním. Případní zájemci o doplňkové klíčování si mohou na základě uvedených základních vlastností obu typů nácvik modifikovat.

Metodika nácviku reálného klíčování

Úvod k nácviku

Všechna písmena, číslice a interpunkční znaménka, u kterých je možné s výhodou použít reálného klíčování, jsou rozdělena do čtyř skupin podle stupně obtížnosti nácviku. Před započítím nácviku si ověříme, zda námi použitý klíč zvolený typ skvízového klíčování vůbec umožňuje. Dále si uvědomíme, že čas věnovaný nácviku se mnohonásobně vrátí usnadněním práce při běžném telegrafním provozu a zejména pak na amatérských pásmech při déletrvajícím soutěžním provozu. Zvýšení jistoty při vysílání a celkový vzrůst rychlosti oceníme při telegrafních sálových soutěžích. Hlavní výhodu lze spatřit zejména v podstatně menší únavě ruky při dlouhodobém klíčování,

a tím je možné trvale používat vyšších rychlostí. Stupeň zvýhodnění reálného klíčování proti klasickému jednopákovému je závislý na jeho zvládnutí již při samotném nácviku. Důležitým faktorem pro zvýšení rychlosti klíčování je důsledné využití všech specifických vlastností reálného klíčování. Proto je vhodné vlastnímu nácviku věnovat zvýšenou péči.

Zvýhodnění budou ti operátoři, kteří s reálným klíčováním začínají a nejsou zatíženi návyky získanými při klíčování na jednopákové pastičce. Při troše snahy a trpělivosti snadno zvládnou reálné klíčování i operátoři, kteří po léta používají jednopákovou pastičku. Ti pak nejvíce ocení výhody zatím dost neprávem nedoceňovaného reálného klíčování.

Před nácvikem je vhodné reálné klíčování nejprve zvládnout teoreticky v plném rozsahu. K tomu slouží obrázky 6.3 a 6.4 s příslušnými popisy. Pro praktický nácvik je výhodné se spíše držet slovního popisu, který danou problematiku lépe vystihuje. Proto také na obr. 6.4 je uvedena jen část znaků reprezentující určité skupiny. Znaký jsou seřazeny abecedně, nikoliv po skupinách určených pro postupný nácvik. Každá skupina je vždy v úvodu popsána charakteristickými znaky ovládání pastičky. Společná a podstatná vlastnost všech skupin je skutečnost, že všechny znaky jsou vysílány s alespoň jednou trvale stisknutou pákou po dobu celého znaku. Pro názornost je popis každé ze čtyř skupin doplněn příkladem vysílání zvoleného znaku jako typického představitele dané skupiny.

První skupina znaků

Nácvik začínáme jednoduchými písmeny první skupiny znaků *A*, *C*, *K*, *N*, *R* a interpunkčním znaménkem *tečka*.

Do první skupiny jsou zařazeny znaky vysílané jediným společným stiskem obou pák po celou dobu trvání znaku. Počátek stisku obou pák je téměř shodný, nepatrný předstih stisku jedné páky rozlišuje znaky začínající čárkou a znaky začínající tečkou. Uvolnění obou pák je současné.

Začneme nácvikem shodného stisku obou pák na začátku znaku. V této fázi nácviku nedbáme, jakým způsobem je námi zaklíčován znak ukončen. Důležité je vyslat řadu střídajících se čárek a teček, za-

čínající tou značkou (čárkou nebo tečkou), kterou jsme si předem zvolili. Zároveň dbáme, aby časový rozdíl mezi stiskem jednotlivých pák byl co nejmenší. Velmi často se projeví snaha o natáčení zápěstí v ose předloktí ve směru páky určené pro značku, kterou vysílaný znak začíná. Znaký *A* a *R* jsou pak vysílány s opačným náklonem ruky než znaky *N*, *K* a *C*. Nesnažíme se hned v počátku nácviku tohoto pohybu zápěstím vyvarovat, ale po úplném zvládnutí této první skupiny znaků tuto případnou nedokonalost odstraníme.

Po zvládnutí téměř shodného stisku na začátku znaku začneme pomocí současného uvolnění obou pák klíčovat všechny znaky této skupiny. Uvolnění obou pák musí být současné bez známek nervozity. Při rychlosti asi 60 PARIS si vyzkoušíme rozsah intervalu, ve kterém je současné uvolnění pák možné, aniž je zaklíčován jiný znak (viz kap. Obecné zásady skvízového klíčování – Reálné klíčování). Nejvhodnější okamžik pro běžné a rychlé klíčování je v období vysílání poslední značky znaku.

Druhá skupina znaků

Do této skupiny znaků pro nácvik náležejí znaky *F*, *G*, *Q*, *U*, *V*, *4*, *9*.

Do druhé skupiny jsou zařazeny znaky vysílané rovněž jediným společným stiskem obou pák. Na počátku znaku je stisknuta pouze jediná páka, ke stisku druhé dochází nejdříve po uplynutí jedné značky včetně základní mezery. Uvolnění obou pák je současné.

Po zvládnutí první skupiny znaků je nácvik této skupiny velmi snadný a provádíme jej opět při rychlosti asi 60 PARIS. Pro současné uvolnění pák na konci znaku platí naprosto stejné zásady jako v případě první skupiny.

Vysílání znaků druhé skupiny začínáme stiskem páky odpovídající značky. Tím dojde k vysílání řady stejných značek. V okamžiku začátku vysílání poslední požadované značky této řady stiskneme druhou páku a obě držíme současně až do skončení znaku.

Chceme-li např. vyslat písmeno *V*, stiskneme páku teček a v okamžiku začátku vysílání třetí tečky připojíme stisk páky čárek. V době vysílání čárky obě páky současně uvolníme. V žádném případě se nesnažíme napodobit činnost jednopákové pastičky tím, že před stisknutím páky čárek uvolníme páku teček. Předčasné uvolnění páky te-

ček by vedlo k částečnému pohybu zápěstí jako při ovládní jednopákové pastičky. Tento pohyb není při skvizovém klíčování žádoucí.

Třetí skupina znaků

Třetí skupinu tvoří znaky *B, D, J, L, W, Y, I, 6*. I třetí skupina je charakterizována jediným společným stiskem pák během vysílání znaku. Počátek stisku obou pák je téměř shodný, nepatrný předstih stisku jedné páky rozlišuje znaky začínající čárkou a znaky začínající tečkou. Uvolnění obou pák na konci znaku není současné.

V této skupině lze využít již zvládnutý, téměř shodný stisk obou pák, jak je tomu u znaků první skupiny. Vysílání těchto znaků opět svádí k pohybu celého zápěstí místo využití stisku pouze dvou prstů. I v tomto případě se snažíme zachovat ruku v naprostém klidu. Důležitou vlastností, a to nejen této třetí skupiny, je trvalý stisk jedné z obou pák během celé doby trvání znaku. Znak obsahuje početně převládající tečky, resp. čárky, a opačná značka (čárka, resp. tečka) je zastoupena pouze jednou, a to buď na prvním místě nebo v případě znaků *L* a *Y* na místě druhém. V prvním případě musí být předčasně stisknutá páka opět uvolněna, nejpozději do skončení druhé značky včetně její základní mezery.

Jako příklad nám poslouží vyslání písmene *J*. Téměř současně stiskneme obě páky, avšak páku teček o něco dříve. Obě páky držíme stisknuté, přičemž páku teček uvolníme ke konci první čárky, i když její uvolnění je ještě možné i v základní mezeře mezi první a druhou čárkou. Máme tedy pro uvolnění páky teček interval v délce téměř šesti elementárních impulsů. Tato skutečnost platí i pro případ, kdy vysílání znak začíná čárkou a je uvolňována páka čárek.

Poněkud odlišný je způsob vysílání písmene *L* a *Y*. Později stiskneme páka (v případě písmene *L* páka čárek a v případě písmene *Y* páka teček) musí být opět uvolněna, a to nejpozději do skončení třetí značky včetně základní mezery, nejdříve však po začátku vysílání značky odpovídající této páce. I v případě těchto dvou písmen je interval určen pro uvolnění páky dlouhý téměř šest elementárních impulsů. Přestože při vysílání znaků této skupiny není možné využít pro ukončení znaku společné uvolnění pák, je tato nevýhoda kompenzována velkou délkou intervalu, kdy je umožněno předčasné uvolnění jedné

z pák. Navíc je tato doba naprosto shodná pro všechny znaky. Při rychlém klíčování a dokonalém zvládnutí reálného klíčování je vhodné využívat jeho horní hranici. To znamená, že pro uvolňování páky čárek využijeme dobu následující tečky znaku a naopak.

Čtvrtá skupina znaků

Poslední čtvrtou skupinu tvoří znaky s nejobtížnějším nácvikem reálného klíčování: písmena *P* a *X* a interpunkční znaménka, tj. oddělovací dvojčárka „=“ a zlomková čára „/“.

Pro tuto skupinu je charakteristický dvojí společný stisk obou pák, a to na začátku a na konci znaku. Počátek stisku obou pák je opět téměř shodný, nepatrný předstih stisku jedné páky slouží i zde k rozlišení znaků začínajících tečkou nebo čárkou. Na konci znaku se opět využívá současného uvolnění obou pák.

Příklad nácviku si ukážeme na písmenu *X*. Na počátku **písmena** stiskneme obě páky současně, páku čárek s určitým předstihem. **Tuto** páku pak nejlépe v době po skončení vysílání počáteční čárky **uvolníme**. Zde nelze využít teoretický interval šesti impulsů končící **základní** mezerou první tečky, protože už během druhé tečky **musí dojít** k opětovnému stisku téže páky. Opakovaný stisk páky však **musí nastat** nejpozději těsně před začátkem vysílání druhé čárky. Z hlediska snadného ovládní pastičky je nejlepší situovat oblast uvolnění páky čárek do oblasti obou teček. V době vysílání poslední čárky, s výhodou na jejím konci, obě páky současně uvolníme.

Velmi podobně je vyslán i znak „=“, jen s tím rozdílem, že uvolnění páky čárek uskutečneme v oblasti první tečky a její opětovný stisk v době tečky třetí nebo její základní mezery.

Zlomkovou čáru „/“ vysíláme stejně jako písmeno *X*, pouze současně uvolnění obou pák provedeme až při vysílání závěrečné tečky nebo její základní mezery. Písmeno *P* je vysíláno analogicky k písmenu *X*, avšak obráceně.

Závěr nácviku

Čtvrtou skupinou znaků končí celý nácvik reálného klíčování. Každý jistě v popisu nácviku zjistil nepřítomnost některých znaků. Uvedeme je tedy alespoň v závěru. Jedná se o písmeno *Z*, číslice 2, 3, 7,

8 a interpunkční znaménko „?“ a větnou čárku „;“. Jejich skladba nedovoluje využití skvízového klíčování a je tedy ponecháno úvaze každého operátora, jak se s nimi při vysílání na dvoupákové pastičce vyrovná. Z pochopitelných důvodů jsou vynechány i znaky tvořené výhradně buď tečkami nebo čárkami.

V počáteční etapě používání skvízového klíčování se občas vrátíme nejen k teorii nácviku, ale i k nižší rychlosti a ověříme si, jak důsledně dodržujeme základní zásady používaného klíčování. Dodatečné odstraňování nesprávných návyků získaných při předčasném používání velké rychlosti je o hodně pracnější, než když rychlost pomalu průběžně zvyšujeme.

Stručný úvod do číslicové techniky

Kapitola „Stručný úvod do číslicové techniky“ se zabývá jen nepatrnou částí problematiky s číslicovou technikou spojenou. Slouží zejména pro pochopení činnosti digitálních obvodů použitých při stavbě elektronických klíčů. V kapitole jsou uvedeny i základní zásady pro používání číslicových integrovaných obvodů, jejichž dodržování vede ke zvýšení celkové spolehlivosti zařízení. Po zvládnutí číslicové techniky na této úrovni se stane stavba a údržba elektronických klíčů snadnou záležitostí. Na první pohled složitější zařízení pak nebudou působit dojmem nesrozumitelnosti.

Logické úrovně

Stavebními částmi zařízení číslicové techniky jsou především číslicové, jinak též digitální nebo logické obvody. Ty jsou konstruovány tak, že pracují pouze se dvěma možnými stavy – logickými úrovněmi. Logické úrovně jsou někdy označovány symboly $\log 0$, $\log 1$ nebo též jen 0 a 1 . Protože se jedná o symboly, které neznamenají číselné hodnoty, ale logické stavy, není jejich použití zcela vhodné. Pokud logické stavy nejsou obsaženy v aritmetických operacích, pak je mnohem praktičtější využít symbolů L (low) – nízká úroveň a H (high) – vyso-

ká úroveň. Použitím takových symbolů zároveň odpadá rozlišování pojmů pozitivní a negativní logiky.

Lze tedy rozlišit jen dvě hodnoty signálu nebo dva dílčí rozsahy jeho hodnot, ke kterým je možno přiřadit informaci. Za uvedených podmínek je možné použít dvojkovou číselnou soustavu a signálem reprezentované informace zpracovávat s použitím dvojkových logických operací.

Binární (dvojková) číselná soustava

Dvojková číselná soustava má základ 2 a váhy jsou mocniny dvou. Při sledování dvojkového číselného sledu v tab. 6.1. vidíme, že má totéž schematické vyjádření jako desítková soustava.

Tab. 6.1. Převod z desítkové do dvojkové soustavy

Desítková soustava		Dvojková soustava				
10^1	10^0	2^4	2^3	2^2	2^1	2^0
10	1	16	8	4	2	1
	0	0	0	0	0	0
	1	0	0	0	0	1
	2	0	0	0	1	0
	3	0	0	0	1	1
	4	0	0	1	0	0
	5	0	0	1	0	1
	6	0	0	1	1	0
	7	0	0	1	1	1
	8	0	1	0	0	0
	9	0	1	0	0	1
1	0	0	1	0	1	0
1	1	0	1	0	1	1
1	2	0	1	1	0	0
1	3	0	1	1	0	1
1	4	0	1	1	1	0
1	5	0	1	1	1	1
1	6	1	0	0	0	0
1	7	1	0	0	0	1
1	8	1	0	0	1	0
1	9	1	0	0	1	1
2	0	1	0	1	0	0

Převod z dvojkové soustavy do desítkové provádíme jednoduše tím, že sečteme všechny váhy, v jejichž řádech se vyskytuje jednička. Například:

váhy	32	16	8	4	2	1
váhy	2^5	2^4	2^3	2^2	2^1	2^0
převáděné číslo	1	1	0	1	0	1
	$32 + 16 + 0 + 4 + 0 + 1 = 53$					

Číslicová zařízení, která používají prvky mající dva stavy, s výhodou pracují v dvojkové číselné soustavě. Na druhé straně jsme zvyklí počítat v desítkové soustavě. Proto je někdy výhodné používat v číslicovém zařízení desítkovou soustavu, která však využívá dvou stavů.

Binární kódování

Pro zakódování kterékoli z deseti číslic (0 až 9) potřebujeme nejméně 4 bity. Pomocí čtyř bitů však můžeme vyjádřit 16 číslic (symbolů). Použitím čtyř bitů lze vytvořit přibližně $2,9 \cdot 10^{10}$ těchto soustav.

Volba soustavy (způsob kódování) je však důležitá. Hlediska pro volbu soustavy jsou následující: snadné provedení aritmetických operací, snadné uložení v paměti, popř. snadná detekce chyby.

Kód BCD

Binárně dekadických kódů existuje celá řada. Mezi nejznámější patří kód označovaný BCD (tab. 6.2.).

Kód využívá prvních deseti čísel sestavených ze čtyř bitů. Převod desítkové soustavy na kód BCD (8-4-2-1) je velice snadný. Jako příklad si uvedeme převod desítkového čísla 518:

5	1	8
0101	0001	1000

Protože šest kombinací 10-15 je v kódování nevyužito, zabírá desítkové číslo dvojkově napsané větší místo než jeho dvojkový ekvivalent.

Hexadecimální kód

V počítačové technice se používá hexadecimální zobrazení rovněž

Tab. 6.2. Převod desítkové soustavy na kód BCD

Desítková soustava	Kód BCD
	8 - 4 - 2 - 1
0	0 0 0 0
1	0 0 0 1
2	0 0 1 0
3	0 0 1 1
4	0 1 0 0
5	0 1 0 1
6	0 1 1 0
7	0 1 1 1
8	1 0 0 0
9	1 0 0 1
0	0 0 0 0

Tab. 6.3. Hexadecimální zobrazení

Soustava						
desítková		dvojková				hexadecimální
10^1	10^0	2^3	2^2	2^1	2^0	16^0
10	1	8	4	2	1	16
	0	0	0	0	0	0
	1	0	0	0	1	1
	2	0	0	1	0	2
	3	0	0	1	1	3
	4	0	1	0	0	4
	5	0	1	0	1	5
	6	0	1	1	0	6
	7	0	1	1	1	7
	8	1	0	0	0	8
	9	1	0	0	1	9
1	0	1	0	1	0	A
1	1	1	0	1	1	B
1	2	1	1	0	0	C
1	3	1	1	0	1	D
1	4	1	1	1	0	E
1	5	1	1	1	1	F

s využitím čtyř bitů. Prvky soustavy jsou označeny 0,1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, A, B, C, D, E, F (tab. 6.3.).

Z dalších známých binárních kódů, kde je informace zobrazena pěti bity, uveďme „Mezinárodní telegrafní abecedu číslo 2“. „Mezinárodní telegrafní abeceda číslo 5“ neboli kód ASCII je reprezentován sedmi dvojkovými prvky s doplněním paritním bitem.

Telegrafní kód KTK

Jedno z hledisek pro volbu kódování je i snadné uložení do paměti, resp. její ekonomické obsazení. S výhodou můžeme použít binárního kódování i v oblasti telegrafní abecedy, tedy uložení teček a čárek do paměti.

Běžný způsob ukládání telegrafních textů do paměti elektronického klíče je tzv. jednobitová kopie textu. Např. čárka v paměti zabírá 3 bity, tečka a základní mezera po jednom bitu, mezera mezi znaky tři bity a mezera mezi skupinami sedm bitů.

Úspornější způsob pro uložení telegrafního textu je založen na binárním zakódování telegrafních značek do kódu sestaveného ze dvou bitů, viz tab. 6.4.

Tab. 6.4. Kód KTK

Význam	Binárně	
	2 ¹	2 ⁰
tečka	1	0
čárka	0	1
meziznaková mezera	0	0
konec bloku	1	1

Úspora kapacity paměti je zřejmá z následujícího příkladu.

V paměti je uloženo písmeno K se znakovou mezerou. Při jednobitové organizaci paměti je potřebná kapacita paměti následující: čárka – 3 bity, mezera – 1 bit, tečka – 1 bit, mezera – 1 bit, čárka – 3 bity a meziznaková mezera – 3 bity. Tedy dohromady 3 + 1 + 1 + 1 + 3 + 3

= 12 bitů. Při organizaci paměti dvoubitové s použitím kódování KTK je potřebná kapacita paměti následující: čárka 2 bity, tečka – 2 bity, čárka – 2 bity, meziznaková mezera – 2 bity. Tedy celkem 2 × 4 bity = 8 bitů. Mezery uvnitř znaku se nezapočítávají, protože jsou součástí značky a jsou vytvářeny automaticky klíčem.

Boolova algebra

Činnost základních stavebních částí číslicových zařízení je založena na zpracování logických proměnných, které nesou vstupní informace. Výsledkem zpracování je určitá logická funkce logických proměnných. Vlastní zpracování proměnných na logickou funkci je logická operace. Prvek, který operaci vykonává, je logický člen nebo logický obvod. Vztahy mezi logickými proměnnými se řídí zákony dvouhodnotové logické algebry. V praxi se používá Boolova algebra (1847), u níž je úplný systém základních logických funkcí tvořen logickým součtem, logickým součinem a negací.

Logické proměnné a vztahy mezi nimi je možné zaznamenávat několika způsoby.

Mezi ně patří algebraický zápis (např. $Y = A \cdot B$) a pravdivostní tabulka.

Základní a složené logické funkce

Základní logické funkce budou ukázány na případech dvou nezávisle proměnných. Analogicky platí i pro n proměnných.

Logický součin AND (algebraický zápis: $Y = A \cdot B$)

Hodnota funkce je H pouze v případě, že obě nezávisle proměnné A a B této funkce mají hodnotu H .

Pravdivostní tabulka a logické schéma jsou na obr. 6.5a.

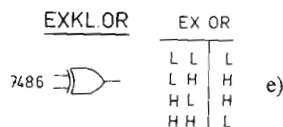
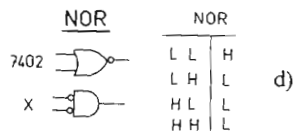
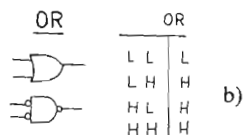
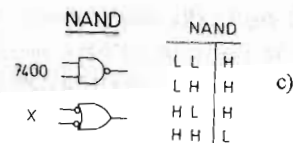
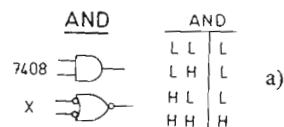
Logický součet OR (algebraický zápis: $Y = A + B$)

Hodnota funkce je H , má-li alespoň jedna nezávisle proměnná hodnotu H .

Pravdivostní tabulka a logické schéma jsou na obr. 6.5b.

Negace INVERT (algebraický zápis: $Y = \bar{A}$)

Funkce je uplatněna pouze na jednu nezávisle proměnnou. Hodnota funkce je H , je-li hodnota nezávislé proměnné L a naopak.



Obr. 6.5. Základní prvky logických sítí

Složená logická funkce je funkce v určité logické algebře, kterou lze rozložit na základní logické funkce.

Negovaný logický součin NAND (algebraický zápis: $Y = \overline{A \cdot B}$)
Na výstupní hodnotu funkce logického součinu AND je aplikována negace INVERT.
Pravdivostní tabulka a logické schéma jsou na obr. 6.5c.

Negovaný logický součet NOR (algebraický zápis: $Y = \overline{A + B}$)
Na výstupní hodnotu funkce logického součtu OR je aplikována negace INVERT.
Pravdivostní tabulka a logické schéma jsou na obr. 6.5d.

Výhradní logický součet EXCLUSIVE – OR (algebraický zápis: $Y = \overline{A} \cdot B + A \cdot \overline{B}$)

Hodnota funkce je H pouze v případech, že hodnota jedné nezávisle proměnné této funkce je H a hodnota druhé nezávisle proměnné této funkce je L . Pravdivostní tabulka a logické schéma jsou znázorněny na obr. 6.5e.

Všechny zmíněné logické funkce jsou kombinační. Kombinační logická funkce je funkce, u níž je hodnota výstupní závisle proměnné dána pouze okamžitou kombinací vstupních nezávisle proměnných.

Zákony a pravidla logiky

Většina pravidel v Boolově algebře se vyskytuje ve dvojicích a jeden výraz je duální k druhému. Duální vztah dostaneme záměnou součinu za součet a záměnou úrovně H za L a naopak. Na obr. 6.5a až 6.5d jsou spolu s logickými schématy základních a složených funkcí uvedeny i jejich duální tvary.

Poznámka: pomocí kroužků zakreslených na vstupech a výstupech logických schémat jsou znázorněny negace vstupních nezávisle proměnných a negace výstupních funkcí.

Pro snazší pochopení činnosti neznámého kombinačního obvodu lze s výhodou využít již popsaných duálních vztahů.

Je-li úroveň H uvažována jako aktivní, pak platí dříve uvedené slovní definice základních funkcí. V případě, že jako aktivní uvažujeme úroveň L , je výhodné použít duální vztah. Například: je-li uvažována úroveň L jako aktivní při logickém součinu AND, pak funkce OR daleko lépe popisuje funkční podmínky. Její slovní vyjádření pak při zachování pravdivostní tabulky obr. 6.5a zní:

Hodnota funkce je L , má-li alespoň jedna nezávisle proměnná této funkce hodnotu L .

Boolova algebra používá některá základní pravidla a zákony, s jejichž pomocí je možné zacházet s logickými funkcemi. Jejich ucelený výklad jde nad rámec této kapitoly.

Je však nutné uvést jeden význačný zákon, a sice zákon o vytvoření negace. Tento zákon tvoří rovněž duální dvojici pod označením – vztahy de Morganovy:

$$\overline{A \cdot B} = \overline{A} + \overline{B} \quad \text{a} \quad \overline{A + B} = \overline{A} \cdot \overline{B}.$$

Jak již bylo uvedeno, Boolova algebra obsahuje tři základní funkce

– logický součin, součet a negaci. Tato skupina tří funkcí tvoří tzv. úplný systém logických funkcí.

Pro praktickou konstrukci kombinačních obvodů vystačíme při použití de Morganových vztahů pouze se dvojicí logických funkcí, a to buď součin a negace nebo součet a negace. Tím je umožněno realizovat i složité kombinační obvody, např. pouze logickými členy NAND a INVERT.

Pro snazší zapamatování de Morganových vztahů poslouží jejich slovní forma:

a) negace součinu je rovna součtu negací (obr. 6.5c);

b) negace součtu je rovna součinu negací (obr. 6.5d).

Až dosud jsme se zabývali pouze kombinačními logickými obvody, jejichž definice byla uvedena. V číslicové technice se však ještě setkáme s obvodem sekvenčními.

Sekvenční logické obvody

Sekvenční logické obvody mají tu vlastnost, že hodnoty výstupních proměnných jsou závislé nejen na hodnotách vstupních proměnných v daném časovém intervalu, ale i na předcházejícím sledu hodnot vstupních proměnných.

Sekvenční logický obvod se skládá z kombinačního logického obvodu a z paměťových členů, které tvoří zpětnou vazbu z výstupu na vstup kombinačního logického obvodu. Paměťový člen může tvořit např. klopný obvod.

Synchronní a asynchronní logické obvody

Logické obvody můžeme ještě dělit z hlediska časového sledu, a to na obvody synchronní a asynchronní. Asynchronní logické obvody mají tu vlastnost, že změny stavu výstupních proměnných neprobíhají současně, protože dojde k uplatnění zpoždění vnitřních obvodů. Synchronní logické obvody mají změny stavu výstupních proměnných v závislosti na vstupních proměnných přesně časově definované pomocí hodinových impulsů.

Digitální obvody série TTL (tranzistor–tranzistor–logik)

Rozsah napěťových úrovní pro vstupní signál L je $0 \div 0,8$ V a pro

vstupní signál H je $2 \div 5$ V. rozsah výstupních úrovní, který musí platit i pro maximální zatížení výstupu, při hladině L je $0 \div 0,4$ V a pro hladinu H je stanoven rozsah $2,4 \div 4,5$ V.

Pro snadnou orientaci je uveden přehled digitálních obvodů realizující základní a složené funkce Boolovy algebry s výjimkou obvodu OR. V přehledu jsou uvedena označení různých výrobců tak, jak jsou integrované obvody zastoupeny na našem trhu:

MH7400 čtveřice dvouvstupových logických členů NAND,

UCY7402 čtveřice dvouvstupových logických členů NOR,

UCY7408 čtveřice dvouvstupových logických členů AND,

UCY7486 čtveřice dvouvstupových logických členů EXCLUSIVE-OR.

Katalogové údaje

Práce s digitálními obvody série TTL je jednoduchá a při dodržení základních zásad jsou navržena zařízení funkčně spolehlivá a nenáročná na oživení. V katalogu jsou integrované digitální obvody charakterizovány zpravidla třemi skupinami údajů:

a) Charakteristické údaje – statické hodnoty

Zpravidla upřesňují rozsah napájecího napětí, rozsah vstupních a výstupních napětí pro úroveň L a H , teplotní rozsah činnosti obvodů a zatížitelnost jednotlivých výstupů. Uvedené hodnoty za žádných okolností nepřekračujeme.

Poznámka: Příkladem nedodržování těchto údajů v praxi jsou mimo jiné i běžně používaná zapojení elektronických klíčů, kde z důvodu úspory integrovaného obvodu je součinový obvod nahrazen zapojením jedné nebo dvou diod. Vzhledem k tomu je výstupní napětí obvodu $0,2$ V v logickém stavu L zvýšeno o napětí asi $0,7$ V na zmíněné diodě. Tím je na vstup dalšího obvodu přivedeno napětí $0,9$ V, které překračuje povolenou hranici vstupní úrovně $L - 0,8$ V. Obvod se dostává do oblasti lineárního zesílení s velkým ziskem a je náchylný na kmitání.

b) Logická data

Zde je uveden tzv. logický zisk výstupů, který zpravidla dosahuje hodnoty 10 . V praxi určuje maximální počet vstupů dalších obvodů připojených na výstup uvažovaného obvodu. V případě, že je zapotře-

bí připojit více než 10 vstupů, je nutné použití výkonových hradel s logickým ziskem 30. Důležitý je i údaj logický zisk vstupů, protože některé vstupy, např. klopných obvodů, dosahují až hodnoty 3. Opo-
menutí by mohlo vést k přetížení výstupu předchozího obvodu. V je-
ho důsledku je pak snížena spolehlivost obvodu, zejména pak jeho
odolnost proti rušivým napětím.

c) Dynamické hodnoty

Vyjadřují zpoždění hrany impulsu při průchodu logickým obvodem. Ve většině případů je rozdílné zpoždění pro čelo a tyl. Zpoždění hraje důležitou roli při návrhu sekvenčních obvodů, kde při nevhodném návrhu části kombinačního logického obvodu vede k hazardním stavům. Protože zpoždění je závislé na mnoha faktorech, mění se s teplotou i s napájecím napětím, je vznik hazardního stavu velmi nahodilý a k jeho odstranění je zpravidla nutná změna nebo úprava celkového zapojení.

Poznámka: Na příkladu jednoduchých elektronických klíčů se hazardní stav často projevuje vysláním „kratší“ čárky.

Aplikace integrovaných obvodů TTL

Kombinační logické obvody

V této kapitole si na praktických příkladech ukážeme použití de Morganových vztahů při realizaci základních a složených logických funkcí v kombinačních obvodech. Jak již bylo řečeno, lze při použití de Morganových vztahů řešit i složité kombinační obvody pouze dvojicí logických funkcí.

Teprve v posledních letech se na našem trhu objevily integrované obvody, obsahující čtveřici dvouvstupových logických členů NOR. Proto se pro realizaci logických sítí vžilo používání dvojice logických funkcí NAND a INVERT. Při realizaci jednoduchých zařízení, kterými se budeme zabývat, najde zmíněná dvojice vždy uplatnění. U složitějších zařízení, kde jsou použity buď rozsáhlé kombinační obvody nebo je na jedné desce větší množství kombinačních obvodů obsahu-

jících funkci NOR, je výhodnější z hlediska ekonomické zástavby desky použít přímo členy NOR. Složitě kombinační obvody se mohou také realizovat použitím paměti PROM. Jejich aplikace jde však nad rámec této publikace.

Ve stručném úvodu do číslicové techniky nebyly také záměrně uvedeny metody minimalizace logických sítí. Metody minimalizace, z nichž nejznámější je Karnaughova metoda, slouží ke zjednodušování zápisu logické funkce. Z uvedeného vyplývá, že je vhodné zadané logické problémy řešit nejprve matematicky a teprve nejjednodušší řešení technicky realizovat. Úspěšné používání těchto metod však vyžaduje jejich dokonalé zvládnutí a dlouhodobější praxi. Výhoda uplatnění metod minimalizace je zcela markantní při řešení rozsáhlých kombinačních obvodů. Při řešení jednoduchých sítí (případně obvodů), které se v radioamatérské praxi vyskytují nejčastěji, je možné použít tzv. intuitivní metodu realizace. Zastánci matematického přístupu k řešení kombinačních obvodů ji označují jako „návrh hrubou silou“.

Intuitivní metoda předpokládá dokonalé zvládnutí principů činnosti základních logických členů. Zadaný problém je pak „intuitivně“ řešen přímo obvodovou realizací. Jestliže pak navržený obvod splňuje zadané podmínky, lze potom většinou snadno obvod co nejvíce zjednodušit. Při stále větší integraci integrovaných obvodů, které již samy řeší složitější logické funkce, ustupují při praktické realizaci zařízení matematické metody do pozadí.

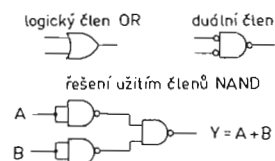
Použití logických členů NAND

Na příkladech nejjednodušších logických funkcí, které pak budou v další kapitole uplatněny, si ukážeme jejich obvodovou realizaci.

Příklad 1. Elektronický klíč potřebuje pro svoji správnou činnost při skvízovém klíčování vyhodnotit současný stisk obou pák. Stisk páky teček je charakterizován úrovní L na vstupu označeném SQZ TEČKA. Protože je aktivní úroveň L , označíme příslušný signál vstupu SQZ TEČKA. Analogicky je označen vstup čárek SQZ ČÁRKA. Tím jsou zadány vstupní nezávislé proměnné. Požadujeme-li i výstupní funkci aktivní při úrovni L , pak slovní vyjádření je následující.

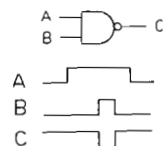
Hodnota funkce je L pouze v případě, že obě nezávislé proměnné $\overline{SQZ}$ TEČKA a $\overline{SQZ}$ ČÁRKA mají hodnotu L současně.

Při pohledu na pravdivostní tabulky na obr. 6.5 vidíme, že se pro realizaci přímo nabízí logická funkce OR. Vzhledem k tomu, že logický člen OR není na našem trhu dostupný, využijeme vlastnosti duality. Rovnici $Y = A + B$ odpovídá duální rovnice $\overline{Y} = \overline{A} \cdot \overline{B}$. Z druhé rovnice vyplývá, že na vstupní nezávislé proměnné nejprve aplikujeme negaci a poté použijeme negovaný logický součin NAND. Obvodové řešení prvního příkladu přináší obr. 6.6.



Obr. 6.6. Použití duálních vztahů

Příklad 2. Z řady po sobě jdoucích hodinových impulsů je pro nastavení vstupních obvodů klíče potřebný hodinový impuls přicházející v době základní mezery mezi dvěma vysílanými značkami.



Obr. 6.7. Výběr impulsu

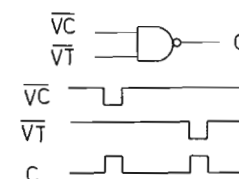
Na obr. 6.7 jsou znázorněny průběhy A a B tvořící nezávislé proměnné a průběh C znázorňuje stav výstupní funkce. Průběh C získáme postupným dosazením všech čtyř kombinací úrovní vstupních proměnných, které tyto svými průběhy vytvořily, do pravdivostní tabulky logického členu NAND. Můžeme též využít i praktické slovní vyjádření:

Přivedeme-li na jeden vstup logického členu NAND (AND) řadu impulsů, pak na jeho výstup budou procházet jen v době, kdy druhý vstup je na úrovni H . Logický člen NAND je skutečně využit ve funk-

ci logického součinu. (Vstupní nezávislé proměnné jsou aktivní při úrovni H .)

Příklad 3. Impuls označující začátek vysílání tečky $\overline{VT}$ (aktivní v L) a impulsy označující začátek vysílání čárky $\overline{VC}$ jsou k dispozici na dvou různých výstupech předchozího integrovaného obvodu. Oba však musí postupně ovlivnit jediný vstup výstupního klopného obvodu klíče.

Obr. 6.8 přináší řešení použitím logického členu NAND. Pomocí pravdivostní tabulky si snadno ověříme úroveň výstupní funkce.



Obr. 6.8. Realizace logického součtu

Zde je logický člen NAND využit ve funkci logického součtu. (Vstupní nezávislé proměnné jsou aktivní při úrovni L .)

DEKODÉRY

Dekodéry jsou kombinační sítě realizované přímo integrovaným obvodem a umožňující převod z jednoho do druhého kódu. Jedním z představitelů integrovaných dekodérů je integrovaný obvod MH7442, který převádí kód BCD na dekadický kód (tab. 6.5.).

Multiplexery

Multiplexery náležejí rovněž do skupiny kombinačních obvodů. Obsahují informační vstupy, jejichž počet je podřízen mocninám čísla 2. Dále jsou vybaveny adresovými vstupy, jejichž počet odpovídá mocniteli čísla použitého pro stanovení počtu vstupů, a jediným výstupem. Praktickou ukázkou je logický integrovaný multiplexer MH74151, kde je použito 8 informačních vstupů, 3 adresové vstupy a 1 vstup pro volbu čipu (pouzdra). Obvod je určen pro funkci výběru

Tab. 6.5. Činnost dekodéru MH7442

Vstupy BCD				Desítkové výstupy									
D	C	B	A	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
L	L	L	L	L	H	H	H	H	H	H	H	H	H
L	L	L	H	H	L	H	H	H	H	H	H	H	H
L	L	H	L	H	H	L	H	H	H	H	H	H	H
L	L	H	H	H	H	H	L	H	H	H	H	H	H
L	H	L	L	H	H	H	H	L	H	H	H	H	H
L	H	L	H	H	H	H	H	H	L	H	H	H	H
L	H	H	L	H	H	H	H	H	H	L	H	H	H
L	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	L	H	H
H	L	L	L	H	H	H	H	H	H	H	H	L	H
H	L	L	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	L
H	L	H	L	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H
H	L	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H
H	H	L	L	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H
H	H	L	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H
H	H	H	L	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H
H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H

jedné informace z 8 vstupních signálů. Jeho činnost je patrná z tabulky 6.6.

Sekvenční logické obvody

Klopné obvody

Klopné obvody jsou základním paměťovým prvkem v číslicových zařízeních. Pro uchování (zapamatování) jednoho bitu je třeba jeden klopný obvod. Kromě použití jako ryzí paměťových prvků se používají např. v čítačích.

Dnes existují různé typy klopných obvodů v integrovaném provedení; často je v jednom pouzdře více klopných obvodů.

Klopné obvody jsou dvojího druhu, a to synchronní (synchronizované hodinovými impulsy) a asynchronní. Příslušný stav (výstupní proměnné Q , $\bar{Q}$) synchronního klopného obvodu odpovídající vstupním proměnným a předcházejícímu stavu klopného obvodu je ještě

Tab. 6.6. Pravdivostní tabulka multiplexeru MH74151

Vstupy adresy			Volba čipu	Datové vstupy								Výstupy	
C	B	A	$\bar{S}$	D ₀	D ₁	D ₂	D ₃	D ₄	D ₅	D ₆	D ₇	Q	$\bar{Q}$
X	X	X	H	X	X	X	X	X	X	X	X	H	L
L	L	L	L	L	X	X	X	X	X	X	X	H	L
L	L	L	L	H	X	X	X	X	X	X	X	L	H
L	L	H	L	X	L	X	X	X	X	X	X	H	L
L	L	H	L	X	H	X	X	X	X	X	X	L	H
L	H	L	L	X	X	L	X	X	X	X	X	H	L
L	H	L	L	X	X	H	X	X	X	X	X	L	H
L	H	H	L	X	X	X	L	X	X	X	X	H	L
L	H	H	L	X	X	X	H	X	X	X	X	L	H
H	L	L	L	X	X	X	X	L	X	X	X	H	L
H	L	L	L	X	X	X	X	H	X	X	X	L	H
H	L	H	L	X	X	X	X	X	L	X	X	H	L
H	L	H	L	X	X	X	X	X	H	X	X	L	H
H	H	L	L	X	X	X	X	X	X	L	X	H	L
H	H	L	L	X	X	X	X	X	X	H	X	L	H
H	H	H	L	X	X	X	X	X	X	X	L	H	L
H	H	H	L	X	X	X	X	X	X	X	H	L	H

podmíněn přítomností předepsané úrovně hodinových impulsů C . Pro hodinové impulsy je rozhodující, zda změna stavu klopného obvodu nastává při náběhu nebo doběhu hodinových impulsů.

Z hlediska vzájemného vztahu mezi vstupními a výstupními proměnnými rozeznáváme několik typů klopných obvodů, z nichž nejznámější jsou typ R-S, typ D, typ T a typ J-K.

Klopný obvod typu R-S je schematicky znázorněn na obr. 6.9 a jeho činnost ukazuje pravdivostní tabulka 6.7.

Tab. 6.7. Pravdivostní tabulka pro klopný obvod R-S

$\bar{S}$	$\bar{R}$	Q_{n+1}
L	L	?
L	H	H
H	L	L
H	H	Q_n



Obr. 6.9. Klopný obvod R-S

Zmíněný klopný obvod je typickým představitelem asynchronních klopných obvodů. Tvoří zpravidla součást některého synchronního klopného obvodu.

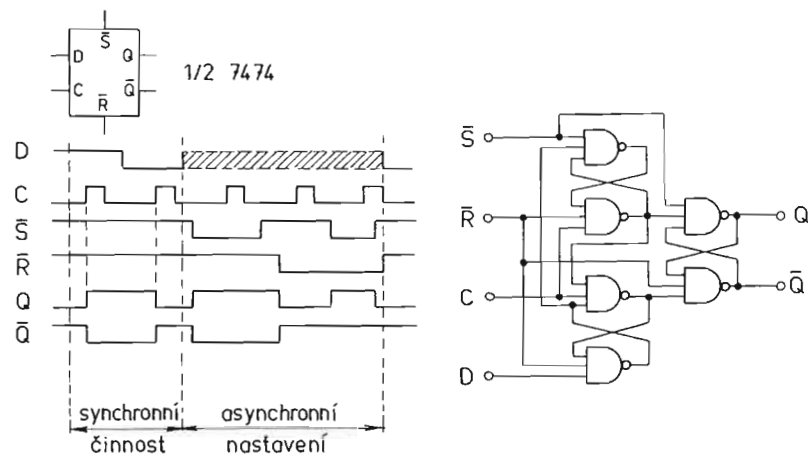
Klopný obvod typu D

Protože se v dále popisovaných zařízeních setkáváme pouze se synchronním klopným obvodem typu D, všimneme si podrobněji jeho zapojení a činnosti. Jelikož se setkáme i s jeho netradičním využitím, jsou na obr. 6.10 spolu s vnitřním zapojením uvedeny místo pravdivostní tabulky průběhy na jednotlivých vstupech a výstupech.

Klopný obvod D umožňuje jednak synchronní činnosti a také asynchronní nastavení. Pro synchronní činnost jsou určeny vstupy D a hodinový vstup C . Pro asynchronní nastavení je určen vstup $\bar{S}$ (set) – nastavení a vstup $\bar{R}$ (reset) – nulování. Dále je obvod vybaven výstupem Q a negovaným výstupem $\bar{Q}$.

Integrovaný obvod MH7474 obsahuje dva samostatné klopné obvody typu D.

Ze schématu na obr. 6.10 je patrné vnitřní zapojení popisovaného klopného obvodu. Základ tvoří tři klopné obvody typu R-S, avšak zde jsou využity třívstupové obvody NAND. Z vnitřního zapojení



Obr. 6.10. Bistabilní klopný obvod D

klopného obvodu dále vyplývá logický zisk jednotlivých vstupů. Pro vstup D je 1, pro vstup $\bar{S}$ – nebo C je logický zisk 2 a pro vstup $\bar{R}$ je 3.

Činnost klopného obvodu je znázorněna pomocí průběhů rovněž na obr. 6.10.

Synchronní činnost klopného obvodu probíhá na náběžnou (nástupnou) hranu hodinového impulsu, tedy při změně vstupních úrovní z L na H hodinového vstupu C . V tom okamžiku je právě přítomná úroveň vstupu D přepsána na výstup Q a zároveň klopným obvodem zapamatována. Výstup $\bar{Q}$ má úroveň opačnou.

Asynchronní nastavení probíhá zcela nezávisle na hodinových impulsu i na logické úrovni vstupu D . Je-li trvale přítomna logická úroveň L na vstupech $\bar{R}$ nebo $\bar{S}$, nedochází ke změně stavu logického obvodu ani ke změně výstupních úrovní.

Úroveň L na vstupu $\bar{S}$ (nastavení) vyvolá na výstupu Q úroveň H a na výstupu $\bar{Q}$ úroveň L . (Vstup $\bar{R}$ má přitom úroveň H .)

Úroveň L na vstupu $\bar{R}$ (nulování) vyvolá na výstupu Q úroveň L a na výstupu $\bar{Q}$ úroveň H . (Vstup $\bar{S}$ má přitom úroveň H .)

Takzvaný nedefinovaný stav klopného obvodu D nastává při současné úrovni L na obou vstupech $\bar{S}$ a $\bar{R}$. Výstupy Q a $\bar{Q}$ pak mají současně úroveň H . Při zpětné změně úrovní na vstupech $\bar{S}$ a $\bar{R}$ na úroveň H se klopný obvod nastaví do stavu, který odpovídá stavu toho vstupu, jehož stav se měnil jako poslední.

Čítače

Čítač je obvod, který čítá vstupní impulsy. Jejich počet určíme ze stavu jednotlivých klopných obvodů. Při vyčerpání všech dovolených stavů jednotlivých klopných obvodů se čítač vrací do výchozího stavu. Každý z řady klopných obvodů čítače musí mít na počátku čítání předepsaný stav, kterého můžeme dosáhnout nulováním.

Čítačů je značný počet a dělíme je podle různých hledisek, např. na asynchronní a synchronní, čítající vpřed, vzad, nastavitelné.

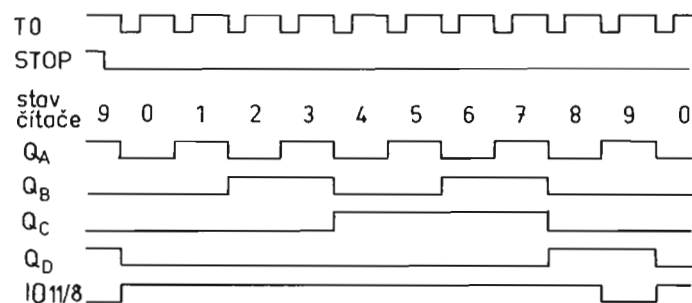
Obr. 6.11 představuje časový diagram asynchronního dekadického čítače MH7490. Stav čítače je indikován log. úrovněmi na výstupech Q_A , Q_B , Q_C , Q_D .

V asynchronním čítači je každý klopný obvod spouštěn předcházejícím klopným obvodem, takže poslední klopný obvod nemůže změ-

Tab. 6.8. Možnosti nulování desítkového čítače MH7490

Nulovací vstupy				Výstup			
$R_{9(1)}$	$R_{9(2)}$	$R_{9(1)}$	$R_{9(2)}$	Q_D	Q_C	Q_B	Q_A
H	H	L	X	L	L	L	L
H	H	X	L	L	L	L	L
X	X	H	H	H	L	L	H
X	L	X	L	čítání			
L	X	L	X	čítání			
L	X	X	L	čítání			
X	L	L	X	čítání			

X – vysoká nebo nízká úroveň – pro funkci není rozhodující



Obr. 6.11. Činnost dekadického čítače

nit stav, dokud předcházející klopné obvody nezměnily stav. Projevují se zpoždění v jednotlivých klopných obvodech, jednotlivá čela a týly příslušných impulsů se časově nekryjí a zpoždění jednotlivých klopných obvodů se sčítá. Při dekódování je nutné si uvedenou vlastnost asynchronních čítačů uvědomit a případně eliminovat vznikající nežádoucí úzké impulsy.

Čítač MH7490 je vybaven dvěma vstupy pro nulování a dvěma pro nastavení stavu 9. Stav 9 je dekódován logickým součinem NAND

z výstupů Q_A a Q_D . Časový diagram výstupu součinu je označen IO11/8 (obr. 6. 11). Z časového diagramu je vidět, že první klopný obvod dělí vstupní impulsy dvěma, druhý čtyřmi atd. Integrovaný obvod MH7490 je koncipován jako samostatný obvod pro dělení dvěma a samostatný dělič pěti. Pro požadované dělení deseti je nutné propojit výstup Q_A se vstupem BD .

Synchronní čítače

Na všechny vnitřní klopné obvody těchto čítačů jsou hodinové impulsy přiváděny současně. Klopné obvody se pak překlápějí ve stejném okamžiku s daným středním zpožděním vzhledem k aktivní hraně hodinového impulsu.

Synchronní vratný čítač MH74193 je určen pro čítání vpřed i vzad, resp. nahoru a dolů do čísla šestnáct. Přivedením hodinových impulsů na vstup CU čítač počítá nahoru a při použití vstupu CD dolů. Čítač je vybaven vstupem R pro asynchronní nulování. Při úrovni L na tomto vstupu čítač čítá, úroveň H je nulován.

Při úrovni L na nastavovacím vstupu $\bar{L}$ přebírá čítač stav určený informací uloženou na vstupech A až D . Je-li nastavení provedeno v době hodinového impulsu ještě před jeho aktivní hranou, pak čítač po příchodu této hrany čítá. Aktivní hrana hodinového impulsu je při změně úrovně z L a H .

Pro řazení několika čítačů za sebou je integrovaný obvod vybaven výstupy CA a BO , které jsou určené pro přenos hodinového impulsu při čítání vpřed, resp. vzad. Při čítání vpřed je výstupem CA přenášén hodinový impuls, který způsobí přechod ze stavu 15 do stavu 0 čítače. Při čítání vzad je výstupem BO přenášén hodinový impuls, který aktivuje přechod ze stavu 0 do stavu 15 čítače.

Monostabilní multivibrátory

Monostabilní multivibrátory jsou charakterizovány jediným stabilním stavem. Příchodem aktivní hrany impulsu na spouštěcí vstup vykoná obvod kyv, jehož trvání závisí na hodnotách součástek vnějšího obvodu RC . Jedním z představitelů monostabilních multivibrátorů je integrovaný obvod UCY74123N, v jehož pouzdře jsou umístěny dva monostabilní multivibrátory s možností samostatného nulování.

Doba kyvu (délka výstupního impulsu) je určena velikostí kondenzátoru C_T zapojeného mezi vývody J , H a velikostí odporu R_T zapojeného mezi vývod J a napájecí napětí $+5$ V. Délka výstupního impulsu t_q je dána následujícím vztahem:

$$t_q = 0,28 \cdot R_T \cdot C_T \left(1 + \frac{0,7}{R_T}\right),$$

kde je t_q v ns, C_T v pF a R_T v k Ω . Obvod je vybaven dvěma spouštěcími vstupy A a B (tab. 6.9.).

Tab. 6.9. Pravdivostní tabulka integrovaného obvodu UCY74123

A	B	Q	$\bar{Q}$
H	X	L	H
L	$\uparrow$		
$\downarrow$	H		

Vstup A spouští monostabilní obvod při změně stavu z H na L , zatímco vstup B má úroveň H a vstup $\bar{R}$ rovněž úroveň H .

Vstup B spouští při změně stavu z L na H , zatímco vstup A má úroveň L a vstup $\bar{R}$ úroveň H .

Při L na vstupu zpětného nastavení $\bar{R}$ jsou vstupy zablokovány a výstupy Q ($\bar{Q}$) mají úroveň L (H). Je-li v okamžiku příchodu úrovně L na vstup $\bar{R}$ generován výstupní impuls, pak je okamžitě ukončen bez ohledu na dobu kyvu t_q .

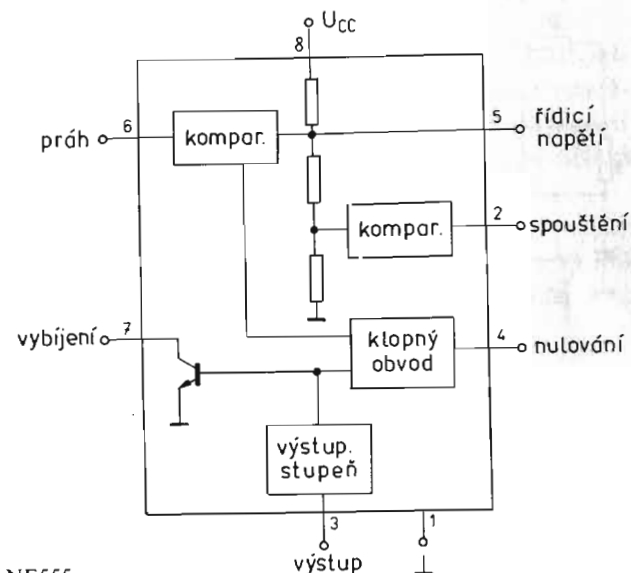
Obvod může být ve spuštěném stavu znovu spuštěn a potom je délka výstupního impulsu určována od posledního spouštěcího impulsu.

Hodnota odporu by měla být volena v rozsahu $5 \text{ k}\Omega < R_T < 50 \text{ k}\Omega$. Velikost kondenzátoru není omezena, jen při použití elektrolytického kondenzátoru, nebo je-li požadováno zpětné nastavení při kapacitě $C_T > 1 \text{ nF}$, je nutné mezi vzájemné spojení kondenzátoru s odporem a vstup J obvodu zapojit běžnou křemíkovou diodu. Dioda je zapojena katodou na vývod J a plus elektrolytického kondenzátoru s ano-

du diody na odpor R_T . Při této aplikaci nesmí hodnota odporu R_T přesáhnout $30 \text{ k}\Omega$.

Časovač NE555 (BE555)

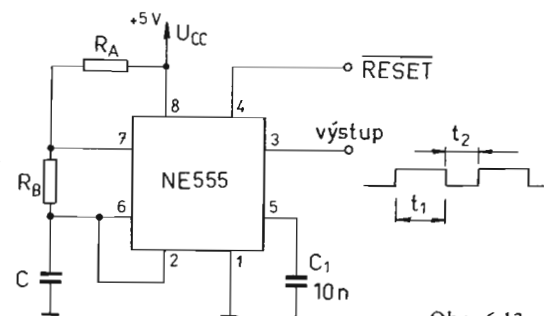
Svou konstrukcí nepatří obvod do skupiny obvodů TTL, ale při napájecím napětí $+5$ V je s nimi plně slučitelný. Jeho použití je velmi rozsáhlé, ale v principu je předurčen pro zapojení monostabilních a astabilních multivibrátorů. Vnitřní skupinové schéma je patrné z obr. 6.12. Řídicí napětí je odvozeno od napájecího napětí U_{cc} a je rovno $2/3 U_{cc}$. Dalším děličem je získána hodnota $1/3 U_{cc}$. Obě napětí jsou použita jako referenční pro napěťové komparátory. Výstupy komparátorů ovládají klopný obvod, jímž je řízen vybíjecí tranzistor a zároveň je jeho stav přiveden na vstup výstupního obvodu.



Obr. 6.12. Časovač NE555

Praktické zapojení astabilního multivibrátoru s NE555 je na obr. 6.13. Vstup 4 – $\overline{\text{RESET}}$ (nulování) při úrovni L způsobí zastavení kmitů multivibrátoru, vybíjení kondenzátoru C a výstupní úroveň L na

výstupu 3. Nevýhodou této aplikace, jako téměř všech nulovaných astabilních multivibrátorů, je delší doba t_1 prvního impulsu pro spuštění, způsobená různým vybitím kondenzátoru C ve stopstavu obvodu. Není-li nulování obvodu využíváno, pak je vývod 4 připojen na napájecí napětí U_{cc} . V tomto zapojení tvoří obvod ideální generátor hodinových impulsů s řadou praktických výhod. Protože teplotní stabilita obvodu činí 0,005 % v celém rozsahu pracovních teplot, je výsledná stabilita kmitů multivibrátoru určena pouze teplotním součinitelem použitých pasivních součástek. Lze tedy pomocí obvodu 555 konstruovat generátory s velkou teplotní stabilitou. Při ustálených kmittech je pomocí obou vnitřních komparátorů udržováno napětí na kondenzátoru C v rozsahu $1/3$ až $2/3 U_{cc}$.



Obr. 6.13. Astabilní multivibrátor s NE555

Spodní napěťová hranice je stanovena činností spouštěcího komparátoru (vstup 2), který překlopením klopného obvodu zabezpečí opětovné nabíjení kondenzátoru C přes odpory R_B a R_A . V době nabíjení kondenzátoru C má výstup úroveň H (doba t_1).

Jestliže napětí na kondenzátoru dosáhne $2/3 U_{cc}$, je aktivována činnost prahového komparátoru (vstup 6), který zpětným překlopením klopného obvodu zahájí vybíjení kondenzátoru C přes odpor R_B . V době vybíjení kondenzátoru setrvává výstup obvodu na úrovni L (doba t_2). Činnost je patrná i z blokového schématu na obr. 6.12. Doba nabíjení (výstupní úroveň H) vypočteme ze vzorce:

$$t_1 = 0,693 (R_A + R_B) C.$$

Dobu vybíjení (výstupní úroveň L) určuje vzorec

$$t_2 = 0,693 (R_B) C.$$

Celkovou periodu kmitů určíme ze vztahu

$$T = t_1 + t_2 = 0,693 (R_A + 2 R_B) C.$$

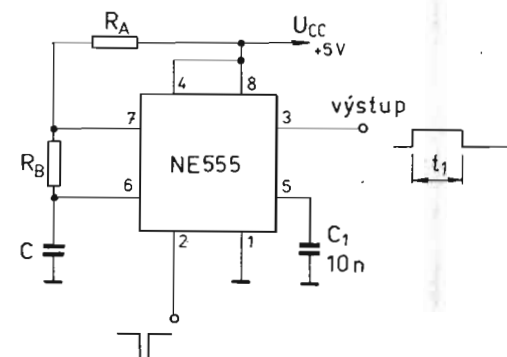
Pro uvedené vzorce platí, že doba t_1 i t_2 je v μs , odpory R_A i R_B jsou v $k\Omega$ a kondenzátor C v nF .

Minimální hodnota odporu R_B pro $U_{cc} = +5 V$ je 22Ω . Odpory R_A a R_B mohou nabývat řádově hodnoty $10 M\Omega$ a kondenzátor C hodnoty řádově $100 \mu F$.

Z uvedeného vyplývá, že obvodem NE555 lze realizovat kmity s dobou trvání řádově desítky minut. Minimální periody jsou omezeny mezním kmitočtem obvodu, který činí $100 kHz$. Pro ekvivalent B555D obvodu NE555 je však uváděn mezní kmitočet $250 kHz$.

Pro použití obvodu jako základního generátoru hodinových impulsů elektronických klíčů mezní kmitočet zcela vyhovuje, neboť umožňuje pracovat rychlostí $60\,000$, resp. $150\,000$ PARIS. Oba údaje platí pro oscilátor, pro jehož kmitočet je předpokládáno následné dělení deseti.

Obr. 6.14 přináší pro úplnost využití časovače NE555 jako monostabilního multivibrátoru. Vstup spouštěcího komparátoru je využit pro spuštění kmitu monostabilního multivibrátoru. Pro dobu kmitu t_1 ,



Obr. 6.14. Monostabilní multivibrátor s NE555

po kterou výstup 3 časovače nabývá hodnoty H , platí již dříve uvedený vzorec. Dobu t je však nutné prodloužit o dobu závislou na stavu vybití kondenzátoru C . Vybíjecí úroveň není tady omezena hranicí $1/3 U_{cc}$, ale dosahuje téměř nulové hodnoty. Jsou známa zapojení, která zmíněný závažný nedostatek z velké části eliminují. Uvedená aplikace nebude v následujících zařízeních použita, a proto se příslušnými úpravami nebudeme zabývat.

Zapojení časovače NE555 jako trvale běžícího astabilního multivibrátoru je však v dále uvedených elektronických klíších použito. Tvoří tam generátor hodinových impulsů s následným dělením deseti. Pro snadnější orientaci při úpravách hodnot součástek uvedeného os-

Tab. 6.10. Kmitočty základního oscilátoru klíče

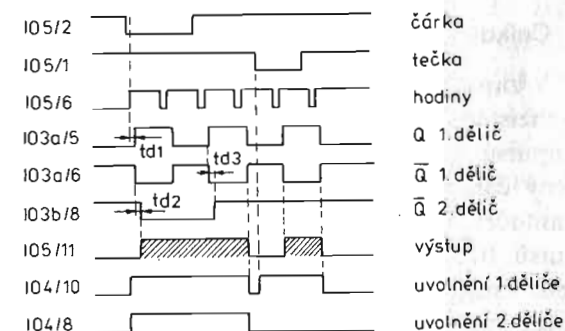
$R(\text{PARIS})$	wpm	$T[\text{ms}]$ perioda oscilátoru 1:10	$T[\text{ms}]$ perioda oscilátoru 1:1	$f[\text{Hz}]$ kmitočet oscilátoru 1:1	$f[\text{Hz}]$ kmitočet teček
40	8	15	150	6,66	3,33
50	10	12	120	8,33	4,17
60	12	10	100	10	5
80	16	7,5	75	13,33	6,66
100	20	6	60	16,66	8,33
125	25	4,8	48	20,83	10,4
150	30	4	40	25	12,5
175	35	3,4	34	29,2	14,6
200	40	3	30	33,3	16,7
250	50	2,4	24	41,7	20,9
300	60	2	20	50	25
350	70	1,71	17,1	58,3	29,2
400	80	1,5	15	66,6	33,3
500	100	1,2	12	83,3	41,7
600	120	1,0	10	100	50
900	180	0,66	6,6	150	75
1 500	300	0,4	4	250	125
3 000	600	0,2	2	500	250
10 000	2 000	0,06	0,6	1 666	833
28 800	5 760	0,020 8	0,208	4 800	2 400

cilátoru s cílem změnit rychlostí rozsah klíče uvádíme tab. 6.10. V ní je uvedena rychlost R – (PARIS), přepočtená na rychlost udávanou ve slovech za minutu, perioda oscilátoru určeného pro další dělení deseti, perioda oscilátoru se základním kmitočtem a poslední sloupec obsahuje fiktivní kmitočet teček.

Elektronický klíč TK72

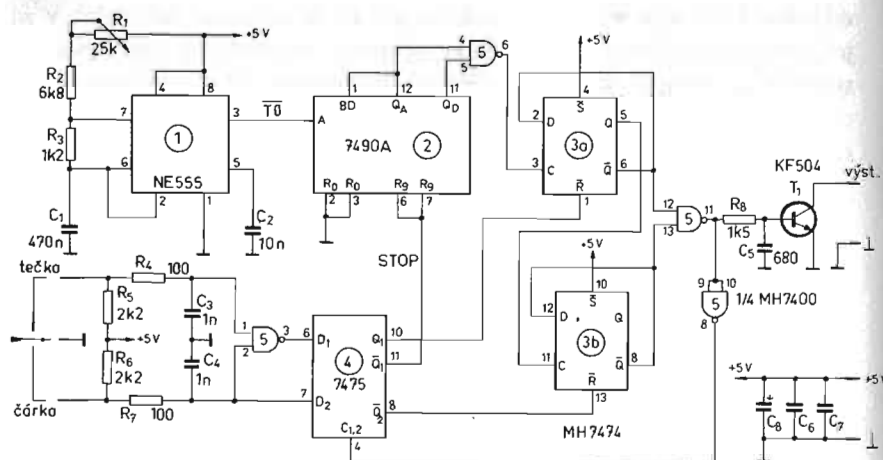
Je určen pro radioamatéry začínající nejen s telegrafním vysíláním, ale i s pokusy v oblasti digitální techniky. Na tomto zapojení budou ukázány základní zásady správného používání digitálních integrovaných obvodů, které nejsou vždy do důsledku dodržovány. Dále budou uvedeny i chyby, kterých se můžeme při návrhu podobných obvodů nebo zařízení dopustit. Zapojení představuje jedno z řady možných řešení. Lze jej snadno realizovat i na desce plošných spojů, určené pro pokusy s číslicovými integrovanými obvody. Zapojení jednoduchého klíče je na obr. 6.16.

Obr. 6.15. Činnost klíče TK 72



Vlastnosti klíče

Klíč je určen pro ovládání jednopákovou pastičkou. Rozsah klíčovacích rychlostí je 55 až 200 PARIS, nastavená rychlost je časově i teplotně stabilní. V celém rozsahu rychlostí jsou dodrženy základní



Obr. 6.16. Elektronický klíč pro začátečníky TK 72

poměry tečka-čárka-základní mezera. Klíč je odolný proti poli VF z vysílače. Klíč zajišťuje časově přesné vyslání první značky po stopu klíče. Obsahuje trvale běžící generátor hodinových impulsů.

Celková koncepce

V zapojení je použito pět pouzder integrovaných obvodů a jeden tranzistor. Integrované obvody I01 a I02 tvoří generátor hodinových impulsů. I01 je zapojen jako trvale běžící astabilní multivibrátor osazený časovačem NE555. Vytváří základní oscilátor klíče. Výstupní kmitočet multivibrátoru je desetinásobkem kmitočtu hodinových impulsů. I02 – MH7490A – je asynchronní čítač zapojený jako dělič deseti. Vstupy nastavení stavu 9 slouží k zajištění stopstavu klíče. Kmitočet základního oscilátoru dělí čítač deseti a dekodováním stavu 9 vytváří hodinové impulsy klíče na výstupu 6 hradla NAND (I05). Ty jsou vedeny na vstup bistabilního klopného obvodu typu D (I03a) v zapojení jako dělič dvěma. Obvod slouží pro vytváření teček. Klopný obvod I03b je rovněž typu D a je opět zapojen jako dělič dvěma. Spolu s obvodem I03a a hradlem NAND vytváří čárky. Oba klopné obvody jsou součástí integrovaného obvodu MH7474.

Integrovaný obvod I04 – MH7475 – je čtveřice klopných obvodů D. Využity jsou pouze dva a zajišťují, aby započaté vyslání čárky, resp. tečky bylo dokončeno se správnou délkou.

Obvodové řešení

Astabilní multivibrátor

Zapojení obvodu NE555 a jeho vlastnosti byly už popsány. Pro základní oscilátor klíče je obvod použit jako trvale běžící astabilní multivibrátor. Oscilátor kmitá s desetinásobkem kmitočtu hodinových impulsů. Výstupní průběh je označen jako T0. Tedy jeho perioda tvoří právě 1/10 délky elementárního impulsu. Pro ovládání klíče z toho vyplývá důležitý poznatek. Předpokládáme, že klíč je v klidu (ve stavu stop), tzn. že není vysílána žádná značka ani její základní mezera. Požaduje-li operátor vyslání některé značky, pak okamžik stisku páky pastičky je vzhledem ke stavu kmitů oscilátoru (jeho fázi) zcela nahodilý. Vzhledem k činnosti klíče je ovládání pastičky asynchronní – nezávislé na fázi hodinových impulsů. Ke stisku páky může tedy dojít v kterémkoli okamžiku výstupního průběhu oscilátoru během jedné periody $t_1 + t_2$ (obr. 6.13). Aktivní hrana hodinových impulsů klíče je aktivována sestupnou hranou výstupního signálu oscilátoru T0, tedy po skončení doby t_1 . Dojde-li však ke stisku páky pastičky na začátku doby t_2 , klíč čeká 1/10 elementárního impulsu, než dojde k vyslání požadované značky. Jedná se sice o krajní případ, je však nutné s touto vlastností použitého zapojení počítat. Čekací doba však v žádném případě neovlivní poměr tečka-čárka-mezera. Doba 1/10 elementárního impulsu je dostatečně krátká, aby si operátor mohl prodlení všimnout.

Z praktických zkoušek vyplynulo, že pro klíčování rušivě působí až prodleva 1/4 elementárního impulsu, což představuje použití oscilátoru s čtyřnásobným kmitočtem hodinových impulsů.

Použití desetinásobného kmitočtu nepřináší ani obvodové komplikace, ani vzrůst potřebného počtu pouzder a je z mnoha hledisek výhodné. Trvale běžící oscilátor klíče lze použít pro obvody paměti, analogovou i digitální indikaci nastavené rychlosti a další obvody. Generování hodinových impulsů z trvale běžícího oscilátoru umožňu-

je generování značek konstantní délky, tedy i na začátku znaku vysílaného po stopstavu klíče.

Tvarovací obvod hodinových impulsů

Obvod se skládá z dekadického čítače MH7490A zapojeného jako dělič deseti a hradla NAND (1/4 MH7400). Součinový obvod dekóduje stav 9 dekadického čítače. Ve stopstavu klíče je čítač vstupy R_9 nastaven do stavu 9. Výstupy Q_A a Q_D čítače mají úroveň H . Protože oba výstupy jsou přivedeny na vstupy hradla NAND, je na jeho výstupu (IO5/6) úroveň L , viz obr. 6.11.

Výstupu IO5/6 odpovídá průběh IO11/8.

Hodinové impulsy T0 odebírané ze základního oscilátoru jsou přítomny na vstupu A IO2. V době úrovně H signálu STOP (působící na nastavovací vstupy R_9) je čítač zablokovaný a z průběhů Q_A až Q_D na obr. 6.11 lze odečíst stav 9. Spuštěním klíče, resp. změnou stavu signálu STOP na úroveň L , čítač na první sestupnou hranu impulsů T0 přejde do stavu 0. Následkem této změny je vytvořena nástupná hrana na výstupu IO5/6 (IO11/8), která je aktivní hranou hodinových impulsů klíče.

Vstupní obvod

Jeho základem je čtveřice klopných obvodů typu D s označením MH7475. Obvod neobsahuje klopné obvody typu D takové, jaké byly popsány v předešlé kapitole. Při logické úrovni H na společném hodinovém vstupu obvodů je přenos informace ze vstupu D na výstup Q trvalý. Pro zapamatování informace klopným obvodem je rozhodující stav vstupu D v okamžiku přechodu úrovně hodinového vstupu z úrovně H na L . Při úrovni L hodinového vstupu ke změně výstupní informace nedochází. Toho je využito přivedením negovaného výstupu klíče IO5/8 na hodinový vstup klopných obvodů. Je-li např. vysílána čárka, pak informace o požadavku jejího vyslání, přivedená na vstupy D_1 a D_2 , je klopným obvodem podržena na výstupech Q_1 a Q_2 až do okamžiku ukončení vyslání čárky.

Analogicky je uložen i požadavek vyslání tečky na výstupu Q_1 .

Mezi kontakty pastičky a datové vstupy IO5/1, IO5/2 a D_2 klopného obvodu jsou zapojeny odpory R_4 až R_7 a kondenzátory C_3 a C_4 .

Odpory R_5 a R_6 zabezpečují přítomnost logické úrovně H na zmíněných vstupech integrovaných obvodů při rozepnutých kontaktech pastičky. Integrované články R_4C_3 a R_7C_4 jsou určeny pro „ošetření“ vstupních informací tečka a čárka. Účinně omezují případné pronikání pole VF a zcela eliminují vliv rušivých impulsů v oblasti řádově desítky nanosekund.

Součinové hradlo NAND, jehož výstup IO5/3 určuje datovou informaci vstupu D_1 u IO4, plní funkci logického součtu (vstupní nezávisle proměnné jsou aktivní při úrovni L). Logický součet vytváří úroveň H na vstupu D_1 IO4 při zvolení tečky a čárky kontakty pastičky. Tím je zajištěna činnost klopného obvodu IO3a při vysílání teček a čárek.

Poznámka: Nabízí se např. nahradit logický součet (součinové hradlo NAND) diodou zapojenou mezi vstupy D_1 a D_2 IO4 katodou na D_2 . Vstup teček by byl v tom případě zapojen na vstup D_1 přímo. Zapojení by za normálních podmínek plnilo rovněž svoji funkci. Vzhledem k úbytku napětí na sepnuté diodě (asi 0,7 V) by však neúměrně vzrostla hodnota napětí úrovně L na vstupu D_1 při sepnutém kontaktu čárek. Tímto zapojením však značně poklesne odolnost klíče proti rušivým napětím.

Velkou odolnost klíče proti rušivým napětím přináší použití klopných obvodů D (IO4) pro uložení informace požadavku vyslání tečky nebo čárky. Z dříve uvedeného vyplývá, že informace zůstane v klopném obvodu uložena pouze v případě úrovně L na hodinovém vstupu C_1 . Princip ochrany využívá dynamických vlastností integrovaných obvodů, resp. zpoždění průchodu signálu.

Např. při výskytu čela rušivého signálu na vstupu D_1 je vyvolána změna úrovně na $\overline{Q}_1$ se zpožděním $t_{PHL} \approx 10$ ns. Posunuté čelo rušivého signálu působí na vstupy R_9 a teprve následný průchod aktivní hrany hodinového impulsu způsobí změnu stavu na výstupech Q_A a Q_D IO2 se zpožděním asi 60 ns. (Pro takový případ není zatím uvažováno další zpoždění řádově v ms závislé na fázi základního oscilátoru.) Do cesty rušivého signálu je zařazeno další zpoždění trojnásobným průchodem přes hradlo NAND, asi 30 ns. Klopný obvod IO3a zvýší zpoždění reakcí výstupu na hodinový vstup asi o 20 ns. Poslední zpoždění je způsobeno reakcí na změnu úrovně hodinového vstupu

$C_{1,2}$ u IO4, která činí asi 15 ns. Zařízení tedy ignoruje rušící signály v rozsahu 135 ns až řádově ms.

Obvody čárky a tečky

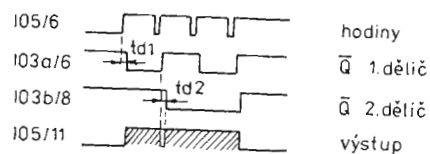
K vytváření teček slouží obvod IO3a a k vytváření čárek obvod IO3a současně s obvodem IO3b a hradlo NAND (IO5/11). IO3 je dvojitý bistabilní klopný obvod typu D s označením MH7474. Obvody IO3a a IO3b jsou zapojeny jako děliče dvěma. Ke své činnosti potřebují hodinové impulsy (IO5/6) a nulovací, resp. uvolňovací signály $\bar{Q}_1$ a $\bar{Q}_2$ IO4.

Činnost klopných obvodů je patrná z obr. 6.15. Znázorněno je vyslání čárky a tečky. Průběhy obou svou úrovní L vyjadřují dobu sepnutí kontaktů pastičky. Uložení informace požadavku vyslání čárky a tečky v IO4 představují průběhy uvolnění 1. děliče a uvolnění 2. děliče. V průběhu Q 1. děliče údaj t_{d1} označuje zpoždění asi 20 ns (není v měřítku) výstupu Q děliče. Výstup Q prvního děliče je převeden na vstup D druhého děliče. Nástupná hrana je aktivní hranou i pro druhý dělič. Ten pak se zpožděním t_{d2} aktivuje začátek impulsu („dvojtečky“) a se zpožděním t_{d3} jeho konec.

Výstupy $\bar{Q}$ IO3a a $\bar{Q}$ IO3b nesou informaci tečky a „dvojtečky“ aktivní při úrovni L . Oba jsou připojeny na vstupy hradla NAND a na výstupu IO5/11 je přítomen jejich součet (aktivní v L). Tím došlo ke generování signálu čárka na výstupu klíče.

Poznámka: Obr. 6.17 vysvětluje vznik hazardního stavu v případě, že při návrhu zapojení klíče je pro hodinový vstup druhého děliče použit místo výstupu Q (IO3a/5) výstup $\bar{Q}$ (IO3a/6) 1. děliče.

Hazardní stav je způsoben přítomností úrovní H na vstupech součtového obvodu v době t_{d2} , viz průběh IO3b/8. Zpoždění t_{d2} je za normální provozní teploty klíče rovno 20 ns, které je zároveň minimální



Obr. 6.17. Vznik hazardního stavu

dobou potřebnou pro činnost obvodu MH7475. Obvod na krátký impuls převážnou dobu vysílání nereaguje. Při zvýšení pracovní teploty uvnitř klíče dochází k prodloužení impulsu a k občasné reakci klíče na jeho přítomnost. Následkem je pak místo požadované čárky vyslání „krátké čárky“.

S uvedeným principem vzniku hazardního stavu se můžeme setkat i u některých známých a používaných zapojení elektronických klíčů. K jejich odhalení lze použít časový diagram průběhů v jednotlivých bodech klíče s využitím dynamických parametrů integrovaných obvodů.

Při návrhu plošného spoje nebo při zapojování klíče na zkušební desce plošného spoje nesmíme zapomenout na nepoužité vstupy zapojovaných obvodů. IO2 by při nezapojených vstupech R_0 nečítal a v závislosti na úrovni vstupů R_0 přecházel ze stavu 0 do stavu 9 a naopak.

Vstupy $\bar{S}$ klopných obvodů IO3a a IO3b jsou připojeny na napájecí napětí +5 V z důvodů odolnosti proti rušivým napětím. Nepoužité vstupy logického členu NAND zapojíme buď na napájecí napětí nebo, pokud to zapojení dovolí, připojíme nepoužitý vstup paralelně ke vstupu použitému (IO5/9 a IO5/10). Důvod je stejný jako v předchozím případě.

Výstupní a napájecí obvody

Na výstup IO5/11 je přes odpor R_8 připojena báze výstupního tranzistoru T_1 . Protože na výstup IO5/11 jsou připojeny ještě dva vstupy členu NAND (zapojený jako invertor), je použita hodnota 1,5 k Ω odporu R_8 . V případě zapojení, kdy je výstup klíče napájen ze samostatného výstupu integrovaného obvodu, může být hodnota odporu R_8 snížena až na 390 Ω . Impedance odporu báze tranzistoru je pak nižší a tím je zařízení opět odolnější proti rušícím napětím.

Kondenzátor C_8 účinně omezí vliv indukovaného napětí VF. Jeho hodnotu však nelze zvyšovat, protože by vzrostlo neúměrně zpoždění výstupního obvodu.

Napájecí napětí pro integrované obvody blokuje jednak elektrolitickými kondenzátory, jednak keramickými kondenzátory TK 782 68 nF. Hodnota 68 nF byla zvolena pro ještě únosný rozměr

keramického kondenzátoru. Blokováním v prvním případě omezíme rušící napětí přicházející po napájení. Ve druhém případě rozmístěním kramických kondenzátorů do blízkosti čítačů a klopných obvodů zamezíme krátkodobým poklesům napájecího napětí vyvolaným zvýšeným odběrem při změnách stavů obvodů. Se vzrůstajícími rozměry desek plošných spojů roste odpor napájecích vedení a tím i velikost změn napájecích napětí. Použijeme raději větší množství blokovacích kondenzátorů, než by se mohlo zdát na první pohled potřebné.

Použité součástky

Všechny použité odpory vybíráme z typů TR 151, TR 191, TR 211, případně TR 213. Kondenzátory C_2 až C_3 jsou keramické. Pro C_2 je vhodný typ TK 744, pro C_3 až C_3 TK 724, nejsou však podmínkou. Jako blokovací elektrolytické kondenzátory můžeme použít typy určené pro nejnižší napětí 6 V, minimální výsledná kapacita 200 μ F. Na pozici C_1 použijeme kondenzátor s vyšší teplotní stabilitou, např. TC 215, TC 216, nebo výrobek MLR s označením C 223. V žádném případě nepoužijeme paralelní kombinaci keramických kondenzátorů TK 782 nebo TK 783. Potenciometr P_1 můžeme pro oživení, příp. pro počáteční provoz, použít libovolný, s lineárním průběhem. Pro náročnější použití je vhodný potenciometr s exponenciální dráhou nebo upravený podle popisu úpravy v další kapitole. Pro ověřovací vzorek klíče je vhodné integrované obvody umístit do objímek.

Elektronický klíč KTK 773

Součástí klíče a jeho dalších modifikací je základní jednotka klíče ZJK-3. Ta může sloužit jako samostatný klíč, který je vhodný pro širší uplatnění v radioamatérské praxi. Vlastnostmi splňuje nejvyšší nároky kladené na běžný i soutěžní telegrafní provoz.

Podstatnou změnu přináší ovládání dvoupákovou pastičkou v režimu reálného klíčování. Propojením jedné drátové spojky na desce plošného spoje je možné místo reálného zvolit doplňkové klíčování. Variabilnost je určena zejména pro operátory používající dříve známé

doplňkové klíčování. Jedním z představitelů elektronických klíčů umožňujících pouze posledně jmenovaný druh klíčování je i klíč IMK 0 (AR 2/78), který vznikl na přelomu šedesátých a sedmdesátých let, tedy v období začínajícího „jambického“ klíčování a bez dostatečných provozních zkušeností.

Popisovaný klíč má svým obvodovým řešením a konstrukčním provedením sloužit jako základní jednotka složitějších klíčů. Pro spolupracující obvody (např. paměti, indikace správně vyslaného čísla) generuje všechny potřebné řídicí impulsy.

S výhodou ho lze použít především jako periferní zařízení spolupracující s různými mikroprocesory a počítači. Ty pak nejsou z větší části nebo zcela určeny pouze pro vysílání a mohou pracovat v režimu „přerušení“. Klíčem je vyslán jak požadavek na přerušení, tak přijímáno jeho potvrzení. Data určená pro vysílání telegrafní abecedou jsou předávána po datové sběrnici pomocí dvoubitového kódu. Značky a všechny mezery vytváří klíč automaticky nezávisle na řídicí jednotce. Ovládání klíče je velmi jednoduché a přístupné obsluze.

Vlastnosti klíče KTK 773 (ZJK-3)

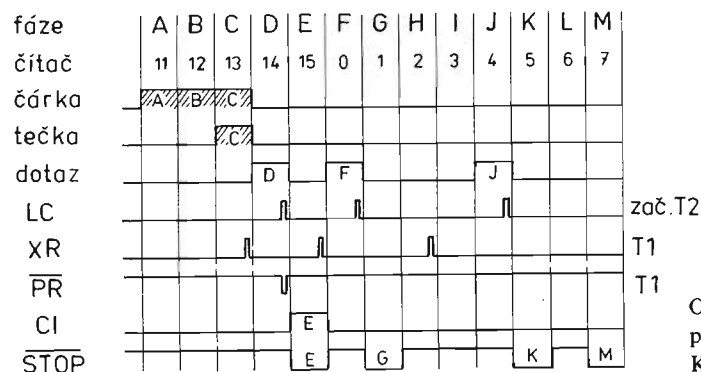
Vlastnosti klíče jsou následující:

- ovládání jednopákovou pastičkou (s použitím vyrovnávacích registrů);
- ovládání dvoupákovou pastičkou s použitím:
 - a) vyrovnávacích registrů,
 - b) reálného klíčování,
 - c) doplňkového klíčování;
- dvoubitový vstupní kód pro ovládání;
- maximální použitelná rychlost 60 000 PARIS;
- realizovaný rozsah rychlostí 45 až 1600 PARIS ve třech podrozsa-
zích I, II a MS s možností snadné modifikace;
- trvale běžící základní oscilátor;
- nastavená rychlost je časově i teplotně stabilní;
- přesné základní poměry v celém rozsahu rychlostí;
- nezměněná délka první značky po stopstavu klíče;
- automatické mezery mezi znaky (samostatné vypnutí);
- automatické mezery mezi skupinami (samostatné vypnutí);

- dodržení provozních parametrů ve velkém teplotním rozsahu (závisí pouze na typu použitých integrovaných obvodů);
- generuje signál $\overline{\text{INT}}$ (interrupt);
- zpracuje signály INTA (interrupt acknowledge), příp. signály IORQ a M1 (ZX-81 apod.);
- výstup základního oscilátoru a dvoufázových hodin T1 a T2;
- generuje impulsy pro spolupráci s pamětí VC, VT, $\overline{\text{DZ}}$ (zápis) a XR, ER, NR (čtení);
- výstup TTL obou klíčovacích polarit;
- trvalé zaklíčování výstupu tlačítkem bez aretace (zpětné uvolnění pastičkou);
- generuje signál CI pro obvod indikace čísel;
- neobsahuje žádné nastavovací prvky;
- zvýšená odolnost proti vnějšímu rušení;
- vysoká provozní spolehlivost;
- realizace na oboustranné desce plošného spoje (rozměry: malá „evropská karta“ 100 × 160).

Princip činnosti

Základem klíče je binární čítač s periodou hodinových impulsů rovnou délce jednoho elementárního impulsu. Binární výstup čítače je dekodéry převeden na dekadický kód. Výstupy dekodérů určují jednotlivé fáze klíče, viz obr. 6.18.

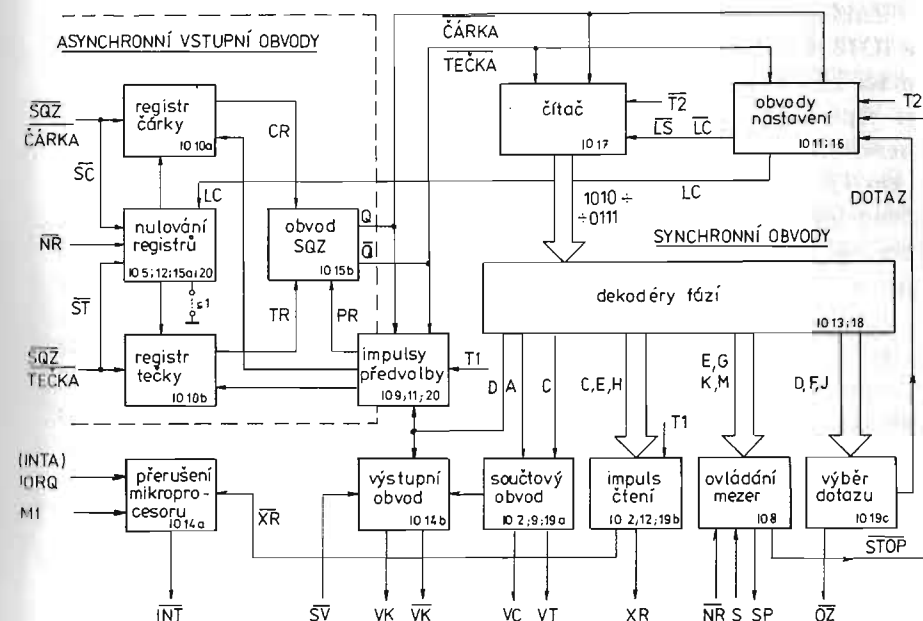


Obr. 6.18. Řídící průběhy klíče KTK 773

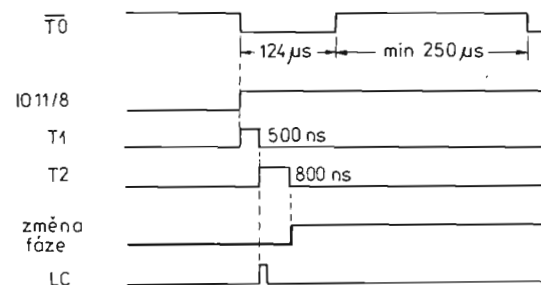
Stavy čítače jsou uvedeny v dekadickém tvaru aktivního rozsahu 11 až 7, písmena A až M označují fáze. Stav a činnost klíče jsou určeny aktivací fází čítačem. Ve fázi A, B, C je vysílána čárka, ve fázi C tečka, D odpovídá základní mezeře a spolu s E a F vytváří mezeru mezi znaky. Mezeru mezi skupinami vymezují fáze D až J, zbývající fáze K, L, M nejsou pro vytváření znaků rozhodující.

Rozdělení funkčních celků

Blokové schéma klíče KTK 773 je na obr. 6.19. Zapojení lze rozdělit do dvou hlavních celků: na asynchronní vstupní obvody a obvody synchronní. Pro přehlednost nejsou v blokovém schématu uvedeny obvody oscilátoru a generátoru hodinových impulsů T1 a T2, které ve vztahu k jednotlivým fázím jsou uvedeny na obr. 6.20. Z průběhů vy-



Obr. 6.19. Blokové schéma klíče KTK 773



Obr. 6.20. Hodinové impulsy T1 a T2

plyvá, že ke změně fáze dochází po skončení hodinového impulsu T2. Impulsy T1 řídí všechny vstupní obvody klíče a zdroje dat pro vysílání (paměti, mikropočítač atd.).

Synchronní obvody

Základem je čítač IO17 a spolupracující dekodéry fází IO13 a IO18. Čítač nastavují impulsy $\overline{LS}$ a $\overline{LC}$ v závislosti na vstupní informaci $\overline{TEČKA}$ a $\overline{ČÁRKA}$ pomocí obvodů nastavení IO11 a IO16. Jímí je generován buď impuls $\overline{LS}$ ve stopstavu v některé z fází *E*, *G*, *K*, *M* nebo impuls $\overline{LC}$ získaný strobováním fází *D*, *F* a *J* hodinovým impulsem T2 v aktivním běhu klíče. Pro synchronní čítání nahoru jsou určeny impulsy T2, které zprostředkují průchody fázemi, kdy není nastavení čítače žádoucí. Negace signálu $\overline{LC}$ (signál LC) je rovněž využita ve vstupních obvodech pro ovládání vstupních registrů.

Pro generování impulsů $\overline{LS}$ je proto rozhodující aktivní úroveň L signálu $\overline{STOP}$. Z obr. 6.18 a průběhu signálu $\overline{STOP}$ vyplývá, že ke stopstavu klíče dochází buď ve fázi *E* (provoz bez mezerníku) nebo ve fázi *G* (voleny automatické mezery mezi znaky) či ve fázi *K* (automatické mezery mezi znaky a skupinami). Fáze *M* nastává pouze při nestandardním využití klíče. Výběr fáze signálu $\overline{STOP}$ realizuje obvod ovládání mezer IO8. Stopstav klíče nastává vždy, není-li v předchozí fázi požadováno nastavení čítače prostřednictvím impulsu $\overline{LC}$.

Impuls $\overline{LC}$ odvozený strobováním z hodinových impulsů T2 nastavuje ve fázi *D* čítač uvnitř znaku, ve fázi *F* mezi znaky a ve fázi *J* na začátku skupiny (slova). Přesný tvar impulsu LC je patrný z obr. 6.20. Jeho šířka se pohybuje okolo 120 ns a je generován na začátku hodi-

nového impulsu T2, tedy necelých 700 ns před změnou fáze. Funkce impulsů $\overline{LS}$ a $\overline{LC}$ je lépe patrná z následujícího příkladu a obr. 6.18.

Klíč je pomocí signálu $\overline{S}$ a obvodu ovládání mezer, viz blokové schéma, zvolen pro provoz se znakovou mezerou. Obsluhou je požadováno vyslání slova NE, tedy písmen N a E, přičemž není rozhodující, zda je ovládání uskutečněno jednopákovou nebo dvoupákovou pastičkou s použitím reálného nebo doplňkového klíčování.

Klíč se nachází ve stopstavu ve fázi *G*. Obvod nastavení zaregistruje přítomnost signálu $\overline{ČÁRKA}$ a generuje impuls $\overline{LS}$. Ten nastaví čítač do stavu 10, který je však ihned přítomným hodinovým impulsem T2 převeden do stavu 11, tedy do fáze *A*. Tím je zahájeno vysílání první čárky. Další impulsy T2 způsobí následné přechody čítače postupně do fází *B*, *C* a *D*. Fáze *D* určuje základní mezeru a zároveň vytváří pomocí obvodu výběru dotazu signál DOTAZ. Strobováním tohoto signálu hodinovými impulsy T2 vzniká impuls $\overline{LC}$. Klíč se tedy na konci základní mezery „dotazuje“, zda je přítomen požadavek na vyslání další značky. Přítomnost signálu $\overline{TEČKA}$ a impulsu $\overline{LC}$ způsobí po uplynutí základní mezery (fáze *D*) nastavení čítače, tentokrát do stavu 12, a za necelých 700 ns posune hodinový impuls T2 svou aktivní hranou čítač do stavu 13, tedy do fáze *C*. Tím je zahájeno vysílání tečky. Následující impuls T2 vyvolá čítání a tím změnu stavu do fáze *D*. Dalším impulsem T2 je v této fázi opět generován impuls LC, protože však není přítomen požadavek vyslání čárky nebo tečky, přechází klíč stejným impulsem T2 do fáze *E*. V následující fázi *F* je na jejím konci opět generován impuls $\overline{LC}$. Zde je již přítomný požadavek na vyslání tečky v podobě signálu $\overline{TEČKA}$ a čítač je opět nastaven do stavu 12. Dále se situace opakuje jako v předchozím případě. Ve fázích *D* a *F* (dotazy) jsou opět generovány impulsy $\overline{LC}$, ale není v současné době přítomen ani jeden ze vstupních signálů čárky nebo tečky. Klíč posledním impulsem T2, kterým byl strobován dotaz ve fázi pro vytvoření impulsu $\overline{LC}$, přijde do stopstavu ve fázi *G*. Uvedená činnost vytváření znaků a mezer je analogická pro všechny druhy provozů a všechny aplikace.

Obvod ovládání mezer je nastavován signály $\overline{NR}$ a $\overline{S}$. Není-li aktivován žádný z obou vstupů, klíč pracuje v základním režimu bez automatického vytváření mezer. Signál $\overline{S}$ (space) svou stálou úrovní *L* pře-

vede klíč do režimu automatického vysílání mezer mezi znaky. Signál $\overline{NR}$ stálou úrovní L (signál $\overline{S}$ na H) zabezpečí činnost klíče v režimu automatického vysílání mezer mezi znaky a skupinami. Využívá se zejména při ovládání klíče z paměti a počítače. Při současném aktivování obou signálů $\overline{S}$ a $\overline{NR}$ převládá signál $\overline{S}$. Toho je použito při dodatečných opravách textů uložených v paměti.

Obvod impulsů čtení, viz blokové schéma (IO2, IO12, IO19a), vybírá fáze C , E a H . V uvedených fázích je uskutečněno strobování hodinovým impulsem T1 a výsledkem je impuls čtení – XR. Jak vyplývá z obr. 6.18, impuls XR předchází minimálně o jednu fázi signál LC. Tím je dosažen dostatečný předstih dat přicházejících z ovládacího zařízení (mikropočítač, paměť). $\overline{XR}$ je negace signálu XR a nastavuje přerušení.

Součtový obvod převádí fáze A a C na výstupní impuls čárky VC a výstupní impuls tečky VT. Oba současně binárně kódují činnost klíče. Informace je určena pro následný zápis do paměti. Součtovým obvodem je zároveň ovládán výstupní obvod klíče, resp. nastaven jeho aktivní stav.

Výstupní obvod klíče je synchronně nastavován výstupním impulsem součtového obvodu, případně asynchronně externím impulsem $\overline{SV}$. Impuls $\overline{SV}$ svou aktivní úrovní L nastaví výstupní obvod do stavu trvalého zaklíčování (ladění vysílače). Zpětné nulování zabezpečí v obou případech přímo impuls fáze D .

Obvod impulsů předvolby vytváří stejnojmenné impulsy k ovládání vstupních asynchronních obvodů, případně obvodů externích (obvod indikace čísla).

Asynchronní vstupní obvody

Mezi asynchronní vstupní obvody patří registr čárky a registr tečky, oba ovládané asynchronně obsluhou klíče (nezávisle na hodinových impulsích klíče). Zpětné nastavení zprostředkují impulsy předvolby.

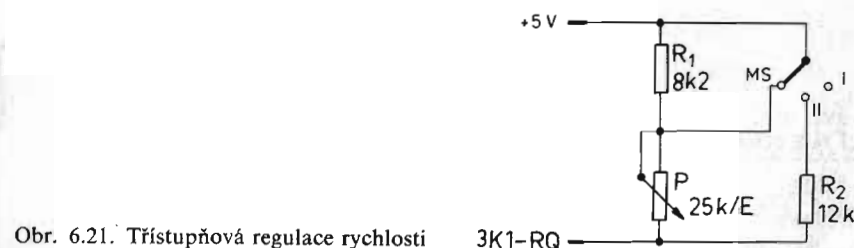
Obvody nulování registrů v závislosti na režimu klíče, resp. na zvoleném druhu skvízového klíčování, nulují obsahy obou registrů. Bez zapojené spojky S1 je klíč trvale určen pro použití reálného klíčování.

Posledním obvodem je obvod SQZ, který zabezpečuje střídavé vysílání čárky a tečky při obou druzích skvízového klíčování.

Obvodové řešení

Oscilátor a generátor hodinových impulsů

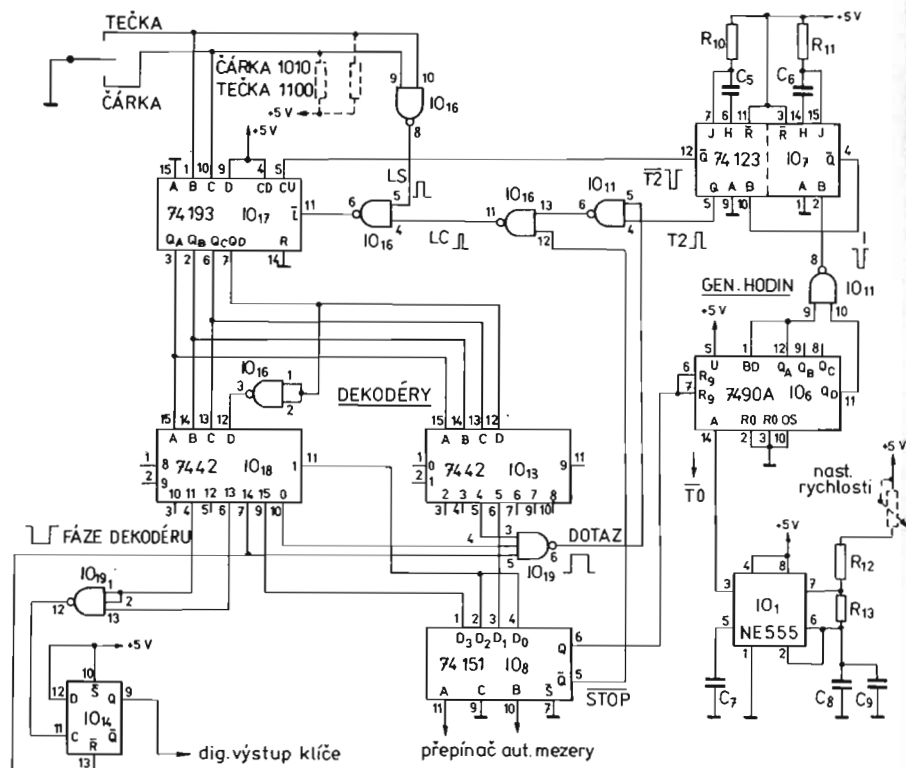
Pro trvale běžící oscilátor a dělič deseti je použito shodné zapojení jako u předchozího elektronického klíče TK 72. Širší použití klíče však vyžaduje řízení rychlosti v několika rozsazích. Obsazení celého rozsahu rychlostí jedním ovládacím prvkem není účelné a přesné nastavení požadované rychlosti by bylo dosti obtížné. Na obr. 6.21 je zapojení obvodu třístupňové regulace rychlosti. Tím je nahrazen jediný potenciometr pro nastavení rychlosti na obr. 6.22.



Obr. 6.21. Třístupňová regulace rychlosti

Pro běžný provoz na amatérských pásmech stačí použít pouze zúžený rozsah rychlostí I. Jako zcela postačující se ukázal interval 70 až 200 PARIS. Ten lze realizovat použitím odporu $R_1 = 12 \text{ k}\Omega$ a potenciometru $P = 25 \text{ k}\Omega$. Aby řízení rychlosti probíhalo přibližně lineárně vzhledem k úhlu otáčení osičky potenciometru, musí mít potenciometr P dráhu s exponenciálním průběhem. Z několika vyráběných typů lze například použít TP 280 25 k Ω /E. Lze i použít potenciometr logaritmický, avšak opačně zapojený. Nevýhodou je pak pokles rychlosti při otáčení potenciometru doprava (ve směru hodinových ručiček).

Poznámka: V krajním případě je možné relativně snadno potenciometr s exponenciálním průběhem získat následující úpravou. Z libovolného potenciometru TP 280 uvolněním malých příchytů odstraníme zadní plechový kryt a vyjmeeme běžec s osičkou. Tím uvolníme odporovou dráhu s pájecími očky, kterou rovněž vyjmeeme. Z tande-



Obr. 6.22. Princip činnosti klíče – obvodové řešení

mového potenciometru TP 283 25 kΩ/G získáme obdobným způsobem odporovou dráhu ze zadního potenciometru. Bohužel k této úpravě lze použít pouze uvedený typ, protože jediný má umístěny oba potenciometry tvořící tandem proti sobě. Zadní potenciometr obsahuje tedy dráhu s exponenciálním průběhem. Získanou odporovou dráhu 25 kΩ/E pak umístíme do dříve rozebraného potenciometru TP 280. Pro snazší orientaci při realizaci třístupňové regulace rychlosti podle obr. 6.21 slouží následující tabulka 6.11.

Další činnost oscilátoru je totožná s činností oscilátoru a děličky

Tab. 6.11. Třístupňová realizace rychlosti

Rozsah MS		Rozsah I		Rozsah II		P	R ₁	R ₂
PARIS		PARIS		PARIS		[kΩ]	[kΩ]	[kΩ]
od	do	od	do	od	do			
52	1 610	45	273	264	437	50	8,2	10
101	1 610	77	273	257	412	25	8,2	12
101	1 610	71	213	197	318	25	11	18
231	1 610	114	197	196	270	10	12	27
101	1 620	69	197	184	294	25	12	20
101	1 610	69	197	196	304	25	12	18

Poznámka: Hodnoty součástek na obr. 6.21 jsou v tabulce uvedeny na druhém řádku.

předchozího klíče. Výstup IO11/8 součinného hradla NAND je uveden na obr. 6.20, a to v době přechodu čítače IO6 (obr. 6.22) ze stavu 9 do stavu 0. Přechodem je vytvořena aktivní nástupná hrana průběhu IO11/8. Ta na vstupu IO7/2 (B) monostabilního multivibrátoru způsobí jeho kv a tím vzniká hodinový impuls T1. Po jeho skončení je obdobným způsobem aktivován i hodinový impuls T2.

Z uvedeného zapojení vyplývá, že hodinové impulsy T1 a T2 jsou aktivovány pouze v době činnosti klíče, na rozdíl od trvale přítomných impulsů T0.

Synchronní obvody

Obvodové řešení této části klíče je na obr. 6.22. Signál STOP je z příslušných fází čítače, resp. dekodéru, vybírán multiplexerem MH74151 (IO8) v závislosti na stavu adresových vstupů A (IO8/11) a B (IO8/10). Z multiplexeru je veden na dekadický čítač MH7490A (IO6), kde stavem H způsobí zastavení čítače a jeho nastavení do stavu 9. Negovaný signál STOP je přiveden na vstup IO16/12 logického členu NAND, kde svou úrovní L ve stopstavu klíče způsobí na výstupu tohoto členu úroveň H. Ta svou přítomností na vstupu IO16/4 umožní průchod impulsu LS na nastavovací vstup čítače IO17/11. Impuls LS vzniká na výstupu IO16/8 logického členu NAND, který vzhledem k aktivním úrovním L na svých vstupech plní funkci logi-

kého součtu. Indikuje buď požadavek vyslání tečky nebo požadavek vyslání čárky.

V okamžiku nastavení signálem $\overline{LS}$ změní čítač svůj stav na výstupu a tím dojde i ke změně fáze na výstupech dekodérů IO18 a IO13. Signál STOP již není aktivní a je generován první impuls T2. Impuls T2 přivedený na vstup CU čítače je čítačem započítán. Výstup hodinových impulsů T2 IO7/5 je zablokován log. členem NAND, na jehož vstupu IO11/5 je úroveň L z výstupu IO19/6 (není přítomen impuls DOTAZ). Ve fázích D, F, J je výstup IO11/5 na úrovni H (trvání impulsu DOTAZ) a hodinový impuls T2 prochází výstupy IO11/6 a IO16/11 a vytváří na vstupu IO16/4 impuls LC. Na vstup $\overline{L}$ čítače prochází pouze za předpokladu přítomnosti požadavku vyslání tečky nebo čárky, vyjádřeném úrovní H na vstupu IO16/5.

Impuls DOTAZ je vytvářen pomocí třívstupového hradla NAND, které je opět ve funkci logického součtu. Jednotlivé fáze na výstupech dekodérů mají aktivní úroveň L (viz pravdivostní tabulka obvodu MH7442). Dekadické vyjádření stavu čítače je uvedeno uvnitř schematických značek dekodérů.

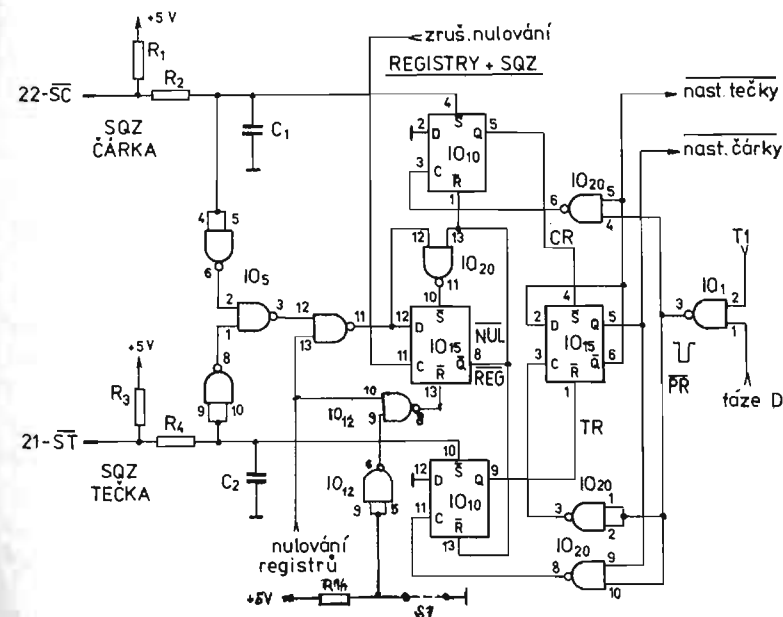
Ve funkci logického součtu je zapojen i další log. člen NAND. Na jeho vstupy jsou přivedeny stavy čítače 11 a 13, tedy fáze A a C. Výstup IO19/12 je připojen na hodinový vstup klopného obvodu typu D. Začátkem jedné nebo druhé fáze je klopný obvod nástupnou hranou impulsu přiveden do aktivního stavu. Jeho nulování je zajištěno vstupem $\overline{R}$ ve fázi D.

Fáze klíče A až E odpovídají nejvyšším stavům 11 až 15 binárního čítače MH74193. Dekodér MH7442 má jen deset výstupů a dokáže z BCD kódu dekódovat pouze stejný počet stavů. Na výstupu invertoru IO16/3 je negace výstupu Q_0 čítače IO17, tedy bitu BCD kódu s nejvyšší váhou. Negovaný bit váhy 8 je přiveden na vstup D dekodéru IO18. Negace zabezpečuje dekódování stavů 8, 9 až 0,1. Bez použití prvních tří výstupů jsou na IO18 k dispozici fáze A až G.

Asynchronní vstupní obvody

Prvořadým úkolem uvedených obvodů jsou nesynchronně zadané požadavky na vyslání čárky nebo tečky operátorem uložit do registrů. Potom jsou ve vhodný okamžik, určený činností synchronní části klíče, předány na vstupy základního čítače. Dalším úkolem obvodů je

na základě časového rozložení sepnutí kontaktů pastičky rozlišit, o jaký druh klíčování se u operátora jedná. Na základě rozlišení jsou vstupní registry buď ponechány vlastní činností řízené impulsy předvolby, nebo jsou na určitou dobu nulovány. Činnost vstupních obvodů bude vysvětlena na základě schématu na obr. 6.23.



Obr. 6.23. Vstupní registry a skvízové obvody

Vstupní registr čárky IO10a i vstupní registr tečky IO10b jsou realizovány shodným zapojením klopných obvodů typu D. Ve stopstavu klíče mají výstupy obou registrů IO10a/5 a IO10b/9 úroveň L. Impulsy CR a TR jsou aktivní při úrovni H.

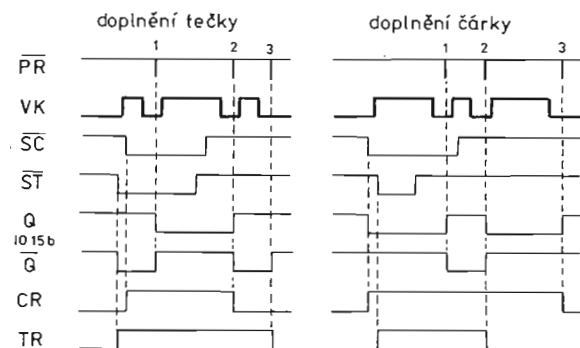
Logické úrovně L na obou asynchronních vstupech klopného obvodu IO15b (rovněž typu D) způsobují současný výskyt úrovně H na jeho výstupech Q i $\overline{Q}$.

Při ovládání klíče jednopákovou pastičkou nemůže nastat současné sepnutí obou kontaktů pastičky přivedených na vstupy $\overline{SC}$ a $\overline{ST}$. Při

postupném sepnutí obou kontaktů je nejprve nastaven např. registr čárky a poté registr tečky. První je aktivován impuls CR, který úrovní H uvolní nastavovací vstup $\overline{S}$ klopného obvodu IO15b. Klopný obvod je tedy nulován přítomností úrovně L impulsu TR na nulovacím vstupu $\overline{R}$. Důsledkem již vyjádřeného stavu klopného obvodu IO15b je úroveň L na výstupu Q . Synchronní část klíče obdrží informaci požadavku vyslání čárky. Následná změna stavu registru tečky a aktivování impulsu TR nemůže již stav klopného obvodu IO15b ovlivnit. Úroveň L na výstupu Q zároveň blokuje přenos impulsu předvolby $\overline{PR}$ (obr. 6.18) na výstup logického členu NAND IO20/8. Přenos impulsu $\overline{PR}$ je však možný na výstup IO20/6.

Koncem fáze D vynuluje impuls $\overline{PR}$ registr čárky pomocí hodinového vstupu IO10a/3 a úrovně L na vstupu D . Impuls CR se dostane opět na úroveň L a tak na začátku trvání hodinového impulsu T1 dojde k překlopení obvodu IO15b. Tím je ještě před příchodem impulsu LC připraven na vstupu čítače požadavek na vyslání tečky. Po jejím vyslání a přechodu klíče do fáze D je na konci této fáze nulován impulsem $\overline{PR}$ i registr tečky.

Poněkud odlišná je činnost klopného obvodu IO15b při obou druhách skvízového klíčování. Od jistého okamžiku jsou trvale aktivní oba impulsy CR a TR. Protože je obvod IO15b zapojen jako dělič dvěma, dochází k jeho překlápění také příchodem impulsu $\overline{PR}$ na hodinový vstup C . Funkci zapojení může poněkud přiblížit i obr. 6.24,



Obr. 6.24. Doplňkové klíčování

kde jsou uvedeny průběhy impulsů vstupních obvodů při doplňkovém klíčování.

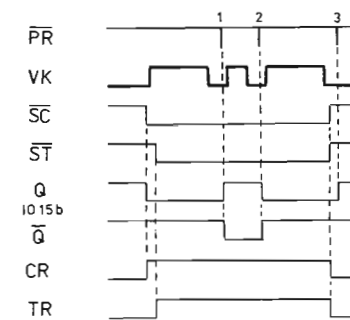
Průběhy $\overline{SC}$ a $\overline{ST}$ vyjadřují úrovní L dobu sepnutí kontaktu čárek, resp. teček. Impulsy CR a TR vyjadřují stavy vstupních registrů čárky a tečky. Z průběhů vyjadřujících princip doplňující tečky je patrné, že k prvnímu překlopení (nikoliv nastavení) obvodu IO15b došlo prostřednictvím hodinového vstupu a prvního impulsu $\overline{PR}$. Důvodem byl ještě trvajících společný stisk obou pák, k jejichž uvolnění došlo až v průběhu vysílání čárky. Registr čárky je nulován až druhým impulsem $\overline{PR}$. Navolen ještě zůstává registr tečky a proto klíč vysílaný znak doplní tečkou. Teprve třetí impuls vynuluje registr tečky.

Analogická situace nastává i v druhém případě doplnění čárky.

Pro reálné klíčování a spolupráci s pamětí jsou vstupní obvody klíče vybaveny obvody pro nulování registrů (IO5, IO12, IO15a).

Na výstupu IO5/3 je přítomna úroveň L v případě, že došlo k současnému stisku obou pák. Při ovládání klíče pastičkou je signál $\overline{NR}$ na úrovni H . Úroveň L na vstupu IO5/12 je invertována a úroveň H , přivedená na vstup IO20/12 logického členu NAND (ve funkci součinu), způsobí na jeho výstupu úroveň L . Ta je přivedena na vstup $\overline{S}$ klopného obvodu IO15a. Klopný obvod je asynchronním vstupem SET nastaven a úroveň L výstupu $\overline{Q}$ vynuluje vstupní registry. Činnost obvodu je zobrazena průběhy na obr. 6.25 při reálném klíčování, které uvedené nulování registrů používá.

Signálem $\overline{NR}$ jsou jeho aktivní úrovní L registry nulovány trvale. Zrušení nulování registrů nastává příchodem signálu LC na hodinový



Obr. 6.25. Reálné klíčování

vstup obvodu IO15a. Tedy vždy po ukončení znakové mezery, po předchozím zrušení signálu $\overline{NR}$ a za nepřítomnosti současného stisku obou pák.

Zapojená spojka S1 zabrání nulování registrů pomocí současného stisku pák a umožní použití doplňkového klíčování. Signál $\overline{NR}$ je nadřazený a vstupní registry nuluje vždy.

Celkové zapojení klíče

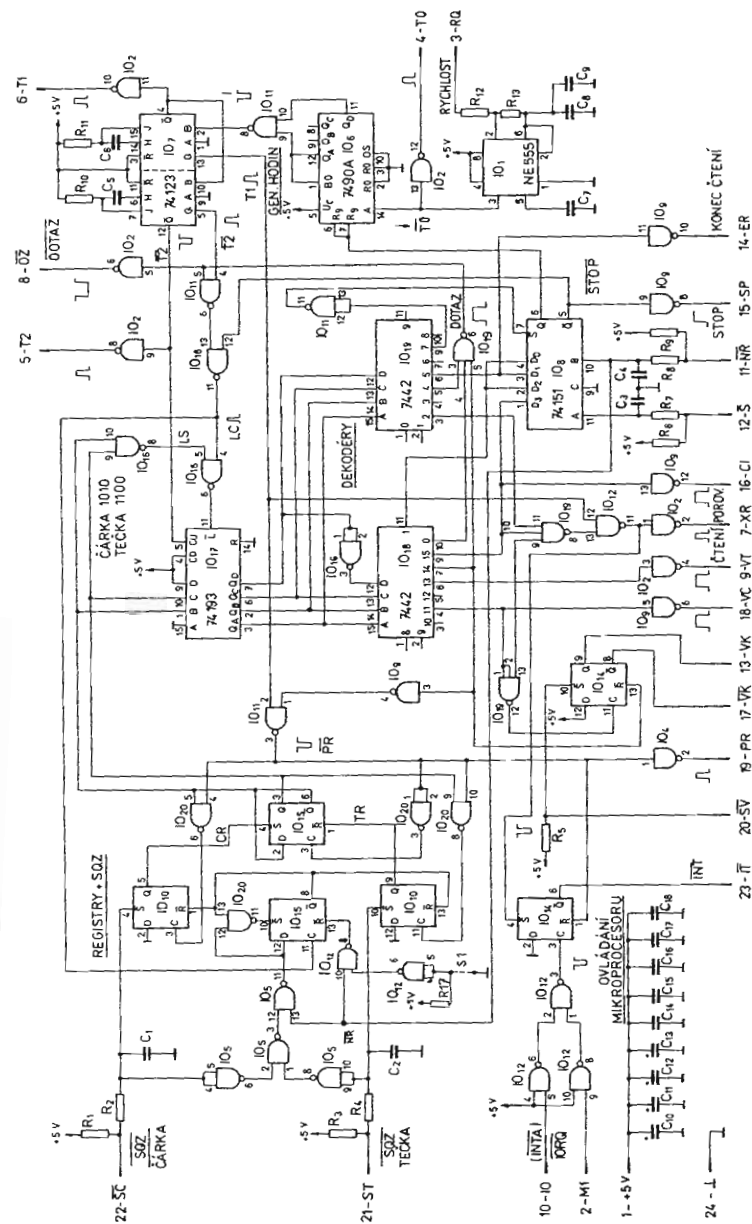
V celkovém zapojení klíče na obr. 6.26 jsou obě části – synchronní a asynchronní – doplněny dalšími obvody. Ve většině případů se jedná o inventory, které zabezpečují výstupní logický zisk 10 některých impulsů generovaných klíčem. Ty jsou pak použity pro řízení spolupracujících obvodů a zařízení.

Zápis do paměti je řízen hodinovými impulsy T0, T1 a impulsem dotazu DZ. Data určená pro zápis do paměti jsou přítomna na výstupech VC a VT ve dvoubitovém kódu KTK.

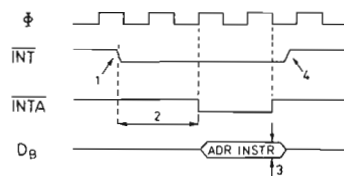
Čtení z paměti je ovládáno impulsy T0, XR a ER. Data z paměti jsou v uvedeném kódu přímo vedena na vstupy $\overline{SC}$ a $\overline{ST}$ klíče. Při vysílání dat z paměti klíče, resp. mikroprocesoru nebo počítače, je nutné aktivovat signál $\overline{NR}$ úrovní L. Signál $\overline{NR}$ trvale nuluje vstupní registry a volí klíč do režimu automatického vytváření všech tří typů mezer.

Výstup invertoru IO11/11 je zapojen na vstup S volby čipu multiplexeru IO8, kam přivádí negovaný výstup dekodéru fáze M . Při určité kombinaci ovládání vstupů klíče $\bar{S}$ (space) a $\bar{NR}$ (vstupy adres multiplexeru IO8) by mohlo dojít k čtení základního čítače přes stav 6, resp. fázi L . Proto je ve fázi M vyvolán stopstav klíče. Do běžného rozsahu čtení je klíč uveden prvním asynchronním nastavením. Z hlediska obsluhy klíče není možné uvedený stav zjistit.

Podstatnou součástí zapojení klíče jsou i RC členy „ošetřující“ všechny vstupy. Odpor $R = 100 \, \Omega$ a kondenzátor $C = 1 \, \text{nF}$ jsou zapojeny jako integrační členek a zamezují průchod krátkých nežádoucích impulsů. Pomocí dalšího odporu zapojeného k napájecímu napětí je definována logická úroveň H otevřených vstupů. Velikost odporu je mimo jiné závislá na počtu připojených vstupů.



Obr. 6.26. Elektronický klíč KTK 773



Obr. 6.27. Činnost mikroprocesoru v režimu přerušení

Impuls přerušení

Impuls INT je generován klopným obvodem IO14a. Činnost mikroprocesoru v režimu přerušení a časový vztah signálů INT, INTA a hodinových impulsů jsou patrné z obr. 6.27. Číslice 1 označuje okamžik příchodu impulsu $\overline{XR}$, kterým je definován začátek impulsu $\overline{INT}$ a tím požadavek klíče na obsluhu mikroprocesorem. Klíč žádá vstupní datovou informaci pro svou další činnost. Přijetí požadavku mikroprocesorem je u řady 8080 potvrzeno vysláním impulsu $\overline{INTA}$. Časová odlehlost 2 čel obou impulsů je způsobena činností procesoru, který dokončuje stávající instrukci. V čase 3 procesor čte adresu instrukce a ukončí impuls $\overline{INTA}$. Pro činnost klíče je využit RESTART RST 7. V místě 4 může již končit signál $\overline{INT}$. Nástupnou hranou impulsu $\overline{INTA}$ přivedenou přes výstup IO12/3 na hodinový vstup klopného obvodu je impuls $\overline{INT}$ ukončen.

Časová odlehlost impulsů XR a LC zabezpečuje dostatečný časový úsek pro činnost mikroprocesoru. Impuls PR přivedený na nulovací vstup $\overline{R}$ klopného obvodu IO14a zajišťuje počáteční nulování po zapnutí klíče.

Pro použití klíče v součinnosti s minipočítačem ZX-81 a odvozenými typy je určen vstup M1 na vývodu 2K1 konektoru. Následujícím logickým členem NAND je vykonán součin impulsů IORQ a M1. Součinem je nahrazen impuls $\overline{INTA}$. Není-li vstup M1 použit a je zároveň požadována spolupráce klíče s počítačem, musí být na vývod 2K1 konektoru přivedeno napájecí napětí +5V.

Konstrukční řešení

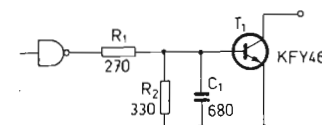
Vzhledem k předpokládanému univerzálnímu použití klíče jako základní jednotky není na desce plošného spoje zapojen ani příposlechový oscilátor a ani výstupní klíčovací obvod. Tato skutečnost umožňuje větší variabilitu klíče při použití v různých zařízeních.

Klíč je navržen na plošném spoji s rozměry „malé evropské karty“ 100 × 160 mm. Deska je osazena dvojicí 12-pólových nepřímých řadových konektorů WK 46205.

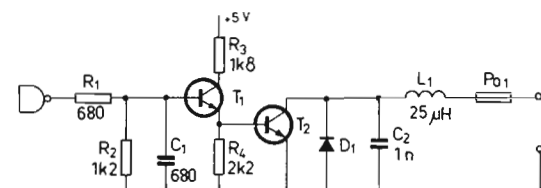
Výstupní obvody

TTL výstupy klíče VK a $\overline{VK}$ dovolují připojení různých výstupních obvodů. Lze použít i některý z uvedených na obr. 6.28, 6.29 a 6.30. Naznačený výstup klíče výstupem logického členu NAND je rovnocenný výstupu VK. ($\overline{VK}$ nese negovanou informaci výstupu pro další aplikace.)

Na obr. 6.28 je uveden jednoduchý výstupní klíčovací obvod. Hodnoty odporů $R_1 = 270 \Omega$ a $R_2 = 330 \Omega$ lze považovat za minimální použitelné. Další snižování hodnoty je sice příznivé pro nízkou impedanci obvodu báze výstupního tranzistoru, ale nepřijatelné pro zatížení výstupu integrovaného obvodu. Naopak kapacitu $C_1 = 680 \text{ pF}$ lze považovat za maximální použitelnou. Zvětšením hodnoty nad tuto mez dochází k nepříznivému ovlivnění tvaru vysílaných značek.

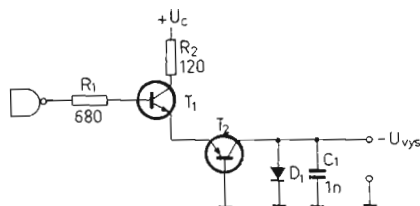


Obr. 6.28. Výstupní klíčovací obvod



Obr. 6.29. Výstupní klíčovací obvod II.

Výstupní klíčovací obvod II z obr. 6.29 splňuje vyšší nároky na proudové i napěťové zatížení a odolnost proti rušení polem VF.



Obr. 6.30. Výstupní klíčovací obvod pro záporná napětí

Výstupní obvod pro záporná klíčovací napětí na obr. 6.30 představuje méně známé zapojení výstupních obvodů.

Řešení výstupních obvodů zasluhuje z hlediska odolnosti elektronických klíčů proti rušení polem VF značnou pozornost. Maximum rušení přichází do klíče právě zmíněným obvodem.

Odběr klíče z napájecího zdroje +5 V činí v průměru 290 mA. Zmenšení odběru lze dosáhnout osazením klíče integrovanými obvody typu LS. Nejvýhodnější z hlediska odběru je použití integrovaných obvodů CMOS, ale ty nebyly v době posledních úprav klíče na našem trhu k dispozici. Jejich použití znamená změnu desky plošného spoje.

Použití jednotky ZJK-3 (KTK 773) jako samostatného klíče

Na špičku 22 konektoru K1 (SQZ čárka) připojíme kontakt čárek pastičky a na špičku 21K1 (SQZ tečka) kontakt teček. Třetí vývod pastičky spojíme s kontaktem 24K1 klíče. Zdroj 5 V přivedeme na špičky 1K1 (+5 V) a 24K1 (nulový potenciál). Modifikovaný nebo původní obvod třístupňové regulace rychlosti obr. 6.21 zapojíme mezi zdroj +5 V a špičku konektoru 3K1 (RQ). Na špičku 13K1 připojíme odpor R_1 výstupního klíčovacího obvodu (obr. 6.28). Tranzistor T_1 svým kolektorem klíčuje vysílač, případně NF generátor. Analogicky můžeme použít i jiný typ výstupního klíčovacího obvodu.

Mezi vývod 12K1 a 24K1 lze zapojit aretovaný jednopólový spínač. Jeho sepnutím se navolí režim vysílání se znakovou mezerou.

Případně mezi kontakty 20K1 a 24K1 zapojíme letmé (nearetované) tlačítko. Po jeho krátkém stisku a následovném uvolnění je výstupní obvod trvale zaklíčován. K jeho vypnutí dojde po krátkém stisku páky pastičky na stranu teček nebo čárek. Všechny ostatní vývody zůstanou pro tento případ aplikace nezapojeny.

Tab. 6.12. Soupis součástek pro desku ZJK-3 (základní jednotka klíče)

Odporů:

R_1	TR191	1K8/K	R_{10}	TR191	8K2/J
R_2	TR191	100R/K	R_{11}	TR191	6K2/J
R_3	TR191	1K8/K	R_{12}	TR161	560R/F
R_4	TR191	100R/K	R_{13}	TR161	560R/F
R_5	TR191	1K5/K	R_{14}	TR191	6K8/K
R_6	TR191	2K2/K	R_{15}	TR191	100R/K
R_7	TR191	100R/K	R_{16}	TR191	100R/K
R_8	TR191	100R/K	R_{17}	TR191	100R/K
R_9	TR191	1K8/K	R_{18}	TR191	100R/K

Kondenzátory:

$C_1 \div C_4$	TK 724	1n/M
C_5	WK 714 13	330p/J
C_6	WK 714 13	270p/J
C_7	TK 744	10n/S
C_8	TC 215	220n/K
C_9	TC 215	100n/K
C_{10}, C_{11}	TK 794	470p/K
C_{12}	TK 724	1p/M
$C_{13} \div C_{18}$	TK 782	68n/Z
$C_{19} \div C_{22}$	TE 981	50M - PVC

Integrované obvody:

IO 1	NE555	IO 12	MH7400
IO 2	MH7404	IO 13	MH7442
IO 5	MH7400	IO 14	MH7474
IO 6	MH7490A	IO 15	MH7474
IO 7	UCY74123	IO 16	MH7400
IO 8	MH74151	IO 17	MH74193
IO 9	MH7404	IO 18	MH7442
IO 10	MH7474	IO 19	MH7410
IO 11	MH7400	IO 20	MH7400

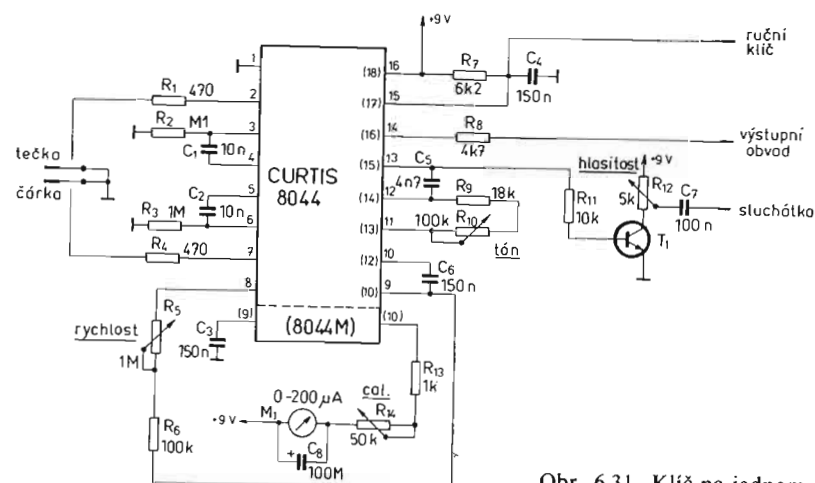
objímka DIL 2 × 7	12 ks
objímka DIL 2 × 8	5 ks
objímka DIL 2 × 4	1 ks

konektor WK 462 05	2 ks
příchytka WA 648 56	1 ks
nýt dutý 3 × 12	3 ks

Klíč na jednom čipu

Již řadu let vyrábí firma CURTIS elektronický klíč integrovaný do jediného pouzdra s označením 8044. Čtyři varianty obvodu představují dvě základní modifikace klíče. Úpravy se v prvním případě týkají vstupních obvodů. Pod označením 8044 a 8044M jsou vyráběny klíče určené pro reálné klíčování a zbylé dva s označením 8044B a 8044BM pro doplňkové klíčování.

Druhá modifikace se týká vybavení klíče indikací rychlosti klíčování. Obvody označené písmenem M indikaci umožňují a pouzdro obsahuje 18 vývodů. Obvody bez možnosti indikace rychlosti jsou v pouzdře se 16 vývody. Všechna čtyři provedení jsou zcela kompatibilní. Společné zapojení je na obr. 6.31.



Obr. 6.31. Klíč na jednom čipu

Literatura

- [1] Siemens – Digitale Schaltungen. Katalog 1976/1977.
- [2] Stach, J. a kol.: Československé integrované obvody. Praha, SNTL 1975.
- [3] Sobotka, Z.: Kurs číslicové techniky. Praha, SNTL 1974.
- [4] AEG Telefunken – Kleinleistungstransistoren. Katalog 1980.
- [5] Linhart, E. a kol.: Pozemní pohyblivé radiokomunikační služby. Praha, NADAS 1982.
- [6] Radioamatérský provoz. Praha, Naše vojsko 1973. 3. dopl. vyd.
- [7] Amatérské rádio. 1978, č. 2, řada A.
- [8] Ham Radio. 1979 Apr.
- [9] CQ Ham Radio. 1981 May, July, Aug.

MIKROPOČÍTAČ V PROVOZU AMATÉRSKÉ RADIOSTANICE

Jedna z mnoha možných radioamatérských aplikací mikropočítačové techniky je v řízení rádiové vysílací a přijímací stanice (dále jen STN) včetně převodů kódů používaných mezinárodních telegrafních abeced. Je více důvodů, proč takovou aplikaci považujeme za základní. Radioamatéři, kteří se zúčastňují mezinárodních soutěží a závodů, prověřili skutečnost, že pro některé druhy provozu může mít mikroprogramové řízení rozhodující význam pro dosažení úspěchu v mezinárodní konkurenci vybavené mikropočítačovou technikou. Spojení mikropočítače s rádiovou stanicí však umožňuje i zkvalitnění a zrychlení normálního dálnopisného, případně i telegrafického provozu.

Dříve než čtenář započne se studiem této kapitoly, doporučuji přečtení statě „Komentář k vybraným výrazům a zkratkám v oboru mikropočítačové techniky“ na konci textové části kapitoly. Přečtení alespoň některých článků a návodů [4], [5], [6], [7] spolu se základními praktickými zkušenostmi s dostupnými integrovanými obvody TTL, považuje autor za vhodnou přípravu pro zvládnutí problematiky stavby a programování mikropočítačů (dále MP).

V letech 1980 až 1985 se u našich radioamatérů objevují první osobní MP, převážně tzv. jednodeskové, programovatelné v hexadecimálním kódu a s různými typy mikroprocesorů. V klubech jsou k dispozici i školní (nebo tzv. kufříkové) MP, ale současně několik našich výrobců uvedlo na trh první MP systémy, které svou skladbou pro amatérské účely vyhovují. Českoslovenští výrobci se orientují převážně na mikroprocesor typu MHB8080 doplněný řadou pomocných obvodů naší i cizí produkce, neboť uvedené prvky jsou jim doporučovány v tzv. perspektivní řadě elektronických součástek pro průmyslovou výrobu. Technicky zaměření radioamatéři ve snaze překlenout počáteční materiálové nedostatky a potíže a zkrátit dobu čekání na cenově dostupné mikroelektronické součástky na našem trhu, získali

pro své experimentování a vlastní konstrukce MP alespoň „klíčové“ součástky příležitostným, nekoordinovaným dovozem ze zahraničí. Technická diverzifikace amatérských mikropočítačových systémů u nás tím však dosáhla takového stupně, že je dosti obtížné najít vhodnou alternativu technického řešení styku STN a MP, která vyhoví co největšímu počtu radioamatérů. Zvolené konstrukční a obvodové řešení podmínku univerzálnosti musí splňovat a navíc musí umožnit čtenáři dopracovat obvod rozhraní STN – MP v technické i programové části podle vlastních představ nebo podmínek. Dříve než radioamatér přistoupí ke stavbě popisovaného zařízení, musí se nutně seznámit se základy číslicové a mikropočítačové techniky. Nejjistější zárukou úspěšného dokončení projektu je však znalost programování, umění samostatně tvořit programy podle vývojových diagramů, a to ve strojovém kódu alespoň svého mikropočítače.

Zapojením MP do radiokomunikačního řetězce získáme tyto možnosti:

- ovládat STN (Rx – Tx) z klávesnice MP;
- vyhradit v MP paměťové bloky RAM pro zápis a opakovatelný výpis předem připraveného textu, např. všeobecné výzvy, popisu zařízení stanice, nebo programově ovladatelných vzkazů. Obdobně lze vyhradit bloky RAM pro zápis přijímaných textů;
- zajistit dálnopisný i telegrafní provoz STN;
- naprogramovat vedení soutěžního nebo průběžného deníku STN;
- příjem signálů RTTY vyšších rychlostí než dovolují mechanické dálnopisy;
- řídit syntezátor kmítotu STN;
- programově řídit příslušenství stanice, např. antény;
- využít MP pro zpracování dat v nekonvenčních provozech, např. SSTV nebo pro experimentování s novými druhy provozů, např. s provozem AMTOR.

Všechny uvedené a ještě řadu dalších řídicích a datazpracujících úkonů může MP plnit, má-li odpovídající program.

Programovému vybavení na úrovni vyššího programovacího jazyka – zpravidla jazyka BASIC – je v radioamatérské literatuře věnována značná pozornost. Naši radioamatéři tudíž mohou ze zahraničních

pramenů čerpat inspiraci, neboť úpravy programů z různých verzí jazyka BASIC, i když bývají nutné, nejsou obtížné. Zcela jiná a méně potěšitelná je situace ve zveřejňování programů psaných ve strojových kódech mikroprocesorů. Sporadicky a s klesající četností jsou publikovány programy ve strojových kódech nejznámějších mikroprocesorů Z80, R6500, M6800, 8080. Různorodost těchto technických prostředků však značně zužuje okruh čtenářů, pro které má zveřejněný program praktický význam. Převod programů ze strojového kódu jednoho typu mikroprocesoru do strojového kódu jiného typu vyžaduje totiž znalost programování v obou strojových kódech, a to již není přáno každému. K jazykovému zmatení ještě přistupuje okolnost, že v různých zemích jsou různé mikroprocesory různě dostupné a různě drahé, např. podle toho, zda se jedná o domácí produkci nebo dovoz. Popsaná situace je jedním z důvodů, proč amatéři s oblibou programují ve vyšším programovacím jazyku; bez znalosti strojového kódu svého MP se však neobejdeme ani při realizaci našeho projektu.

Můžeme předpokládat, že každý amatér bude k problematice přistupovat jinak, podle svých možností a zaměření. Při realizaci amatérských zařízení z oblasti mikropočítačové techniky a jejího programového vybavení můžeme postupovat různě:

- bude-li amatér při stavbě zařízení plně respektovat technické a obvodové řešení, se kterým je nedílně svázán i příslušný program, neměly by při oživování nastat potíže. Metodu dokonale reprezentují různé stavebnice, které jsou pro mnohé amatéry přijatelným kompromisem mezi nepříliš vysokou technickou seberealizací a relativně snadným a rychlým pořízením dokonale funkčního zařízení;

- má-li amatér možnost vyvíjet a ověřovat programy pro daný typ mikroprocesoru na dokonalejším (tzv. vývojovém) MP systému, může si dovolit provést i zásadní koncepční technické i programové úpravy v podkladech pro stavbu zařízení a vytvořit tak zařízení podle svých potřeb a představ. Tímto způsobem postupoval autor této kapitoly při využití námětu podle [1];

- při použití jiného typu mikroprocesoru je možné (ve většině případů) převzít jenom způsob řešení přejímaného programu podle vývojového diagramu.

Je na místě čtenáře upozornit, že práce vynaložená při programová-

ní ve strojovém kódu je mnohonásobně náročnější hlavně na čas než práce konstrukční. Nicméně – k „oživení“ zařízení vede pouze dobrý program.

Technické řešení

Je zřejmé, že všechny v úvodu uvedené aplikace nelze zvládnout na jednou. Naštěstí většina MP je postavena na principu modularity v technické i programové části a právě tato skutečnost umožňuje budovat funkční spojení STN – MP po etapách.

Je tudíž na místě pohlížet na náš projekt jako na otevřený, možno říci, že má dlouhodobě experimentální charakter. Jelikož většina MP systémů má vyvedenou sběrnici dat, adres i řídicích signálů, můžeme k ní postupně připojovat i další jednotky styku STN – MP s příslušnými programovými moduly. V rámci možností kapitoly projekt otevřeme uvedením úplného technického popisu obvodu styku STN – MP, popisem techniky programování hlavního obvodového prvku, vývojovým diagramem programu, výpisem tohoto programu v jazyce ASSEMBLER mikroprocesoru M6800, pro který byl program vytvořen. Z dříve uvedeného přehledu aplikací je danými prostředky vyřešen radiodálnopisný provoz s automatickým nebo ručním zaváděním číslíkových a písmenových změn, ovládání některých provozních funkcí STN programově nebo ručně z klávesnice MP, automatické dávání nebo opakování dvou předem připravených textů uložených v paměti MP.

Názorněji vynikne budoucí „provozní styl“ STN z přehledu funkcí a provozních povelů, které vydáváme z klávesnice MP pro ovládání STN:

CTRL „R“ přechod na příjem

CTRL „E“ přechod na vysílání

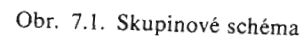
CTRL „T“ zápis textu A do paměti RAM MP (např. CQ)

CTRL „W“ výpis textu A – jednorázově nebo opakovaně

CTRL „P“ zápis textu B do RAM (např. popis zařízení)

CTRL „U“ výpis textu B – jednorázově

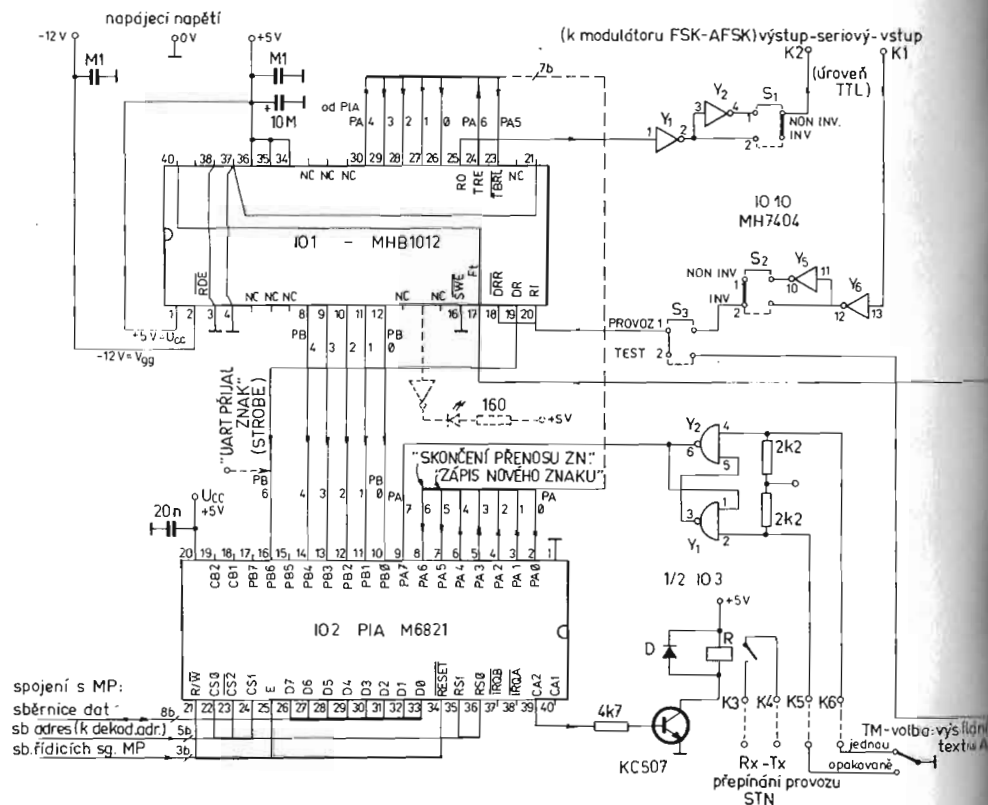
Obecný popis řešení dekodérů adres zapadá do oblasti konstrukčního a koncepčního řešení mikropočítače, proto v popisu není uveden. Řada odborných publikací z oboru mikropočítačové techniky poskytuje dostatek podkladů pro individuální návrh – ne příliš náročných – obvodů dekodujících adresy periférií nebo paměťových bloků



umístěných v rozsahu paměti MP. Nejčastěji se jedná o logické struktury složené z hradel a převodníků kódu BCD na kód 1 ze šestnácti. Obvod dekodéru adres může být funkčně svázán i s obvodem řízených

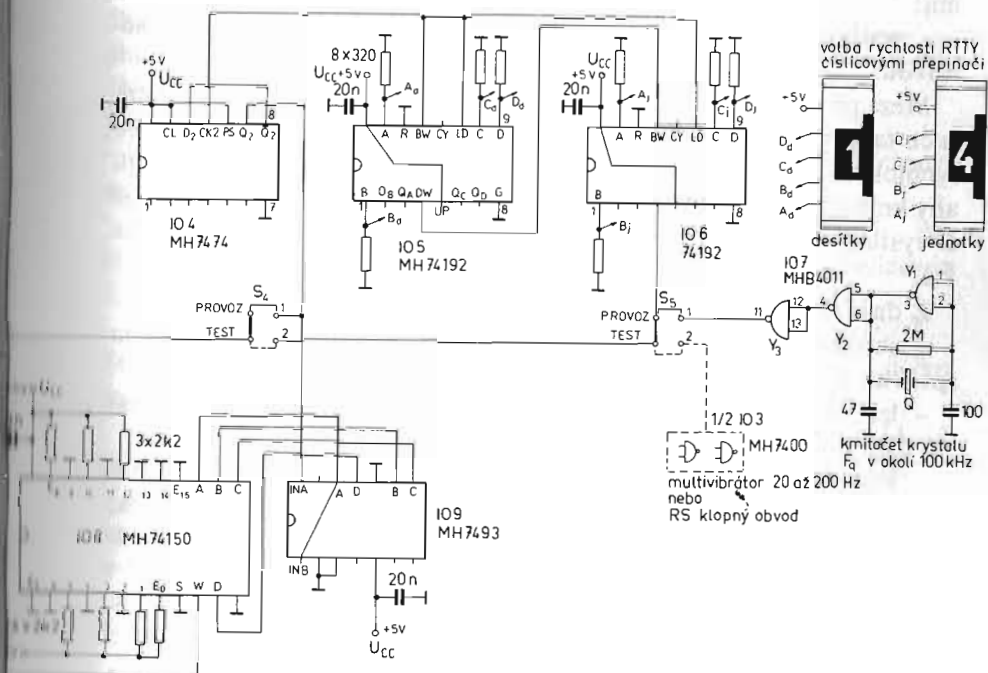
budičů sběrnice. Jednoduché dekódovací obvody umožňující umístění adres po skocích např. 2 KB nejsou však výhodné pro menší MP systémy hlavně proto, že není ekonomické obětovat 2 KB z rozsahu paměti pro 4 bity adres PIA. Dekodér adres a budiče sběrnice jsou ovšem z konstrukčního a funkčního hlediska nutné obvody pro správnou činnost obvodu M6821; není-li jimi MP již vybaven, v technickém řešení se budou lišit podle koncepce MP a použitého mikroprocesoru.

Detailní obvodové řešení zařízení pro styk MP se STN je zřejmé ze zapojení na obr. 7.2, ve kterém jistě překvapí technická jednoduchost



Obr. 7.2. Celkové elektrické schéma

potvrzující skutečnost, že náročnost spočívá spíše v programové části. Proporce mezi technickou a programovou náročností projektu se ovšem stanovují s ohledem na podmínky. Uvažme, že zkušený programátor by snadno popisované zařízení ještě technicky zjednodušil vypuštěním UART, generátoru Ft a povelového RS obvodu. Zajisté, že takový přístup by byl účelný a snad i optimální v případě sériově vyráběného zařízení, neboť přírůstek ceny paměťových polovodičových prvků v MP je nižší než cena přídatných obvodů uvedených dříve. Na samém počátku využívání mikropočítačové techniky v radioa-



matéřské STN však zvolíme raději takový přístup k řešení, ve kterém jsou technické a programové nároky kompromisně vyváženy.

Pro úplnost technického popisu je dále podrobněji vysvětlena funkce, technické řešení a způsob programování hlavních částí obvodu styku MP-STN.

Popis funkce integrovaného obvodu UART

UART má dvě, takřka úplně nezávislé části:

- přijímací část, ve které se převádějí sériové kódy na paralelní formu;
- vysílací část, v níž se převádí paralelní forma kódů na formu sériovou.

Mezi přijímací a vysílací částí není uvnitř IO zavedena synchronizace taktovacích impulsů, takže obě části mohou pracovat různými rychlostmi. Pro správnou funkci obvodu UART je nutné zabezpečit, aby kmitočet taktovacích impulsů byl $16\times$ vyšší ($\pm 4\%$) než přijímací či vysílací přenosová rychlost a aby střída taktovacího kmitočtu byla 1:1.

Z dalších vlastností prvku UART:

- samostatně zavede bit START a jeden nebo dva bity STOP na správné místo ve znaku a v pravý čas;
- lze volit délku informační části znaků od 5 bitů (např. dálnopis) do 8 bitů (jiné kódy pro přenos informací);
- vytváří kontrolní paritní impuls, který může být připojen ke znaku ve funkci kontrolního bitu, čímž se zvýší spolehlivost přenosu;
- vytváří řadu řídicích signálů pro programové ovládání periferního zařízení v tzv. dialogovém režimu s MP;
- vytváří řadu indikačních signálů informujících o kvalitě jednotlivých částí znaku.

V dalším popisu obvodu UART se částečně seznámíme s jeho strukturou. Do přijímací části UART přivádíme signály sériového kódu MTA č. 2 sériovým vstupem 20 (RI – receiver input). Na vývodech 12 až 5 (data output 1 až 8) se nacházejí signály již v paralelní formě. Uvnitř UART probíhá následující proces. Impuls START je deteko-

ván a datový registr se postupně plní datovými bity znaku. Po jeho zaplnění se uskuteční kontrola a indikace správnosti bitů START a STOP: signál na vývodu 19 (DR – data ready) indikuje, že datové bity jsou v paralelní formě na vývodech 12 až 5 k dispozici pro další zpracování v MP. Signál DR tedy plní funkci strobovacího impulsu. Vzápětí se vynuluje datový registr – před příjmem dalšího znaku – tím, že se signál STROBE přivede k vstupu 18 ($\overline{\text{DRR}}$ – data ready reset). Pro některé aplikace je signál DR nutno před aplikací na DRR invertovat a zpozdít. Signalizační a ovládací obvody jsou společně pro obě sekce:

- délka slova se řídí zavedením úrovně H nebo L na vývody 38 (WLS1) a 3 (WLS2 – Word Length Select) následovně:

5bitové slovo – WLS1 :L – WLS2 :L

6bitové slovo – :H – :L

7bitové slovo – :L – :H

8bitové slovo – :H – :H

- volba paritního impulsu se řídí na vývodu 39 (PS – Parity Select): sudý – H, lichý – L;

- potlačení paritního impulsu: při úrovni H na vývodu 35 (PI – Parity Inhibit) není paritní impuls generován a STOP impuls následuje ihned po posledním datovém impulsu;

- volba délky impulsu STOP: při úrovni H na vývodu 36 (SBS – Stop Bit Select) má impuls STOP délku dvou bitů, při úrovni L délku jednoho bitu.

Ze všech indikačních – stavových – signálů na vývodech 13, 14, 15 je využita pouze signalizace „chyba sestavy znaku“ (FE – Frame Error). Na vývodu 14 se objeví signál v úrovni H v případě závadného impulsu STOP, což je pro náš provoz RTTY zajímavá informace v případech:

- a) nesouhlasu rychlosti přijímaných znaků RTTY s nastaveným taktovacím kmitočtem Ft;

- b) inverzní polohy znaků RTTY při změně postranního pásma SSB (např. při přechodu na jiné amatérské pásmo);

- c) slabého signálu RTTY se superpozicí poruch impulsního charakteru.

Signály na vývodech 13, 14, 15 (nazývané příznaky, angl. flags) mo-

hou být potlačeny přivedením úrovně H na vývod 16 (SFD – Status Flag Disable). Funkce dalších dvou stavových signálů je následovná:

- $\overline{\text{TBRE}}$, vývod 32 (Transmitter Buffer Register Empty) má úroveň L v průběhu vysílání a stoupne na úroveň H po vyslání znaku. Indikuje, že datový registr vysílače je připraven k příjmu následujícího znaku.

- TRE, vývod 24 (Transmitter Register Empty) má úroveň H, když vysílací část UART úplně skončila přenos znaku. Úroveň H zůstává až do začátku přenosu následujícího znaku.

- TBRL, vývod 23 (Transmitter Buffer Register Load), nemá funkci příznaku. Je vstupem, na který nutno přivést signál řídicí uložení informační části vysílaného znaku v datovém registru.

Předcházející zjednodušeně formulované definice umožní lépe porozumět funkci obvodu UART a tím i celého zařízení.

Programovatelný generátor taktovacího kmitočtu

Kvalita dálnopisného signálu závisí kromě jiného i na stabilitě oscilátorů podílejících se na jeho tvorbě. Pro popisované zařízení částečně vyhoví i jednodušší zapojení s obvodem NE555, nebo se dvěma obvody UCY74121, ve kterých se přepínají členy RC určující kmitočet generátoru taktovacího kmitočtu periferního zařízení – dálnopisu. Za jednoduchost se ale platí hlavně nesymetrií ve střídě signálu v krajních rozsazích, kde poměr hodnot R, C není optimální, což není vhodné pro UART vyžadující střidu 1:1. V sortimentu některých světových výrobců IO LSI nacházíme krystalem řízený oscilátor v jednom pouzdře s řadou děliček generujících kmitočty pro přenosové rychlosti 50 Bd až 19 200 Bd. Žádný z nich však nevytváří kmitočet nutný pro přenosovou rychlost 45,45 Bd používanou v radioamatérském dálnopisném provozu. Ve [2] je návrh krystalem řízené děličky technicky sice vyhovující, ale osazené IO CMOS u nás zatím nedostupnými. Proto byl vyvinut obdobný, ale značně zjednodušený generátor z dostupných prvků, umožňující jak ruční, tak programové nastavení přenosových rychlostí od 45,45 Bd do 300 Bd. Jeho zapojení

je součástí celkového elektrického schématu na obr. 7.2; funkce IO, které tvoří generátor, je následovná:

- IO7 – MHB4011 krystalem řízený oscilátor (hradla 1,2) s oddělicím stupněm (hradlo 3).

Obvod může být nahrazen tranzistorem.

- IO5,6 – MH74192 tvoří dvě dekády děličky nastavitelné otočnými dekadickými číslicovými spínači.

- IO4 – 1/2 MH7474 klopný obvod typu D ve funkci děličky dvěma. Současně koriguje střidu výstupního kmitočtu F_t na poměr 1:1.

Ze schématu a funkce děličky je zřejmé, že je programovatelná spínači v rozsahu dělicího koeficientu K : $01 < K < 99$ a že na celkovém dělicím poměru se ještě podílí IO4 dělením dvěma, takže na jeho vstup musí být přidělen kmitočet $2F_t$. Vstupní kmitočet děličky určuje krystal v oscilátoru, a jak dále uvidíme, vyhoví řada krystalů s rezonančními kmitočty asi do 142 kHz. V zařízení byl použit náhodně získaný krystal s rezonančním kmitočtem $F_q = 95,833$ kHz, tato hodnota není tudíž závazná. Pro přenosovou rychlost N [Bd] musí být taktovací kmitočet obvodu UART F_t šestnáctkrát vyšší, $F_t = 16 N$.

Dělicí koeficient K je v našem případě pak roven

$$K = \frac{95,833}{2 F_t} = \frac{95,833}{32 N} = 2,994,78 \frac{1}{N}.$$

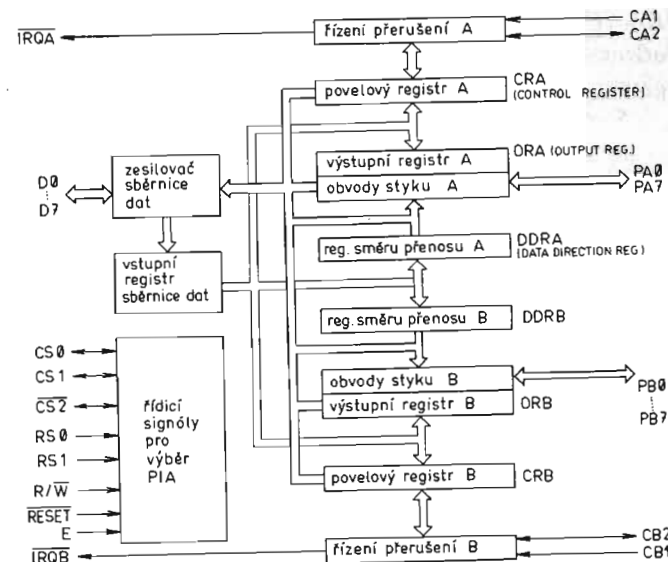
Po výpočtu musíme K zaokrouhlit na nejbližší celé číslo, vzniká rozdíl (naštěstí malý a zanedbatelný) mezi požadovanou hodnotou F_t a skutečně dosaženou hodnotou F_t , viz tabulka 7.1. (str. 493). Pro správné nastavení děličky musíme hodnotu dělicího koeficientu snížit o 1 jednotku vzhledem k binárnímu způsobu dekódování. Z uvedeného propočtu vyplývá, že podle použitého krystalu nastavujeme číslicovými spínači dělicí poměr $K-1$ příslušný pro přenosovou rychlost a polohy přepínačů pro normované přenosové rychlosti do 300 Bd vhodně označíme. O vhodnosti krystalů se přesvědčíme kontrolním výpočtem, porovnáním požadovaných a výsledných hodnot F_t zjistíme, zda chyba vnesená zaokrouhlením K není neúnosná pro požadované přenosové rychlosti. Námětů, jak funkční vlastnosti generátoru

rozšířit, se jistě najde celá řada; např. použijeme-li krystal s vyšším rezonančním kmitočtem a rozšíříme-li počet dekád děličky, můžeme získat i vyšší normované kmitočty nutné pro asynchronní sériové vstupní/výstupní obvody rychlých periferních zařízení MP.

Popis a programování obvodu PIA

Integrovaný obvod LSI typu Motorola 6821 je pravděpodobně nejrozšířenějším svého druhu, neboť pro své výhodné vlastnosti je často zapojován i do MP systémů jiných výrobců všude tam, kde je nutný rychlý a programovatelný přenos dat v paralelním módu (klávesnice, tiskárny, diskety atp.). Kromě typového označení je znám pod zkratkou PIA (Peripheral Interface Adapter). Funkčně obdobný prvek naší výroby MHB 8255, přestože je dostupnější, nepředstavuje pro popisované zařízení technicky ani programově optimální řešení a nebyl proto použit. PIA 6821 má totiž tu jedinečnou vlastnost, že kterýkoliv z jeho šestnácti kanálů, kterými spojuje MP s okolním prostředím, lze jednotlivě programovat jako vstupní nebo jako výstupní, mající navíc ochranu proti přetížení i možnost stavu vysoké výstupní impedance (tzv. třístavové výstupy). Někteří zahraniční výrobci již uvedli na trh další generaci dokonalejších přizpůsobovacích obvodů styku s periferiemi, obsahující např. časovače a RAM. I když svými vlastnostmi jsou nové prvky určeny spíše k součinnosti s jednočipovými mikropočítači, dosáhly již značného rozšíření a jejich úspěšným uvedením na trh značně poklesla i cena generačně sice staršího, ale funkčně i koncepčně dokonalého obvodu PIA 6821.

Na obr. 7.3 je uvedeno skupinové schéma PIA 6821, v němž budeme sledovat funkce jednotlivých částí a registrů integrovaného obvodu. PIA sestává ze dvou vzájemně nezávislých sekcí, každá má osm uživatelských kanálů V/V (vstup/výstup), označených PA0 až PA7 (sekce A) a PB0 až PB7 (sekce B). Kromě nich obsahuje PIA dvě dvojice řídicích V/V, označených CA1, CA2, a CB1, CB2, umožňujících přerušování programu MP například během provozu zvaného „systém výzev a odezev“ (angl. handshaking). Volba provozního režimu, funk-



Obr. 7.3. Skupinové schéma PIA 6821

Funkce signálů – význam zkratk

Signály mezi MP a obvodem PIA:

- CS0, CS1, $\overline{\text{CS2}}$: PIA je vybrána při log. úrovních: CS0 = 1, CS1 = 1, $\overline{\text{CS2}}$ = 0;
- RS1, RS0: Je-li PIA vybrána, potom čtyři kombinace těchto bitů se podílejí na adresaci šesti vnitřních registrů. PIA zabírá čtyři bity v paměti MP;
- E: signál aktivace přenosu;
- R/ $\overline{\text{W}}$: signál čtení/zápis: H = čtení, L = zápis;
- DO - D7: dvousměrná sběrnice dat. Je-li PIA vybrán, signál R/W aktivuje výstupní zesilovač nebo je uvede do stavu s vysokou výstupní impedancí;
- $\overline{\text{RESET}}$: při $\overline{\text{RESET}}$ = L se vynulují registry PIA;
- $\overline{\text{IRQA}}$, $\overline{\text{IRQB}}$: signály žádosti o přerušování programu mikropočítače.

Signály mezi obvodem PIA a periferiemi:

- PA0 - PA7, PB0 - PB7: šestnáct individuálně programovatelných vstupních nebo výstupních kanálů;
- CA1, CB1: vstupy pro signály žádosti o přerušování;
- CA2, CB2: jsou programovatelné buď jako vstupní pro signály přerušování nebo jako výstupní pro řídicí signály.

ce jednotlivých částí PIA a řízení provozu dat mezi MP a periferiemi se děje pomocí šesti vnitřních registrů:

Registr ORA, (ORB) (Output Registr A, B) slouží jako paměť pro data. Na jeho adresu se zapisují data přenášená z MP do periferie a na adrese registru lze číst data přivedená z vnějšího prostředí ke vstupům PIA.

Registr DDRA, (DDRB) (Data Direction Registr A, B). Do registru se ukládá slabika (Byte), určující směr přenosu dat pro každý kanál V/V. Např. je-li v DDRA bit b2 = 1, je kanál PA2 definován jako vstupní.

Registr CRA, (CRB) (Control Register A, B) má za úkol řídit a definovat funkce obvodu PIA. Jednotlivé bity v kontrolním bytu mají tento význam:

- b0 – ovládání CA1
- b1
- b2 – výběr registrů: L – DDRA (B), H – ORA (B)
- b3 – ovládání CA2
- b4
- b5 – programování CA2: L – vstupní, H – výstupní
- b6 – indikátor přerušení spojený s CA2 definovaným jako vstupní
- b7 – indikátor přerušení spojený s CA1

Vidíme, že v pořadí třetí bit (tj. b2) registru CRA (CRB) má důležitou funkci v programování PIA, neboť vybírá jeden ze dvou registrů: ORA nebo DDRA; ORB nebo DDRB. Mikroprocesor tudíž vstupuje do jednoho ze šesti registrů PIA podle logického stavu vstupů RS0 a RS1 (spojených s adresami A0, A1 mikroprocesoru) a podle stavu bitu b2 registru CRA (B) následovně:

RS1	RS0	b2-reg. CRA(B)	přístup k reg. PIA
0	1		CRA
0	0	0	DDRA
0	0	1	ORA
1	1		CRB
1	0	0	DDRB
1	0	1	ORB

Uvedené údaje k PIA jsou vybrány z mnohem obsáhlejšího popisu výrobce v nezbytně nutném rozsahu, postačujícím pro základní mani-

pulaci s ním. Na několika příkladech si můžeme získané poznatky ověřit a prohloubit. Zvolené umístění registrů PIA v mapě paměti MP je ve všech příkladech stejné (\$ značí hexadecimální číslo):

ADR: DDRA a ORA \$ 8004 (decimálně 32772)
 CRA \$ 8005 (decimálně 32773)
 DDRB a ORB \$ 8006 (decimálně 32774)
 CRB \$ 8007 (decimálně 32775)

Příklad 1: Inicializujeme (otevíráme) PIA tak, aby kanály PA0 až PA7 byly definovány jako vstupní a kanály PB0 až PB7 jako výstupní a přenesme obsah paměťové buňky s adresou \$ 00AA na výstupní kanály PB0 až PB7.

Pro sekci A provedeme inicializaci tak, že nejprve vynulujeme registr CRA. Víme, že je-li v registru CRA bit b2=L, můžeme vstoupit do registru DDRA. Dále vynulujeme registr DDRA a tím naprogramujeme kanály PA0 až PA7 sekce A jako vstupní.

Pro sekci B, pro kanály PB0 až PB7 postupujeme obdobně. Vynulujeme CRB, tím jeho bit b2=L a registr DDRB se stává přístupný. Na jeho adresu vložíme \$ FF, tím jsou všechny jeho bity na úrovni H a směr přenosu jeho kanálů sekce B je definován jako výstupní.

Závěrečnou fází inicializace PIA je dosažení přenosu dat přes PIA. Nejprve vložíme do některého střadače MP hexadecimální hodnotu \$ 04 (v binárním vyjádření 00000100) a tento byte uložíme na adresy registrů CRA (\$ 8005) a CRB (\$ 8007). Popsanou operací se logický stav bitů b2 uvedených registrů změnil z L na H, datové registry ORA, ORB se otevřely pro vstup a výstup dat, tzn. že na adrese \$ 8004 lze číst data přicházející do MP přes vstupní kanály PA a na adresu \$ 8005 můžeme ukládat data určená k vyslání z MP přes kanály PB.

V mnemonických instrukcích jazyka ASSEMBLER mikroprocesoru MOTOROLA M6800 (jejichž abecední seznam a význam je uveden ve výpisu programu MP-RTTY) bude program otevření PIA zapsán následovně:

CLR \$ 8005 Vynulování CRA a selekce DDRA.
 CLR \$ 8004 Vynulování DDRA, tím definice PA0–PA7 „vstupní“.
 CLR \$ 8007 Vynulování CRB a selekce DDRB.
 LDA A \$ FF Vložení \$ FF do střadače A (zkráceně ACC A).
 STA A \$ 8006 Přenos obsahu (ACC A) na ADR registru DDRB, tím definice PB0 až PB7 „výstupní“.
 LDA A \$ 04 Vložení \$ 04 do ACC A.
 STA A \$ 8005 Přenos obsahu (ACC A) na ADR registrů CRA a CRB,
 STA B \$ 8007 tím nastavení b2 na H a selekce datových registrů ORA a ORB.
 LDA A \$ AA Příkaz k přenosu bytu uloženého v paměti (M) na adrese \$ 00AA do střadače A. Zkrácený zápis: (M) → A.
 STA A \$ 8006 Přenos obsahu (ACC A) do datového reg. ORB a tím vyslání obsahu (M) na výstupní kanály PB0 až PB7.

Pro názornost a též proto, že to situace někdy vyžaduje, uděláme inicializaci PIA a programování přenosu dat mezi MP a okolím pomocí jazyka BASIC. V tomto příkladě budeme vstupní kanály označovat „P“ (přijímací) a výstupní kanály „V“ (vysílací).

Příklad 2: Provedeme inicializaci PIA v jazyce BASIC tak, že kanály obou sekcí jsou různě definovány jako vstupní nebo výstupní:

Sekce A.	Číslo kanálu	PA 7 6 5 4 3 2 1 0
	Definice kanálů	P V P P P V V P
	Odpovídající obsah	
	reg. DDRA – binárně	0 1 0 0 0 1 1 0
	– (hexadecimálně \$ 46)	
	– (decimálně 70)	
Sekce B.	Číslo kanálu	PB 7 6 5 4 3 2 1 0
	Definice kanálů	V P P P P V V V
	Odpovídající obsah	
	reg. DDRB – binárně	1 0 0 0 0 1 1 1
	– (hexadecimálně \$ 87)	
	– (decimálně 135)	

V jazyku BASIC budeme potřebovat i decimální vyjádření adres registrů, které je u předchozího zadání uvedeno v závorkách. Úkoly týkající se přenosu dat jsou formulovány v komentářích řádků 310, 410 a 510.

Programové řešení příkladu 2:

```

10 REM * INICIALIZACE KANÁLU PA0 – PA7
20 REM * KONFIGURACE PA = PVPPPVPV
30 POKE 32773,0
40 POKE 32772,70
50 POKE 32773,4
60 REM * INICIALIZACE KANÁLU PB0– PB7
70 REM * KONFIGURACE PB VPPPPVVV
80 POKE 32775,0
90 POKE 32774,135
100 POKE 32775,4

```

Komentář:

- řádky 30, 80 vynulují obsah registrů CRA a CRB, tím i druhý bit b2=0, a tím je umožněn MP přístup k registrům DDRA, DDRB,
 - řádky 40, 90 definují směr přenosu dat v jednotlivých kanálech sekce A, B (1 = výstupní „V“, 0 = vstupní „P“),
 - řádky 50, 100 vkládají do druhého bitu registrů CRA, CRB log „1“ a tím umožní přenos dat mezi MP, datovými registry ORA, ORB a periferií.
- ```

110 REM * čtení kanálů PA, přiřazení vyčtených dat proměnné X
120 LET X = PEEK 32772
210 REM * čtení kanálů PB, přiřazení vyčtených dat proměnné Y
220 LET Y = PEEK 32774

```

```

310 REM * vynulovat výstupní kanály sekcí PA, PB
320 POKE 32774,0
330 POKE 32774,0
410 REM * přenést na výstup PA1 = 1, ostatní PA = 0
420 POKE 32772,2
510 REM * přenést na výstup PA2 = 1, ostatní stavy PA bez změny
520 POKE 32772, PEEK 32772 + 4

```

*Komentář:*

- podle instrukcí v řádcích 120 a 220 se uskuteční přenos dat z okolí do MP tak, že informaci vyčtenou z datových registrů přiřadíme pomocným číslíkovým proměnným X a Y. Dalšími programovými operacemi (nejsou uvedeny) bychom mohli snadno zpracovat informace o stavech na jednotlivých přijímacích kanálech PA 0,3,4,5,7 a PB 3,4,5,6,
- instrukcemi v řádcích 320, 330, 420, 520 se uskutečňuje přenos dat z MP do okolí tak, že nastavujeme logickou úroveň L nebo H u kanálů definovaných jako výstupní. Příklady řízení stavu výstupních kanálů jsou zadány v řádcích 310, 410, 510.

Způsob inicializace PIA uvedený v příkladech a použitý v programu „TRX-RTTY“ není jediný, můžeme se setkat i s otevřením pomocí indexového registru atp. Ze strany PIA jsou všechna otevření rovnocenná, proto další způsoby nebudou uvedeny.

Příklad pro ovládání kanálu CA2 je obsažen v hlavním programu „TRX-RTTY“ v bloku 10 – KLÁVESNICE v programu R3 a E1. Do ACC A je vloženo číslo \$ 34 (binárně . . . 00110100) a obsah (ACC A) je přenesen do reg. CRA. Operací jsmc zavedli na kanál CA2 úroveň L (zapnutí Tx). Pro stav CA2 = H (zapnutí Rx) musíme do reg. CRA vložit \$ 3C (binárně 00111100).

Porovnáním binárních tvarů obou čísel zjistíme, že se liší stavem bitu b4, který je pro tento způsob ovládání CA2 rozhodující.

Popsané hlavní zásady techniky programování PIA nejsou příliš zábavnou četbou, proto byl zvolen populární způsob výkladu, doplněný příklady s komentáři. Složitější programové procedury (Handshaking, Pulse Strobe, Set-Reset), operující hlavně s kanály CA1, CA2 a CB1, CB2, nejsou uvedeny, protože v zařízení nejsou využity. Způsob dialogu mezi PIA a UART je v našem případě řešen jednodušeji, vyhodnocováním stavů kanálů PA6 a PB6 a řízením kanálu PA5.

Lze jen doporučit, aby ještě před započítím studia hlavního programu si čtenář osvojil techniku programování PIA nejenom repro-

dukci příkladů uvedených v kapitole, ale i jejich rozšířením, např. o generování kmitočtu NF na některém z kanálů PIA apod. Je rovněž účelné vyhradit si pro podobné průběžné experimentování či ověřování asi jednu stránku v paměti RAM mimo blok RAM, kde je uložen hlavní program.

---

## Oživování zařízení

---

Dříve než amatér přikročí k programové části, musí mít jistotu, že technická část zařízení je bez závad. Aby funkce zařízení mohla být alespoň částečně přezkoušena, případné chyby nalezeny a odstraněny, zapojíme IO8 a IO9 jako programovatelný generátor dvou dálnopisných znaků (např. R, Y) a do zapojení vložíme propojovací můstky (vyrobené např. z vývodů konektorů) pro volbu režimů TEST – PROVOZ. Vstupy EO až E15 IO8 (MH74150) jsou připojeny k logické úrovni „0“ nebo „1“ podle tvaru zvoleného dálnopisného znaku včetně impulsů START a STOP. V našem případě pro znaky R, Y by to měl být sled úrovní 0010101101010111. Vstupy je však nutno zapojit inverzně, tj. 1101010010101000, abychom na výstupu obdrželi dálnopisné znaky ve správném tvaru. Opět si připomeneme, že taktovací kmitočet UARTu musí být 16krát vyšší, než je rychlost přenosu v Bd. V provozu TEST proto nastavíme děličku na 08 a místo impulsů z krystalem řízeného oscilátoru přivádíme k děličce impulsy asi 20 až 200 Hz z vnějšího multivibrátoru. Při hledání příčiny nesprávné funkce obvodů UART můžeme místo multivibrátoru použít klopný obvod RS spouštěný mžikovým přepínačem. Na jeden bit dálnopisného znaku přeneseného z obvodu MH74150 do vstupního registru UART musí být vysláno 16 taktovacích impulsů z obvodu RS. Tím snadno ověříme přijímací část obvodu UART a po propojení paralelních výstupů s paralelními vstupy obvodu UART i jeho vysílací část, případně i řídicí a indikační signály.

Považujeme přístavbu improvizovaného generátoru dálnopisných znaků za „nepovinnou“, neboť přípravek potřebujeme pouze v první etapě oživování. Stavba složitějšího generátoru dálnopisných znaků

není účelná, neboť v provozu splní i tuto funkci MP mnohem efektivněji.

Logické stavy na vývodech UART a PIA sledujeme logickou sondou, nebo lépe řadou osmi paralelních sond podle [3], konstrukčně upravených. Na vstupy sond jsou připájeny vývody konektorů FRB v rozteči 2,5 mm, které zasouváme do dutinek kontrolních bodů připájených k plošnému spoji ve stejné rozteči. Současné sledování datových, stavových a řídicích signálů nám značně ulehčí práci při vývoji programu.

Samozřejmě, že jsou možné i jiné způsoby oživení zařízení, nutno ovšem respektovat dvě hlavní zásady: zkontrolovat bezvadnost použitých součástek a rozčlenit zařízení na menší celky (uzly), které se prověřují či oživují samostatně. Např. PIA může být programově prověřena v součinnosti s MP bez připojení obvodu UART.

---

## Programové řešení styku MP – STN

---

Máme-li možnost porovnat několik publikovaných způsobů programového řízení provozu RTTY pomocí MP, zjistíme, že se vzájemně liší hlavně:

- ve volbě programovacího jazyka (BASIC nebo strojový kód),
- ve způsobu převodů kódů ASCII – MTA č. 2 – ASCII,
- v množství a volbě řízených funkcí STN,
- v uspořádání programu (hlediska modularity, úspornosti atp.).

Čtenář snadno zjistí, po prvním nahlédnutí do výpisu programu TRX–RTTY, že při jeho tvorbě byla respektována zásada modularity umožňující dobrý přehled, další rozšiřování programu a usnadňující programové vazby. Program se skládá z následujících modulů:

- |               |   |                                                           |
|---------------|---|-----------------------------------------------------------|
| <i>Modul:</i> | 1 | PODPROGRAMY MONITORU (ADR. použitých podprogramů)         |
|               | 2 | DEFINICE KONSTANT PIA (ADR. registrů PIA)                 |
|               | 3 | DEFINICE KONSTANT ACIA (ADR. registrů ACIA – sériový V/V) |

- Užším studiu programu budeme funkční vývojový diagram na 4 často porovnávat s výpisem a komentáři programu TRX – neboť symboly uvedené u vybraných funkčních bloků ve vývojovém diagramu znamenají označení příslušných podprogramů. Je třeba podotknout, že je-li MP vybaven tiskárnou, řízení jejího tisku je velice pravděpodobně zabezpečeno jinými podprogramy,

[illegible]

které se musí individuálně a dodatečně do programu TRX-RTTY zařadit. Připojení mechanického dálkopisu je rovněž možné, ale před jednotku styku MP – STN, kde máme k dispozici signály RTTY na úrovni TTL (zapojení optoizolátorů není zbytečný přepych.) Program TRX-RTTY tudíž řeší pouze tzv. tichou část provozu RTTY.

Z vývojového diagramu vidíme, že sestává ze dvou hlavních částí: levá část diagramu popisuje program pro příjem a pravá program pro vysílání RTTY. Pokusíme se „čist“ vývojový diagram za pomoci stručného komentáře k provozním režimům a funkcím. Výchozím provozem je příjem RTTY (podprogram R3 modul 10), při kterém je zapojeno napájení přijímače (PIA CA2 = 0) a pod záhlavím – příjem RTTY – se na obrazovce monitoru zobrazuje přijímaný text RTTY.

V činnosti jsou podprogramy R3, S7, R5, R7, E5, E7, F6. Po skončení přenosu znaku (tj. signál „DR“ z UART přejde z úrovně H na L) se program vrací na S7 (modul 14) a čeká další znak. Na počátku podprogramu S7 je test klávesnice, aby v případě vstupu znaku ASCII přes sériový asynchronní obvod V/V (ACIA) program pokračoval větví E9 (modul 14) obsahující sérii testů. V pořadí první test v případě vstupu znaku 'CTRL E' (\$ 05) (tj. současného stisknutí kláves 'CTRL' a 'E' na klávesnici), přepne program na vysílací část začínající E1. Při druhém testu na vstup znaku 'CTRL T' (\$ 14) se na obrazovce objeví záhlaví – CQ RTTY –; musíme ještě stisknout klávesu „A“ (\$ 41) (druhá kontrola), a pak zapíšeme text „CQ . . .“, který nutně musíme ukončit znakem 'CTRL D' (\$ 04) indikujícím konec textu. Po zápisu výzvy se program vrací na S7, neprovedl-li se zápis 'CQ', program pokračuje třetím testem na vstup znaku 'CTRL W' (\$ 17). Po jeho vstupu z klávesnice do ACC A program pokračuje ve větvi D4 (modul 16), po zapnutí Tx (CA2 = 1) je čtena výzva 'CQ . . .' uložená v paměti až po byte (\$ 04). Po testu PA7 se program vrací na S7 v případě skončení výzvy. Ve čtvrtém testu, při vstupu znaku 'CTRL P' (\$ 10), se na monitoru objeví záhlaví – TEXT RTTY – a po zmáčknutí klávesy 'T' pro kontrolu, můžeme zapsat text tak dlouhý; jak jen potřebujeme a jak dovoluje kapacita RAM. Konec textu opět vyznačíme vstupem 'CTRL D', po kterém se program vrací na S7. Pátý test na vstup znaku 'CTRL X' (\$ 18), tak jako u většiny MP, je vyhrazen pro výstup z programu do zaváděcího programu tzv. MONI-

TORU. V pořadí šestý test označený ZNAK = „CR-LF-SP“ měl původní význam a záměr vnutit tyto znaky z klávesnice do textu RTTY z přijímače v případě nesouhlasu počtu ZN (znaků) v řádku přijímaného textu a zobrazovače; ve výpisu programu tento test není uveden. Poslední dva testy umožňují vnucení číslíkové („C“) nebo písmenové („L“) změny z klávesnice do přijímaného textu RTTY.

Ve výkladu vývojového diagramu pokračujeme ve vysílací části. Přepnutí na Tx se uskuteční vstupem znaku 'CTRL E' z klávesnice při testu E9. Podprogram E1 (modul 10) zobrazí záhlaví – VYSÍLÁNÍ RTTY – přepne STN z Rx na Tx (CA2 = 1), čeká na vstup znaku z klávesnice MP v podprogramu CLAV a v modulu 11 hlídá předepsaný počet 56 ZN/řádek. Tento počet znaků se zobrazuje v řádku na obrazovce monitoru a do vysílaného textu RTTY se automaticky zavádí posun řádku a návrat válce po 56. znaku. Při vstupu znaku 'CTRL U' (\$ 15) se v prvním testu podprogramu D 12 program větví na D6, D7 (modul 18), ve kterém provede výpis textu z RAM a vrací se na E1. Ve druhém testu při vstupu znaku 'CTRL R' (\$ 12) z klávesnice se přepne na Rx přechodem na podprogram R3. Je-li znak z klávesnice SP (\$ 20), C. R. (\$ 0D), L. F. (\$ 0A) se zjistí třetím testem v podprogramu S6. Uvedené znaky jsou zobrazeny a současně vyslány RTTY. V testu R4 (modul 12) se postupně porovnává znak z klávesnice se znaky vybranými z tabulky písmen. V případě shody program pokračuje testem S1, který zjistí, zda je písmenová změna nutná. V kladném případě S2 ji vytvoří a vyšle ještě před vysláním znaku nalezeného v tabulce. Program se pak vrací k podprogramu CLAV. Ne-najde-li se v testu R4 odpovídající písmenový znak a test S3 odpoví, že všechna písmena tabulky byla testována, přechází program na test R2 smyčky číselných znaků. Po nalezení odpovídajícího znaku se vytvoří a v předstihu před znakem vyšle číslíková změna, je-li nutná, a program se opět vrací k podprogramu CLAV.

Program TRX-RTTY byl ve své funkci prověřen. Jeho výpis má však hlavně ilustrativní charakter, jako realizace obecnějšího vývojového diagramu a zajímavá ukázka programování u nás méně známého mikroprocesoru M6800 a PIA 6821, které se vyrábějí v BLR.

---

## Závěr

---

Porovnáme-li skupinové schéma účelového mikropočítače COMMUNICATION COMPUTER THETA – 7000 japonské firmy TONO pro radioamatérský provoz RTTY /ASCII/CW s naším řetězcem MP-STN, dojdeme k několika poznatkům. Hlavní částí THETA-7000 je běžný mikropočítač, jeho funkční náhradou u nás může být jakýkoliv MP vybavený klávesnicí, TV zobrazovačem, mající dva řízené V/V a dostatečnou kapacitu RAM a ROM. Dalšími moduly THETA-7000 jsou modulátory a demodulátory RTTY, ASCII a CW; funkčně ekvivalentní obvody si naši amatéři běžně řeší. Kromě kompaktnosti, špičkové součástkové základny a vysoké profesionální kvality THETA-7000 se porovnávána zařízení mohou lišit pouze svými aplikačními programy. Tvůrčí přístup radioamatérů při řešení programového vybavení však může rozdíl překlenout a tím dokázat, že problém je řešitelný i v amatérských podmínkách. Řádově vyšší technická i provozní úroveň radiokomunikačního zařízení bude odměnou pro ty, kteří projekt dovedou k cíli.

---

## Komentář k vybraným výrazům a zkratkám v oboru mikropočítačové techniky

---

Většina zkratk vychází z anglického znění, které je proto uvedeno na prvním místě. Vysvětlení pojmů má informační charakter daný zaměřením příspěvku a nelze ho považovat za vyčerpávající obecnou definici. Členění stati je provedeno podle obsahu pojmů, nikoli abecedně.

### Součástková základna a konstrukční část

*Mikroprocesory Z80, R6500, M6800, 8080*

Řada nejznámějších 8-bitových mikroprocesorů se může rozdělit pro účely orientačního porovnání charakteristických znaků na dvě skupi-

ny. V první budou zařazeny Intel 8080, Zilog Z80, ve druhé pak Motorola 6800, MOS-Technology 6500. Historie vzniku těchto skupin má společné znaky. Mikroprocesor 8080 byl vzorem pro vývoj následujícího typu Z80, když skupina technicko-koncepčních pracovníků opustila Intel a založila vlastní společnost Zilog. Obdobně bývalí pracovníci Motorola dali vznik společnosti MOS-Technology, která se svou novou řadou mikroprocesorů 650X v letech 1977 až 1980 dostala na špičku v objemu výroby a prodeje v této kategorii mikroprocesorů. Jak Z80, tak i řada 650X předčí své předchůdce, ale zcela rozdílným způsobem. Z technického hlediska je Z80 odlišný od typu, 8080, např. má pouze jediné napájecí napětí, jednodušší a efektivnější řídicí signály a ke své činnosti nepotřebuje podpůrné obvody typu 8228 a 8224. Přes tyto rozdíly je plně kompatibilní programově, neboť Z80 ve svém širším instrukčním souboru obsahuje jako podmnožinu i instrukční soubor 8080. Znamená to např., že EPROM naprogramovaná pro 8080 může být použita v systému Z80. Zcela jiná je situace ve druhé skupině, kde řada mikroprocesorů 650X je k typu M 6800 technicky mnohem blíže než programově, což mj. znamená absolutní zaměnitelnost všech pomocných obvodů obou typů. Přestože instrukční soubory mají oba typy podobné, nejsou programově kompatibilní, neboť řada 650X má více způsobů programování a jiný způsob práce se stavovým a indexovým registrem. Přes nespornou technickou progresivitu typů Z80 a 6500 zůstanou typy 8080 a M6800 představiteli dvou základních „filozofií“ v koncepci řešení.

Intel 8080 má následující charakteristické znaky:

- strojový cyklus je tvořen více cykly taktovacího kmitočtu,
- má větší počet vnitřních registrů a omezené možnosti adresování paměti,
- má speciální instrukce pro vstup a výstup.

Motorola 6800:

- strojový cyklus je tvořen jediným cyklem taktovacího kmitočtu,
- manipulace s vnitřními registry je omezená vzhledem k jejich nižšímu počtu, ale má široké možnosti adresování paměti,
- vstupy a výstupy jsou promítány na adresy v paměti.

V dalším technickém vývoji se výrobci snaží překlenout nedostatky vyplývající z rozdílných koncepcí. Lze jen litovat, že charakteristic-

ké rozdíly dvou skupin nejsou plně opodstatněny technickými hledisky a jejich hlavní příčinou je soupeření konkurenčních výrobců. Další negativní dopad je, že obdobné koncepční rozdíly se přenesly i do následující řady 16-bitových mikroprocesorů.

Rozdíly v charakteristikách mikroprocesorů značně ovlivňují práci při převodech programů psaných ve strojovém kódu; nejedná se totiž pouze o nastudování nového instrukčního souboru, ale hlavně o osvojení si jiných praktik při tvorbě a zápisu programu.

**PERIFERNÍ OBVODY** – pomocné (podpůrné) integrované obvody MP pro styk s periferními zařízeními.

**PERIPHERAL INTERFACE ADAPTER (PIA)** – typ periferního obvodu zabezpečující pro MP asynchronní vstup nebo výstup dat v paralelní formě.

**ASYNCHRONOUS COMMUNICATIONS INTERFACE ADAPTER (ACIA)** – typ periferního obvodu zabezpečující pro MP asynchronní vstup a výstup dat v sériové formě.

**ASYNCHRONOUS DATA INTERFACE (UART)** – univerzální asynchronní přijímač – vysílač dat; může sloužit i jako paralelní – sériový převaděč při zpracování dat.

**RANDOM ACCES MEMORY (RAM)** – paměť s libovolným přístupem. Je-li součástí mikropočítače, pak příslušnými instrukcemi programu lze libovolně do ní vkládat a z ní vybírat data.

**OPTOIZOLÁTOR** – prvek zabezpečující přenos dat optickou cestou a tím i elektrickou izolaci mezi vysílačem a přijímačem dat. V uzavřeném pouzdře optoizolátoru je umístěna světelná dioda LED opticky vázaná se snímacím fototranzistorem.

**ČASOVACÍ NE 555** – integrovaný obvod, nejčastěji používaný ve funkci řízeného monostabilního klopného obvodu.

**UCY 74121** – integrovaný obvod TTL (výroby PLR) pro funkci monostabilního klopného obvodu.

**STN** – zkratka převzatá z amatérského Q-kódu, značí radioamatérskou přijímací a vysílací stanici.

**TELETYP (TTY)** – dálnopis

**KB (KILOBYTE)** – kilobyte (1 KB = 1 024 slabik).

**MIKROPOČÍTAČ (MP)** – rozumí se mikropočítačový systém v základní sestavě obsahující mikroprocesor, paměti, sériové a paralelní obvody V/V, programově vybavený monitorem.

**INTERFACE** – rozhraní, styk. Zpravidla se jedná o obvodové řešení umožňující přenos dat mezi konstrukčními jednotkami MP systému.

**BUS** – sběrnice (datová, adresová atp.). Řada vodičů pro přenos signálů, na které je současně připojeno několik funkčních jednotek.

**CONTROL DATA** – řídicí data, řídicí signály řídí činnost a souslednost dějů v mikropočítačovém systému.

**ERROR FLAG** – indikace chyby, indikační chybový signál, příznak.

**STATUS INDICATION** – indikace stavu. Stavové signály informují o průběhu zpracování dat v MP systému.

**BINARY DIGIT** – bit (b) – dvojková číslice.

**BYTE (B)** – slabika – uzavřený sled bitů, který je považován za informační jednotku zpracovávanou v MP.

**BAUD (Bd)** – jednotka rychlosti přenosu dat (bit/s).

**PARITY PULSE** – paritní impuls. Impuls umožňující kontrolu bezchybnosti přenosu dat.

**DATA PULSE** – datový impuls. V našem případě je datový impuls shodný s informačním bitem.

**VSTUP/VÝSTUP (V/V)** – programově ovládaný kanál pro vstup nebo výstup dat v mikropočítačovém systému.

**THREE-STATE** – výstup číslicového integrovaného obvodu, který vedle logických stavů L a H má ještě programově řízený třetí stav o vysokém výstupním odporu. Obvodem lze řídit připojení funkční jednotky ke sběrnici. Při třetím stavu obvodu je jednotka od sběrnice odpojena.

**DISKETTE, FLOPPY DISK** – pružný magnetický disk. V součinnosti s příslušným mechanismem, elektronickou ovládací částí a programovým vybavením tvoří paměťovou periferní jednotku pružného disku. Je to nepoužívanější typ vnější magnetické paměti mikropočítačových systémů.

**HARDWARE** – souhrnné označení pro veškeré technické části mikropočítače.

**REGISTER** – paměť pro krátkodobé uložení nebo zpracování dat. Registry jsou podstatnou součástí mikroprocesorů a obvodů pro styk s perifériemi v mikropočítačovém systému.

**ACCUMULATOR** – střádač. Speciální registry v mikroprocesoru se nazývají střádače, slouží k manipulaci s daty a umožňují (spolu s dalšími částmi mikroprocesoru) provádět s daty aritmetické a logické operace.

#### Programová část

**BAUDOT CODE** – Baudotův kód. Mezinárodní telegrafní abeceda č. 2 pro přenos dálkopisných signálů (TTY). Užívaná zkratka MTA č. 2.

**ASCII** – (American Standard Cod for Information Interchange). Normalizovaný kód pro výměnu informací. Nejčastěji používaný kód v mikropočítačové technice.

**MACHINE LANGUAGE CODE** – strojový (instrukční) kód. Soubor instrukcí pro programování mikroprocesoru, nejčastěji je psán v šestnáctkovém kódu.

**MNEMONIC INSTRUCTION CODE** – mnemonický instrukční kód. Soubor mnemonických zkratk přiřazených k instrukcím strojového kódu mikroprocesoru. Zkratky jsou odvozeny od slov popisujících význam instrukce, jsou proto snadno zapamatovatelné.

**ASSEMBLER** – vyšší programovací jazyk než strojový kód umožňující sestavování programů pomocí mnemonického instrukčního kódu a několika dalších specifických příkazů. Zápis mnemonických in-

strukcí se děje v logickém sledu odpovídajícím průběhu programu, vzniká tak tzv. zdrojový program. Asemblerem se rovněž rozumí program překládající mnemonické instrukce zdrojového programu do příslušného strojového kódu a současně vykonávající analýzu správnosti zápisu a detekci chyb. Nakonec assembler umožňuje zápis strojového kódu programu na vyhrazené místo v RAM mikropočítače.

**BASIC** – (Beginners All-Purpose, Symbolic Instruction Code). Jednoduchý a relativně výkonný vyšší programovací jazyk. Podle způsobu překladu do strojového kódu se jedná o tzv. kompilační nebo interpretační typ jazyka BASIC. Velké množství variant jazyka BASIC lze členit do skupin podle druhů mikroprocesorů, pro které jsou určeny, a též podle účelu a zaměření; nejúspěšnější varianty mají rozsah asi 3 KB, nejvýkonnější 16 KB. Objev jazyka BASIC podnítil rozvoj tzv. osobních mikropočítačů.

**MONITOR** – zaváděcí program. Pomocný program umístěný nejčastěji v pevné polovodičové paměti MP. Umožňuje základní programovací úkony, např. vkládání dat, resp. programů do MP, přečtení a změny obsahu RAM, kontrolu stavu registrů mikroprocesoru, výstup dat z MP, start programů atd. Je součástí standardního programového vybavení MP systému.

**ADRESA** – jednoznačné určení místa v paměti MP, např. pro připojení periferního zařízení, pro vložení dat do RAM, pro umístění programů atp.

**SOFTWARE** – souhrnný výraz pro programové vybavení, mohou to být např. aplikační programy specifické podle potřeb uživatele nebo systémové programy, které umožňují dopracování nebo tvorbu aplikačních programů.

**FLOWCHART** – vývojový diagram programu, je vlastně skupinové schéma programu. Vyjadřuje způsob programového řešení daného úkolu, umožňuje či usnadňuje orientaci v detailních výpisech programu a znázorňuje průběh programu. Je často používanou a vhodnou pomůckou při vývoji nových programů, při ověřování logické správnosti nově vytvořeného programu nebo při rozboru struktury nezná-

mého programu. Skutečnost, že někteří programátoři s vývojovým diagramem nepracují, svědčí spíše o jejich vynikající mechanické pa-měti a ne o zbytečnosti grafického vyjádření struktury programu.

**Typické označení vývodů obvodu UART u různých výrobců**  
(oba uvedené typy lze v popisovaném zapojení použít)

| Vývod číslo | TESLA MHB 1012  | Texas/Instrument TMS-6011 | Popis funkce                                      |
|-------------|-----------------|---------------------------|---------------------------------------------------|
| 1           | V <sub>CC</sub> | V <sub>SS</sub>           | napájecí napětí + 5V                              |
| 2           | V <sub>GG</sub> | V <sub>GG</sub>           | napájecí napětí - 12 V                            |
| 3           | V <sub>GI</sub> | V <sub>DD</sub>           | země                                              |
| 4           | RDE             | ROD RDE = 0               | potvrzení platnosti dat na vý-vodech RD1 až RD8   |
| 5 ÷ 12      | RD1 ÷ RD8       | RO1 ÷ RO8                 | paralelní výstupy přijímače                       |
| 13          | PE              | PE PE = 1:                | chyba parity přijatého znaku                      |
| 14          | FE              | FE FE = 1:                | chyba ukončení přijatého zna-ku                   |
| 15          | OR              | OE OR = 1:                | ztráta znaku                                      |
| 16          | SWE             | SFD SWE = 0:              | potvrzení platnosti příznaků PE, FE, OR, DA, TBMT |
| 17          | RCP             | RC                        | vstup pro taktovací (hodinové) impulsy přijímače  |
| 18          | RDA             | DRR RDA = 0:              | nulování signálu DA                               |
| 19          | DA              | DR DA = 1:                | signalizace a potvrzení příjmu znaku              |
| 20          | SI              | RI                        | sériový vstup přijímače                           |
| 21          | XR              | MR XR = 1:                | nulování vnitřních registrů                       |
| 22          | TBMT            | TBRE TBMT = 1:            | vyrovnávací registr vysílače je prázdný           |
| 23          | DS              | TBRL DS = 0               | zápis nového znaku                                |
| 24          | TEOC            | TRE TEOC = 1:             | konec znaku                                       |
| 25          | SO              | TO                        | sériový výstup vysílače                           |
| 26 ÷ 33     | DB1-DB8         | TI1 ÷ TI8                 | paralelní vstup dat vysílače                      |
| 34          | CS              | CRL CS = 1:               | zápis slova řídicího druh pro-vozu                |

| Vývod číslo | TESLA MHB 1012 | Texas/Instrument TMS-6011 | Popis funkce                               |
|-------------|----------------|---------------------------|--------------------------------------------|
| 35          | NP             | PI NP = 1:                | vynechání paritního bitu ve znaku          |
| 36          | TSB            | SBS TSB = 1:              | bit STOP je dvojnásobek infor-mačního bitu |
| 37,38       | NB1, NB2       | WLS2, SLS1                | volba počtu informačních bitů              |
| 39          | EPS            | PS                        | volba parity                               |
| 40          | TCP            | TC                        | vstup pro taktovací kmitočet vysílače      |

**Tab. 7.1.** Výpočet skutečných hodnot taktovacího kmitočtu  $F_t$ , přeno-sové rychlosti  $N$  a koeficientu děličky  $K$  v závislosti na rezo-nančním kmitočtu krystalu  $F_q$

| Požadované hodnoty |            | Skutečné hodnoty |          | K vypočtené zaokrouhlené | K-1                        |          |
|--------------------|------------|------------------|----------|--------------------------|----------------------------|----------|
| M[Bd]              | $F_q$ [Hz] | $F_q$ [Hz]       | $N$ [Bd] |                          | polohy číslicových spínačů |          |
|                    |            |                  |          |                          | desítky                    | jednotky |
| 45,45              | 727,2      | 726,0            | 45,4     | 65,89                    |                            |          |
|                    |            |                  |          | 66                       | 6                          | 5        |
| 50                 | 800,0      | 798,6            | 49,9     | 59,89                    |                            |          |
|                    |            |                  |          | 60                       | 5                          | 9        |
| 75                 | 1 200,0    | 1 197,9          | 74,8     | 39,93                    |                            |          |
|                    |            |                  |          | 40                       | 3                          | 9        |
| 100                | 1 600,0    | 1 597,2          | 99,8     | 29,94                    |                            |          |
|                    |            |                  |          | 30                       | 2                          | 9        |
| 110                | 1 760,0    | 1 774,7          | 110,9    | 27,22                    |                            |          |
|                    |            |                  |          | 27                       | 2                          | 6        |
| 134,5              | 2 152,0    | 2 178,0          | 136,1    | 22,26                    |                            |          |
|                    |            |                  |          | 22                       | 2                          | 1        |
| 150                | 2 400,0    | 2 395,8          | 149,7    | 19,96                    |                            |          |
|                    |            |                  |          | 20                       | 1                          | 9        |
| 300                | 4 800,0    | 4 791,6          | 299,5    | 9,98                     |                            |          |
|                    |            |                  |          | 10                       | 0                          | 9        |

**Vysvětlivky:**

$N$  – přenosová rychlost [Bd]

$F_q$  – rezonanční kmitočet krystalu [Hz] (příklad 95 833 Hz)

$K$  – koeficient děličky

$$K = \frac{F_q}{2F_t} = \frac{F_q}{32N}$$

```

00010 NAM TRX-RTTY
00020 *-----*
00030 *
00040 *PROVOZ RX-TX RTTY STN OK1VJG
00050 *-----*
00060 *
00070 OPT O
00080 OPT L
00090 OPT NOP
00100 OPT NOG
00110 OPT NOS
00120 *
00130 *PODPROGRAMY MONITORU FITBUG2
00140 * 1 *-----*
00150 FC00 INCH EQU $FC00 VSTUP ZN Z KLAVESNICE
00160 FC03 OUTCH EQU $FC03 VIDEO ZOBRAZENI ZN Z ACCA

00170 FC06 PDATA EQU $FC06 V. ZOBRAZENI ZN ADR IXR

00180 FC09 PCRLF EQU $FC09 V. ZOBRAZENI CR/LF
00190 FC2A CTRL EQU $FC2A NAVRAT DO MONITORU
00200 *
00210 *DEFINICE KONSTANT PIA
00220 * 2 *-----*
00230 F01C PIAORA EQU $F01C
00240 F01D PIACRA EQU PIAORA+1
00250 F01E PIAORB EQU PIAORA+2
00260 F01F PIACRB EQU PIAORA+3
00270 *
00280 *DEFINICE KONSTANT ACIA
00290 * 3 *-----*
00300 F004 ACIACR EQU $F004
00310 F005 ACIADR EQU $F005
00320 *
00330 *REZERVACE RAM
00340 * 4 *-----*
00350 A800 ORG $A800
00360 A800 0001 RAM1 RMB 1 PAMET CISLA/PISMENA
00370 A801 0001 RAM2 RMB 1 ZNAK/RADEK
00380 A802 0002 RAM3 RMB 2 PAMET TAB. CISLA-PISMENA

00390 A804 0002 RAM5 RMB 2 ADR. KONCE 'CQ'
00400 A806 0002 RAM7 RMB 2 ADR. KONCE TEXTU
00410 A808 0002 RAM8 RMB 2 PAMET IXR
00420 *
00430 *ADR. BLOKU RAM
00440 * 5,6 *-----*
00450 A000 RAM4 EQU $A000 ADR. ZACATKU RAM 'CQ'
00460 A200 RAM6 EQU $A200 ADR. ZACATKU RAM 'TEXT'

```

```

00480 *
00490 *KONVERZNI TAB TTY
00500 * 7 *-----*
00510 A810 ORG $A810
00520 A810 41 DEBTAB FCB $41,$03,$42,$19,$43,$0E
00530 A816 44 FCB $44,$09,$45,$01,$46,$0D
00540 A81C 47 FCB $47,$1A,$48,$14,$49,$06
00550 A822 4A FCB $4A,$0B,$4B,$0F,$4C,$12
00560 A828 4D FCB $4D,$1C,$4E,$0C,$4F,$18
00570 A82E 50 FCB $50,$16,$51,$17,$52,$0A
00580 A834 53 FCB $53,$05,$54,$10,$55,$07
00590 A83A 56 FCB $56,$1E,$57,$13,$58,$1D
00600 A840 59 LET FCB $59,$5,$5A,$11,$30,$16
00610 A846 31 FCB $31,$17,$32,$13,$33,$01
00620 A84C 34 FCB $34,$0A,$35,$10,$36,$15
00630 A852 37 FCB $37,$07,$38,$06,$39,$18
00640 A858 2E FCB $2E,$1C,$2F,$1D,$3A,$0E
00650 A85E 21 FCB $21,$0D,$22,$11,$27,$05
00660 A864 2C FCB $2C,$0C,$2D,$03,$3B,$1E
00670 *
00680 *PODPROGRAMY TEXTU
00690 * 8 *-----*
00700 A86A BD FC09 TXTR JSR PCRLF
00710 A86D CE A874 LDX #TEXT1
00720 A870 BD FC06 JSR PDATA
00730 A873 39 RTS
00740 A874 2D TEXT1 FCC /- P R I J E M RTTY -/
00750 A88B 0D FCB $0D,$0A,$04
00760 A88E BD FC09 TXTE JSR PCRLF
00770 A891 CE A898 LDX #TEXT2
00780 A894 BD FC06 JSR PDATA
00790 A897 39 RTS
00800 A898 2D TEXT2 FCC /- V Y S I L A N I RTTY -/
00810 A8B3 0D FCB $0D,$0A,$04
00820 A8B6 BD FC09 TXTA JSR PCRLF
00830 A8B9 CE A8C0 LDX #TEXT3
00840 A8BC BD FC06 JSR PDATA
00850 A8BF 39 RTS
00860 A8C0 2D TEXT3 FCC /- CQ RTTY -/
00870 A8CC 0D FCB $0D,$0A,$04
00880 A8CF BD FC09 TXTT JSR PCRLF
00890 A8D2 CE A8D9 LDX #TEXT4
00900 A8D5 BD FC06 JSR PDATA
00910 A8D8 39 RTS
00920 A8D9 2D TEXT4 FCC /- T E X T RTTY -/
00930 A8EC 0D FCB $0D,$0A,$04
00940 *
00950 *OTEVRENI PIA
00960 * 9 *-----*
00970 A8EF 7F A800 START CLR RAM1 ZACATEK PROGRAMU
00980 A8F2 7F A801 CLR RAM2
00990 A8F5 4F CLR A
01000 A8F6 B7 F01D STA A PIACRA

```

|       |      |      |      |       |        |                           |
|-------|------|------|------|-------|--------|---------------------------|
| 01020 | A8F9 | B7   | F01F | STA A | PIACRB |                           |
| 01030 | A8FC | B6   | 3F   | LDA A | ##3F   | PA0/1/2/3/4/5=OUT, 6/7=IN |
|       |      |      |      |       |        |                           |
| 01040 | A8FE | B7   | F01C | STA A | PIAORA |                           |
| 01050 | A901 | B6   | 20   | LDA A | ##20   | PA6=OUT                   |
| 01060 | A903 | B7   | F01E | STA A | PIAORB |                           |
| 01070 | A906 | B6   | 34   | LDA A | ##34   |                           |
| 01080 | A908 | B7   | F01D | STA A | PIACRA |                           |
| 01090 | A90B | B7   | F01F | STA A | PIACRB |                           |
| 01100 | A90E | B6   | 20   | LDA A | ##20   | PA5->H                    |
| 01110 | A910 | B7   | F01C | STA A | PIAORA |                           |
| 01120 | A913 | CE   | A843 | LDX   | #LET+3 |                           |
| 01130 | A916 | FF   | A802 | STX   | RAM3   |                           |
| 01140 |      |      |      |       |        |                           |
| 01150 |      |      |      |       |        |                           |
| 01160 |      |      |      |       |        |                           |
| 01170 | A919 | BD   | A86A | R3    | JSR    | TXTR                      |
| 01180 | A91C | B6   | 34   | LDA A | ##34   | CA2->L ZAPNUTI RX         |
| 01190 | A91E | B7   | F01D | STA A | PIACRA |                           |
| 01200 | A921 | 7E   | A9ED | JMP   | S7     | PRIJEM-CTENI TAB. RX-RTTY |
|       |      |      |      |       |        |                           |
| 01210 | A924 | BD   | A8BE | E1    | JSR    | TXTE                      |
| 01220 | A927 | B6   | 3C   | LDA A | ##3C   | CA2->H ZAPNUTI TX         |
| 01230 | A929 | B7   | F01D | STA A | PIACRA |                           |
| 01240 | A92C | BD   | FC00 | CLAV  | JSR    | INCH                      |
| 01250 | A92F | 0003 |      | RMB   | 3      |                           |
| 01260 | A932 | B4   | 7F   | AND A | ##7F   |                           |
| 01270 |      |      |      |       |        |                           |
| 01280 |      |      |      |       |        |                           |
| 01290 |      |      |      |       |        |                           |
| 01300 | A934 | B1   | 0D   | CMP A | ##0D   |                           |
| 01310 | A936 | 27   | 14   | BEQ   | SUIT1  |                           |
| 01320 | A938 | F6   | A801 | LDA B | RAM2   |                           |
| 01330 | A93B | C1   | 30   | CMP B | ##3B   |                           |
| 01340 | A93D | 26   | 06   | BNE   | L3     |                           |
| 01350 | A93F | B1   | 20   | CMP A | ##20   |                           |
| 01360 | A941 | 27   | 09   | BEQ   | SUIT1  |                           |
| 01370 | A943 | 20   | 03   | BRA   | SUIT3  |                           |
| 01380 | A945 | 7C   | A801 | L3    | INC    | RAM2                      |
| 01390 | A948 | BD   | 13   | SUIT3 | BSR    | D12                       |
| 01400 | A94A | 20   | E0   | BRA   | CLAV   |                           |
| 01410 | A94C | BD   | FC09 | SUIT1 | JSR    | PCRLF                     |
| 01420 | A94F | B6   | 02   | LDA A | ##02   | LF                        |
| 01430 | A951 | BD   | A9D4 | JSR   | IMPR   |                           |
| 01440 | A954 | B6   | 08   | LDA A | ##08   | CR                        |
| 01450 | A956 | BD   | 7C   | BSR   | IMPR   |                           |
| 01460 | A958 | 7F   | A801 | CLR   | RAM2   |                           |
| 01470 | A95B | 20   | CF   | BRA   | CLAV   |                           |
| 01480 | A95D | B1   | 15   | D12   | CMP A  | ##15                      |
| 01490 | A95F | 27   | 16   | BEQ   | D6     | CTRL 'U' VYPIS TEXTU      |
| 01500 | A961 | B1   | 12   | CMP A | ##12   | CTRL 'R' PRECHOD NA RX    |
| 01510 | A963 | 26   | 02   | BNE   | S6     |                           |
| 01520 | A965 | 20   | B2   | BRA   | R3     |                           |

|       |      |    |      |    |       |         |                      |
|-------|------|----|------|----|-------|---------|----------------------|
| 01540 | A967 | B1 | 20   | S6 | CMP A | ##20    | MEZERA               |
| 01550 | A969 | 27 | 0F   |    | BEQ   | H1      |                      |
| 01560 | A96B | B1 | 0D   |    | CMP A | ##0D    | CR: POSUN VALCE      |
| 01570 | A96D | 27 | 12   |    | BEQ   | H2      |                      |
| 01580 | A96F | B1 | 0A   |    | CMP A | ##0A    | LF: NOVY RADEK       |
| 01590 | A971 | 27 | 13   |    | BEQ   | H3      |                      |
| 01600 | A973 | BD | A98A |    | JSR   | R4      | CTI TAB. TX          |
| 01610 | A976 | 39 |      |    | RTS   |         |                      |
| 01620 | A977 | 7E | AAE9 | D6 | JMP   | D7      | CTENI TEXTU Z RAM6   |
| 01630 | A97A | B6 | 04   | H1 | LDA A | ##04    | MEZERA /BAUDOT/      |
| 01640 | A97C | BD | A9D4 | H4 | JSR   | IMPR    |                      |
| 01650 | A97F | 20 | AB   |    | BRA   | CLAV    |                      |
| 01660 | A981 | B6 | 08   | H2 | LDA A | ##08    | CR /BAUDOT/          |
| 01670 | A983 | BD | A9D4 |    | JSR   | IMPR    |                      |
| 01680 | A986 | B6 | 02   | H3 | LDA A | ##02    | LF /BAUDOT/          |
| 01690 | A988 | 20 | F2   |    | BRA   | H4      |                      |
| 01700 |      |    |      |    |       |         |                      |
| 01710 |      |    |      |    |       |         |                      |
| 01720 |      |    |      |    |       |         |                      |
| 01730 | A98A | CE | A810 | R4 | LDX   | #DEBTAB |                      |
| 01740 | A98D | A1 | 00   |    | CMP A | 0,X     |                      |
| 01750 | A98F | 27 | 09   |    | BEQ   | S1      |                      |
| 01760 | A991 | 08 |      |    | INX   |         |                      |
| 01770 | A992 | 08 |      |    | INX   |         |                      |
| 01780 | A993 | 8C | A844 |    | CPX   | #LET+4  | KONEC TAB. PISMEN    |
| 01790 | A996 | 27 | 18   |    | BEQ   | S3      |                      |
| 01800 | A998 | 20 | F3   |    | BRA   | RETOUR  |                      |
| 01810 | A99A | 7D | A800 | S1 | TST   | RAM1    | NUTNOST PISM. ZMENY  |
| 01820 | A99D | 26 | 06   |    | BNE   | S2      |                      |
| 01830 | A99F | A6 | 01   |    | LDA A | 1,X     |                      |
| 01840 | A9A1 | BD | A9D4 | F8 | JSR   | IMPR    |                      |
| 01850 | A9A4 | 39 |      | H9 | RTS   |         |                      |
| 01860 | A9A5 | 73 | A800 | S2 | COM   | RAM1    |                      |
| 01870 | A9AB | B6 | 1F   |    | LDA A | ##1F    | PISM. ZMENA          |
| 01880 | A9AA | 8D | 28   |    | BSR   | IMPR    |                      |
| 01890 | A9AC | A6 | 01   |    | LDA A | 1,X     |                      |
| 01900 | A9AE | 20 | F1   |    | BRA   | F8      |                      |
| 01910 | A9B0 | CE | A844 | S3 | LDX   | #LET+4  |                      |
| 01920 | A9B3 | A1 | 00   | R2 | CMP A | 0,X     |                      |
| 01930 | A9B5 | 27 | 09   |    | BEQ   | S4      |                      |
| 01940 | A9B7 | 08 |      |    | INX   |         |                      |
| 01950 | A9B8 | 08 |      |    | INX   |         |                      |
| 01960 | A9B9 | 8C | A86A |    | CPX   | #TXTR   | ADR.KONEC CISEL      |
| 01970 | A9BC | 26 | F5   |    | BNE   | R2      |                      |
| 01980 | A9BE | 20 | E4   |    | BRA   | H9      |                      |
| 01990 | A9C0 | 7D | A800 | S4 | TST   | RAM1    | NUTNOST CISEL. ZMENY |
| 02000 | A9C3 | 27 | 04   |    | BEQ   | S5      |                      |
| 02010 | A9C5 | A6 | 01   |    | LDA A | 1,X     |                      |
| 02020 | A9C7 | 20 | D8   |    | BRA   | F8      |                      |
| 02030 | A9C9 | 73 | A800 | S5 | COM   | RAM1    |                      |
| 02040 | A9CC | B6 | 1B   |    | LDA A | ##1B    | CISEL. ZMENA         |
| 02050 | A9CE | BD | 04   |    | BSR   | IMPR    |                      |
| 02060 | A9D0 | A6 | 01   |    | LDA A | 1,X     |                      |
| 02070 | A9D2 | 20 | CD   |    | BRA   | F8      |                      |

```

02090 *
02100 *VYSTUP ZN. BAUDOT
02110 * 13 *-----
02120 A9D4 37 IMPR PSH B
02130 A9D5 01 NOP
02140 A9D6 01 NOP
02150 A9D7 B7 F01C STA A PIAORA
02160 A9DA 8A 20 ORA A ##20
02170 A9DC B7 F01C STA A PIAORA
02180 A9DF C6 FF LDA B ##FF DELAI
02190 A9E1 5A RET1 DEC B
02200 A9E2 26 FD BNE RET1
02210 A9E4 F6 F01C F4 LDA B PIAORA
02220 A9E7 58 ASL B
02230 A9E8 58 ASL B
02240 A9E9 24 F9 BCC F4
02250 A9EB 33 PUL B
02260 A9EC 39 RTS
02270 *
02280 *CTENI TAB. RX-RTTY
02290 * 14 *-----
02300 A9ED B6 F004 S7 LDA A ACIACR DETEKCE ZN Z ACIA
02310 A9F0 47 ASR A
02320 A9F1 25 09 BCS E9
02330 A9F3 B6 F01E LDA A PIAORB
02340 A9F6 48 ASL A
02350 A9F7 48 ASL A
02360 A9F8 24 F3 BCC S7
02370 A9FA 20 34 BRA R5
02380 A9FC B6 F005 E9 LDA A ACIADR
02390 A9FF 84 7F AND A ##7F
02400 AA01 81 05 CMP A ##05 CTRL E: PREFNUTI NA TX
02410 AA03 27 28 BEQ R6
02420 AA05 81 14 CMP A ##14 CTRL T: ZAPIS 'CQ'
02430 AA07 27 16 BEQ R1
02440 AA09 81 17 CMP A ##17 CTRL W: AUT. VYPIS 'CQ'

02450 AA0B 27 17 BEQ D3
02460 AA0D 81 10 CMP A ##10 CTRL P: ZAPIS TEXTU
02470 AA0F 27 16 BEQ D8
02480 AA11 81 18 CMP A ##18 CTRL X: NAVRAT DO MON.
02490 AA13 27 15 BEQ SUIT
02500 AA15 81 4C CMP A ##4C PISMENO L
02510 AA17 27 69 BEQ S8
02520 AA19 81 43 CMP A ##43 PISMENO C
02530 AA1B 27 5A BEQ S9
02540 AA1D 20 CE BRA S7
02550 AA1F 8D 6C R1 BSR E8
02560 AA21 7E A919 JMP R3
02570 AA24 7E AA0E D3 JMP D4
02580 AA27 7E AAC6 D8 JMP C1
02590 AA2A 7E FC2A SUIT JMP CTRL
02600 AA2D 7E A924 R6 JMP E1
02610 AA30 B6 F01E R5 LDA A PIAORB

```

```

02630 AA33 01 NOP
02640 AA34 01 NOP
02650 AA35 81 44 CMP A ##44 MEZERA
02660 AA37 27 32 BEQ E2
02670 AA39 81 48 CMP A ##48 CR
02680 AA3B 27 32 BEQ E3
02690 AA3D 81 42 CMP A ##42 LF
02700 AA3F 27 32 BEQ E4
02710 AA41 81 58 CMP A ##5B CISL.
02720 AA43 27 32 BEQ S9
02730 AA45 81 5F CMP A ##5F PISM.
02740 AA47 27 39 BEQ S8
02750 AA49 84 1F AND A ##1F
02760 AA4B FE A802 LDX RAM3 ADR. CISL./PISM.
02770 AA4E A1 00 R7 CMP A 0,X
02780 AA50 27 09 BEQ E5
02790 AA52 09 DEX
02800 AA53 09 DEX
02810 AA54 8C A80F CPX #DEBTAB-1
02820 AA57 26 F5 BNE R7
02830 AA59 20 10 BRA E2
02840 AA5B 09 E5 DEX
02850 AA5C A6 00 LDA A 0,X
02860 AA5E BD FC03 E7 JSR QUTCH
02870 AA61 B6 F01E F6 LDA A PIAORB
02880 AA64 48 ASL A
02890 AA65 48 ASL A
02900 AA66 25 F9 BCS F6 SMYCKA CEKANI NA STR.
02910 AA68 7E A9ED JMP S7 CTENI TAB. RX
02920 AA6B 86 20 E2 LDA A ##20
02930 AA6D 20 EF BRA E7
02940 AA6F 86 0D E3 LDA A ##0D
02950 AA71 20 EB BRA E7
02960 AA73 86 0A E4 LDA A ##0A
02970 AA75 20 E7 BRA E7
02980 AA77 7F A802 S9 CLR RAM3
02990 AA7A B6 A869 LDA A TXTR-1
03000 AA7D B7 A803 STA A RAM3+1
03010 AA80 20 DF BRA F6
03020 AA82 7F A802 S8 CLR RAM3
03030 AA85 B6 A843 LDA A LET+3
03040 AA88 B7 A803 STA A RAM3+1
03050 AA8B 20 D4 BRA F6
03060 *
03070 *'CQ' ZAPIS DO RAM
03080 * 15 *-----
03090 AA8D BD FC00 E8 JSR INCH
03100 AA90 81 12 CMP A ##12 CTRL R PRIJEM
03110 AA92 27 19 BEQ D1
03120 AA94 81 41 CMP A ##41 PISMENO A
03130 AA96 26 F5 BNE E8
03140 AA9B BD A8B6 JSR TXTA
03150 AA9B CE A000 LDX #RAM4
03160 AA9E BD FC00 D2 JSR INCH
03170 AAA1 81 04 CMP A ##04 CTRL D KONEC TEXTU

```

```

03190 AAA3 27 05 BEQ D5
03200 AAA5 A7 00 STA A 0,X
03210 AAA7 08 INX
03220 AAA8 20 F4 BRA D2
03230 AAAA FF A804 D5 STX RAM5
03240 AAAD 39 RTS
03250 *
03260 *'CQ' VYPIS: 1X NEBO OPAKOVANE
03270 * 16 *-----
03280 AAAE 86 3C D4 LDA A #$3C CA2->H: ZAPN. TX
03290 AAB0 B7 F01D STA A PIACRA
03300 AAB3 CE A000 F1 LDX #$RAM4
03310 AAB6 BD 3E D9 BSR C3
03320 AAB8 BC A804 CPX RAM5
03330 AABB 26 F9 BNE D9
03340 AABD B6 F01C LDA A PIAORA
03350 AAC0 48 ASL A
03360 AAC1 25 F0 BCS F1 TEST PA7: OPAKOVANI 'CQ'

03370 AAC3 7E A919 JMP R3
03380 *
03390 *ZAPIS TEXTU DO BLOKU RAM
03400 * 17 *-----
03410 AAC6 BD FC00 C1 JSR INCH
03420 AAC9 81 12 CMP A #$12 CTRL R RX
03430 AACB 27 E0 BEQ D1
03440 AACD 81 54 CMP A #$54 PISMENO T
03450 AACF 26 F5 BNE C1
03460 AAD1 BD A8CF JSR TXTT
03470 AAD4 CE A200 LDX #RAM6 ZAC. TXT
03480 AAD7 BD FC00 F2 JSR INCH
03490 AADA 81 04 CMP A #$04 CTRL D KONEC TEXTU
03500 AADC 27 05 BEQ F3
03510 AADE A7 00 STA A 0,X
03520 AAEO 08 INX
03530 AAE1 20 F4 BRA F2
03540 AAE3 FF A806 F3 STX RAM7
03550 AAE6 7E A919 JMP R3
03560 *
03570 *AUT. CTENI TEXTU
03580 * 18 *-----
03590 AAE9 CE A200 D7 LDX #RAM6
03600 AAEC 8D 08 I1 BSR C3
03610 AAEE BC A806 CPX RAM7
03620 AAF1 26 F9 BNE I1
03630 AAF3 7E A92C JMP CLAV

```

```

03650 *
03660 * CTENI Z RAM
03670 * 19 *-----
03680 AAF6 A6 00 C3 LDA A 0,X
03690 AAF8 BD FC03 JSR OUTCH
03700 AAFB FF A808 STX RAM8
03710 AAFE 81 0D CMP A #$0D CR
03720 AB00 27 10 BEQ I7
03730 AB02 81 20 CMP A #$20 MEZERA
03740 AB04 27 13 BEQ I8
03750 AB06 81 0A CMP A #$0A LF
03760 AB08 27 13 BEQ I9
03770 AB0A BD A98A JSR R4 PREVODOVA TAB.
03780 AB0D FE A808 I11 LDX RAM8
03790 AB10 08 INX
03800 AB11 39 RTS
03810 AB12 86 08 I7 LDA A #$08 CR
03820 AB14 BD A9D4 I10 JSR IMFR
03830 AB17 20 F4 BRA I11
03840 AB19 86 04 I8 LDA A #$04 MEZERA
03850 AB1B 20 F7 BRA I10
03860 AB1D 86 02 I9 LDA A #$02 LF
03870 AB1F 20 F3 BRA I10
03880 END

```

TOTAL ERRORS 00000

```

NAME : INSTRUKCNI SOUBOR MIKROPROCESORU ' M6800 ' :
*
* OZNACENI REGISTRU:
*
* ACCA = AKUMULATOR (STRADAC) 'A'
* ACCB = AKUMULATOR 'B'
* ACCX = AKUMULATOR 'A' NEBO 'B'
* CC = STAVOVY REGISTR
* IXR = INDEXOVY REGISTR
* PC = CITAC INSTRUKCI
* SP = UKAZATEL ZASOBNIKU
*
* OZNACENI PAMETI:
*
* M = JEDEN BYTE V PAMETI
*
* VYBRANE OPERATORY:
*
* () = OBSAH PAMETI NEBO REGISTRU
* <-- = JE PREVEDEN
* . = LOGICKA OPERACE 'AND'
*
* VYBRANE ZNAKY:
*
* # = PRIME ADRESOVANI
* $ = HEXADECIMALNI CISLO
*
* BITY STAVOVEHO REGISTRU:
*
* BIT 0 .. 'C' = CARRY (PRENGS)
* 1 .. 'V' = OVERFLOW (PREPLNENI)
* 2 .. 'Z' = ZERO (NULA)
* 3 .. 'N' = NEGATIVE
* 4 .. 'I' = INTERRUPT MASK (MASKA PRERUS.)
* 5 .. 'H' = HALF CARRY (POLOVICNI PRENOS)
*
* -----
* ABECEDNI SEZNAM
* MNEMONICKYCH ZKRATEK INSTRUKCNIHO SOUBORU:
* -----
*
* ABA : "ADD ACCB TO ACCA"; ACCA <-- (ACCA)+(ACCB)
* : SECTI OBSAH ACCA A ACCB, VYSLEDEK VLOZ DO ACCA
*
* ADC : "ADD WITH CARRY"; ACCX <-- (ACCX)+(M)+(C)
* : SECTI OBSAH (C)+(M)+(ACCX), VYSLEDEK VLOZ DO ACCX
*
* ADD : "ADD WITHOUT CARRY"; ACCX <-- (ACCX)+(M)
* : SECTI (ACCX) A (M), VYSLEDEK VLOZ DO ACCX
*
* AND : "LOGICAL AND"; ACCX <-- (ACCX).(M)
* : PROVED: (ACCX) AND (M), VYSLEDEK VLOZ DO ACCX
*
* ASL : "ARITHMETIC SHIFT LEFT"; POSUN VSECH BITU ACCX,
* : NEBO BYTU M O POZICI VLEVO, PAK: B0=0, B7 --> C
*
* ASR : "ARITHMETIC SHIFT RIGHT"; POSUN VSECH BITU ACCX,
* : NEBO BYTU M O POZICI VPRAVO, PAK: B0-->C, B7=B7

```

```

* BCC : "BRANCH IF CARRY CLEAR"; SKOK PRI C=0
*
* BCS : "BRANCH IF CARRY SET"; SKOK PRI C=1
*
* BEQ : "BRANCH IF EQUAL"; SKOK PRI Z=1
*
* BGE : "BRANCH IF GREATER THAN OR EQUAL TO ZERO"; SKOK
* : PRI: 'N' A 'V' =1, NEBO 'N' A 'V' =0
*
* BGT : "BRANCH IF GREATER THAN ZERO"; SKOK PRI: Z=0 A
* : SOUCASNE PRI: 'N' A 'V'=1, NEBO 'N' A 'V' =0
*
* BHI : "BRANCH IF HIGHER"; SKOK PRI: (C=0)AND(Z=0)
*
* BIT : "BIT TEST"; (ACCX).(M), PROVED OPERACI LOG. AND
* : MEZI (ACCX).(M); DLE VYSLEDKU UPRAV BITY N,Z,V
*
* BLE : "BRANCH IF LESS THAN OR EQUAL TO ZERO"; SKOK PRI
* : Z=0, 'OR' ('N'=1, 'V'=0), 'OR' ('N'=0, 'V'=1)
*
* BLS : "BRANCH IF LOWER OR SAME"; SKOK PRI C=1, NEBO Z=1
*
* BLT : "BRANCH IF LESS THAN ZERO"; SKOK PRI:
* : ('N'=1 A 'V'=0), NEBO PRI: ('N'=0 A 'V'=1)
*
* BMI : "BRANCH IF MINUS"; SKOK PRI N=1
*
* BNE : "BRANCH IF NOT EQUAL"; SKOK PRI Z=0
*
* BPL : "BRANCH IF PLUS"; SKOK PRI N=0
*
* BRA : "BRANCH ALWAYS"; NEPODMINENY SKOK NA RELAT. ADR.
*
* BSR : "BRANCH TO SUBROUTINE"; SKOK NA PODPROGRAM
*
* BVC : "BRANCH IF OVERFLOW CLEAR"; SKOK PRI V=0
*
* BVS : "BRANCH IF OVERFLOW SET"; SKOK PRI V=1
*
* CBA : "COMPARE ACCUMULATORS"; (ACCA)-(ACCB), POROVNEJ
* : (ACCA) S (ACCB), DLE VYSLEDKU UPRAV BITY N,Z,V,C
*
* CLC : "CLEAR CARRY"; BIT C<--0
*
* CLI : "CLEAR INTERRUPT MASK"; BIT I<--0
*
* CLR : "CLEAR"; ACCX<--0, NEBO M<--0
*
* CLV : "CLEAR TWO'S COMPLEMENT OVERLOW BIT"; BIT V<--0
*
* CMP : "COMPARE"; (ACCX)-(M), POROVNEJ OBSAH (ACCX) A (M)
* : A PODLE VYSLEDKU UPRAV BITY N,Z,V,C REGISTRU CC
*
* COM : "COMPLEMENT"; NAHRAD (ACCX) NEBO (M) DOPLNKEM 1

```

```

* CPX : "COMPARE INDEX REGISTER"; POROVNEJ (IX) S DVEMA
* : BYTY: (M), (M+1), DLE VYSLEDKU UPRAV BIT Z
*
* DAA : "DECIMAL AJUST ACCA"; PRIPOCTI K ACCA NEKTERE
* : Z CISEL $00,$06,$60,$66, DLE VYSLEDKU UPRAV BIT C
*
* DEC : "DECREMENT"; ACCX <-- (ACCX)-01; M<--(M)-01
* : ODECTI 01 OD (ACCX) NEBO (M), UPRAV N,Z,V
*
* DES : "DECREMENT STACK POINTER"; SP<--(SP)-0001
* : ODECTI 0001 OD UKAZATELE ZASOBNIKU
*
* DEX : "DECREMENT INDEX REGISTER"; IX<--(IX)-0001
* : ODECTI 0001 OD IX, DLE VYSLEDKU UPRAV Z
*
* EOR : "EXCLUSIVE OR"; ACCX<--(ACCX)OR(M), PROVED
* : LOG. OPERACI BIT PO BITU, UPRAV BITY N,Z
*
* INC : "INCREMENT"; ACCX<--(ACCX)+01, M<--(M)+1
* : PRIPOCTI 01 K (ACCX) NEBO (M), UPRAV N,Z,V
*
* INS : "INCREMENT STACK POINTER"; SP<--(SP)+0001
* : PRIPOCTI 0001 K UKAZATELI ZASOBNIKU
*
* INX : "INCREMENT INDEX REGISTER"; IX<--(IX)+0001
* : PRIPOCTI 0001 K IX, DLE VYSLEDKU UPRAV Z
*
* JMP : "JUMP"; NEPODMINENY SKOK
*
* JSR : "JUMP TO SUBROUTINE"; SKOK DO PODPROGRAMU
*
* LDA : "LOAD ACCUMULATOR"; ACCX<--(M),
* : VLOZ DO ACCX OBSAH (M)
*
* LDS : "LOAD STACK POINTER"; VLOZ DO UKAZATELE ZAS.
* : OBSAH (M), (M+1)
*
* LDX : "LOAD INDEX REGISTER"; VLOZ DO IX OBSAH (M), (M+1)
*
* LSR : "LOGICAL SHIFT RIGHT"; POSUN VSECH BITU ACCX NEBO
* : M DOPRAVA O JEDNU POZICI, PAK BITY B7=0, B0 --> C
*
* NEG : "NEGATE"; NAHRAD (ACCX) NEBO (M) DOPLNKY 2
*
* NOP : "NO OPERATION"; PRICTI 01 K CITACI INSTRUKCI
*
* ORA : "INCLUSIVE OR"; PROVED LOG. OPERACI 'OR' BIT PO
* : BITU MEZI (ACCX) A (M), VYSLEDEK VLOZ DO ACCX
*
* PSH : "PUSH DATA ONTO STACK"; SP<--(ACCX), VLOZ DATA
* : Z (ACCX) DO UKAZATELE ZASOBNIKU
*
* PUL : "PULL DATA FROM STACK"; (SP)-->ACCX, VLOZ DATA
* : ZE (SP) DO ACCX

```

```

* ROL : "ROTATE LEFT"; POSUN VSECH BITU ACCX NEBO M
* : VLEVO O JEDNU POZICI, PAK BITY B0 <-- C, C <-- B7
*
* ROR : "ROTATE RIGHT"; POSUN VSECH BITU ACCX NEBO M
* : VPRAVO O JEDEN BIT, B7<--C, C<--B0
*
* RTI : "RETURN FROM INTERRUPT"; NAVRAT Z PROGRAMOVEHO
* : PRERUSENI
*
* RTS : "RETURN FROM SUBROUTINE"; NAVRAT Z PODPROGRAMU
*
* SBA : "SUBTRACT ACCUMULATOR"; ACCA <-- (ACCA)-(ACCB)
* : ODECTI (ACCB) OD (ACCA), VYSLEDEK --> ACCA
*
* SBC : "SUBTRACT WITH CARRY"; ACCX <-- (ACC)-(M)-(C)
* : ODECTI (M) A (C) OD (ACCX), VYSLEDEK --> ACCX
*
* SEC : "SET CARRY"; BIT C <-- 1
*
* SEI : "SET INTERRUPT MASK"; BIT I <-- 1
*
* SEV : "SET TWO'S COMPLEMENT OVERFLOW BIT"; BIT V<--1
*
* STA : "STORE ACCUMULATOR"; M <-- (ACCX)
* : VLOZ DO PAMETI (ACCX)
*
* STS : "STORE STACK POINTER"; (SP) --> M, M+1
* : VLOZ DO PAMETI OBSAH UKAZATELE ZASOBNIKU
*
* STX : "STORE INDEX REGISTER"; (IX) --> M, M+1
* : VLOZ DO PAMETI OBSAH IX REGISTRU
*
* SUB : "SUBTRACT"; ACCX <-- (ACCX)-(M)
* : ODECTI (M) OD (ACCX), VYSLEDEK --> ACCX
*
* SWI : "SOFTWARE INTERRUPT"; PROGRAMOVE PRERUSENI
*
* TAB : "TRANSFER FROM ACCUMULATOR A TO ACCUMULATOR B";
* : ACCB <-- (ACCA), PRENOS (ACCA) --> ACCB
*
* TAP : "TRANSFER FROM ACCUMULATOR A TO CC REGISTER";
* : CC <-- (ACCA), PRENOS (ACCA) DO CC REGISTRU
*
* TBA : "TRANSFER FROM ACCUMULATOR B TO ACCUMULATOR A";
* : ACCA <-- (ACCB), PRENOS (ACCB) --> ACCA
*
* TPA : "TRANSFER FROM CC REGISTER TO ACCUMULATOR A";
* : ACCA <-- (CC), PRENOS (CC) DO ACCA
*
* TST : "TEST"; (ACCX)-00 NEBO (M)-00, PODLE OBSAHU
* : ACCX NEBO BYTU M UPRAV BITY N,Z REGISTRU CC
*
* TSX : "TRANSFER FROM STACK POINTER TO INDEX REGISTER";
* : VLOZ DO IX OBSAH (SP)+0001

```

```

* TXS : "TRANSFER FROM IX REGISTER TO STACK POINTER";
* : VLOZ DO SP OBSAH (IX)-1
*
* WAI : "WAIT FOR INTERRUPT"; BEH PROGRAMU JE ZASTAVEN
* : AZ DO PRICHODU ZADOSTI O PRERUSENI /IRQ=0/
*
* -----
* INSTRUKCE A S S E M B L E R U :
* -----
*
* END : "END OF PROGRAM"; KONEC ZDROJOVEHO PROGRAMU
*
* EQU : "EQUATE SYMBOL"; PRIRAZENI HODNOTY K SYMBOLU
*
* FCB : "FORM CONSTANT BYTE"; VYTVORENI 8 BIT SLOVA
*
* FCC : "FORM CONSTANT CHARACTERS"; RETEZEC ZN. ASCII
*
* FDB : "FORM DOUBLE CONSTANCE BYTE"; VYTV. 16 BIT SL.
*
* MON : "RETURN TO CONSOLE"; KONEC ASSEMBLERU
*
* NAM : "NAME"; DOVOLUJE POJMENOVAT PROGRAM
*
* OPT : "OPTION"; VOLBA FORMY VYPISU ASSEMBLERU.
*
* ORG : "ORIGIN"; DEFINICE ADR. POCATKU PROGRAMU
*
* PAGE : "ADVANCE PAPER TO TOP OF NEXT PAGE"; POSUV PAPIRU
*
* RMB : "RESERVE MEMORY BYTE"; REZERVACE CASTI RAM
*
* SPC : "SPACE N LINES"; PRESKOK N RADKU VE VYPISU
*

```

## Literatura

- [1] F6CEI *Robert Pailler*: Interface TTY. Radio REF č. 8-9/1982.
- [2] Taktgeber für UART, von DL8LO, NS C-MOS Handbook.
- [3] *Ing. J. Říha*: Násuvná sonda pro IO. Amatérské rádio č. 4/1980.
- [4] *Ing. Martin Šperka*: Univerzálny asynchronny prijímač a vysieláč UART. Sdělovací technika č. 12/1977.
- [5] *Miroslav Háša*: Praxe číslicové techniky. Amatérské rádio, řada B, č. 3/1980.
- [6] *Ing. Eduard Smutný*: Mikroprocesory a mikropočítače. Amatérské rádio, řada B, č. 1-2/1983.
- [7] *Ing. Josef Kratochvíl*: Jednodeskový mikropočítač BOB-85. Amatérské rádio, konstrukční příloha 1984.

## MĚŘENÍ

### Indikační pomůcky

Indikační pomůcky patří často mezi velmi užitečné doplňky radioamatérské vybavy.

#### Doutnavka

Doutnavka („neonka“) je plynem plněná výbojka. Přivedeme-li na ni napětí o hodnotě vyšší, než je napětí zápalné (asi 70 až 100 V), dojde uvnitř výbojky k viditelnému výboji. V případě stejnosměrného napětí pokrývá svítící část výboje zápornou elektrodu, takže snadno můžeme určit polaritu napětí. V případě střídavého napětí jsou pokryty obě elektrody. Zbarvení výboje je při napětí stejnosměrném nebo střídavém o nízkém kmitočtu červené, při napětí vf fialové.

Doutnavku připojujeme k obvodům přes ochranný odpor, který omezí proud doutnavkou na dovolenou hodnotu. Některé doutnavky již mají ochranný odpor vestavěn v objímce. Protože proud doutnavky bývá omezen na velmi malou hodnotu, nezatěžuje doutnavka kontrolovaný obvod a můžeme proto zkoušet napětí i na měkkých zdrojích (napětí na stínici mřížce elektronky apod.).

Při kontrole koncových stupňů vysílače stačí doutnavku přiblížit skleněnou baňkou k laděnému obvodu nebo anténnímu přívodu a doutnavka se rozsvítí. Podle jasu pak můžeme odhadovat výkon vysílače.

#### Žárovka

Další užitečnou pomůckou je žárovka. Umožňuje nám kontrolovat proud procházející obvodem. Žárovkou indikujeme jak proud stejnosměrný, tak i střídavý, nezávisle na kmitočtu.

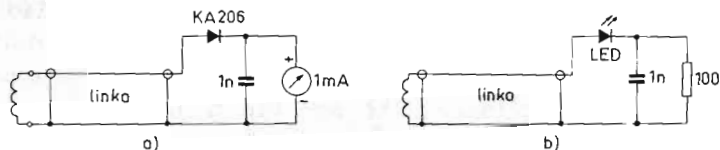
Malá žárovka z kapesní svítilny, zapojená do série s baterií a připojovacími hroty, může sloužit jako žárovková zkoušečka ke kontrole obvodů (přerušení plošných spojů, která nejsou pouhým okem často viditelná). Spojíme-li žárovku s vhodným předřadným odporem, získáme i jednoduchý voltmetr.

Užitečným pomocníkem bývá i při kontrole vf výkonů budicích a koncových stupňů, pracujících na nízké impedanci. Zapojená v sérii s anténním přívodem slouží ke kontrole vf proudu jdoucího z vysílače do antény. V těchto případech je třeba volit žárovky o odpovídajícím výkonu. Používají se malé typy z kapesních svítilen i osvětlovací žárovky velkých výkonů. Osvědčují se žárovky automobilové, protože mají krátké vlákno a tím i menší indukčnost. Je třeba si uvědomit, že tato měření jsou jen informativní, protože žárovka v žádném případě nepředstavuje přesně definovanou reálnou zátěž.

#### Absorpční kroužek

Absorpční kroužek představuje vlastně další využití žárovky. Je vyroben z izolovaného drátu ( $\varnothing$  1 až 2 mm), stočeného do jednoho nebo dvou závitů o průměru 2 až 6 cm. Konce drátu jsou přiletovány přímo k objímce žárovky. Přiblížíme-li kroužek k laděným obvodům vysílače, indukuje se v závitě vf proud a žárovka se rozsvítí. Svit žárovky závisí na výkonu vysílače a na těsnosti vazby s laděným okruhem. Pro malé výkony používáme žárovky s malou spotřebou (50 mA). S kroužkem musíme pracovat opatrně, protože při těsnější vazbě a případném doladění obvodu do rezonance se žárovka snadno přepálí.

Potřebujeme-li zjistit přítomnost velmi malých vf výkonů, musíme použít indikátorů citlivějších. Indikátor neutralizace (podle účelu, ke kterému se nejčastěji využívá) dokáže indikovat i velmi malé výkony. Na obr. 8.1a je zapojení velmi citlivého indikátoru. Absorpční kroužek, tvořený jedním nebo dvěma závity o menším průměru (dosažení i méně přístupných míst v zařízení), je spojen pomocí slabého koaxiálního kablíku s detektorem. V nouzi je možné použít zkrouceného vodiče. Na výstupu diodového detektoru je připojen mikroampérmetr nebo univerzální ručkové měřidlo, přepnuté na nejcitlivější rozsah. Výhodou měřidla je, že můžeme spolehlivěji odečítat velikost vf napě-



Obr. 8.1. Indikátory neutralizace

tí během nastavování. Méně citlivé zapojení je na obr. 8.1b. Jako indikátor využívá světelnou diodu (LED), která zároveň plní funkci detektoru. Odpor omezuje přípustný proud diody a uzavírá stejnosměrně detektor.

## Měření napětí a proudů

Moderní měřicí technika umožňuje indikovat měřené veličiny v číselné formě (digitálně). Analogové odečítání má však výhody, pro které nebude nahrazeno digitálním.

Principů, na kterých je založena funkce ručkových přístrojů, je několik (např. elektromagnetický, elektrodynamický, tepelný, elektrostatický). Nejvíce je používán systém s otočnou cívku (systém Deprez d'Arsonval, nazývaný deprézský). Kovový rámeček, na kterém je navinuta cívka ze slabého drátu, je otáčivě uložen mezi póly permanentního magnetu. Proud je přiváděn do cívky dvěma pružnými spirálami. Prochází-li cívku proud, vzniká vzájemným působením magnetu a cívky síla, která otáčí cívku. Pružné spirály vytvářejí sílu, která působí proti otáčení cívky (direktivní moment). Vhodnou volbou této síly se dosáhne linearoty vychýlení. Po vypnutí proudu vrátí spirály cívku do výchozí polohy. Cívka je spojena s ručkou, která ukazuje údaje na stupnici. Kovový rámeček zajišťuje tlumení pohybu ručky.

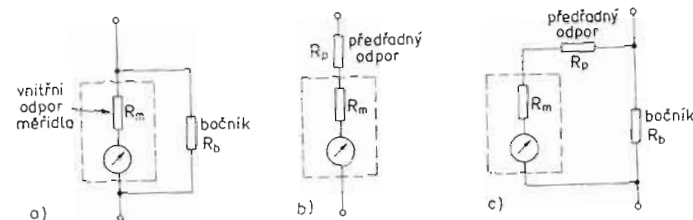
Deprezský přístroj reaguje pouze na průchod stejnosměrného proudu. Přesnost přístroje je obvykle vyznačena na štítku stupnice. Např. hodnota 2 % u mikroampérmetru s rozsahem 100  $\mu\text{A}$  na plnou

výchylku značí, že nepřesnost přístroje nepřesáhne 2  $\mu\text{A}$  v kterémkoliv bodě stupnice.

## Měření stejnosměrných napětí a proudů

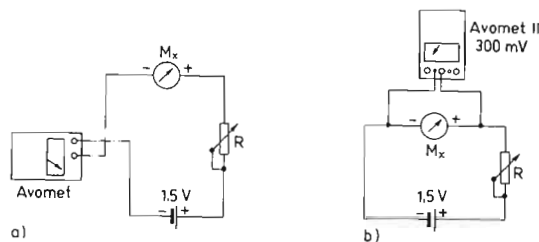
Citlivost deprézských přístrojů se obvykle udává hodnotou proudu pro plnou výchylku ručky. Citlivé přístroje mají cívku vinutou velmi slabým drátem a pro plnou výchylku jim stačí několik desítek nebo stovek mikroampérů. Nazýváme je mikroampérmetry. Méně citlivé miliampérmetry jsou vinuty obvykle silnějším drátem a pro plnou výchylku vyžadují proud v jednotkách miliampérů. Miliampérmetry bývají mechanicky odolnější a vydrží i větší náhodné přetížení. Vzhledem k větší spotřebě proudu jsou méně vhodné pro některé aplikace.

Jednou z charakteristických vlastností měřidla je jeho *vnitřní odpor* ( $R_m$ ), který určuje citlivost na plnou výchylku. Připojíme-li paralelně k přístroji odpor (*bočník* –  $R_b$ ), proud se rozdělí mezi bočník a vnitřní odpor měřidla (obr. 8.2a). Bude-li hodnota bočníku velmi malá proti  $R_m$ , pak větší část proudu poteče bočníkem. Pro výpočet bočníku mu-



Obr. 8.2. Měřicí přístroje s otočnou cívku

síme znát hodnotu vnitřního odporu měřidla a hodnotu proudu pro plnou výchylku. Přístroj odkrýváme a přesvědčíme se, zda není uvnitř nějaký odpor. Ten opatrně vypájíme a zkontrolujeme, aby přívody od systému vedly přímo na připojovací kontakty. V dalším postupu se řídíme podle obr. 8.3a. Zapojíme neznámý přístroj do série spolu s přesným miliampérmetrem, proměnným odporem asi 10 k $\Omega$  a monočlánkem 1,5 V. Pomocí proměnného odporu nastavíme plnou výchylku na zkoumaném měřidle, a to co nejpečlivěji. Na známém



Obr. 8.3. Zjištění proudového a napěťového rozsahu měřidla

měřidle pak odečteme hodnotu proudu. Dále změříme spád napětí, který vznikne na neznámém měřidle při plné výchylce. Okruh zapojíme podle obr. 8.3b. Proměnným odporem nastavíme plnou výchylku na stupnici neznámého měřidla, přepnutého na měření milivoltů s rozsahem 300 mV a odečteme výchylku v milivoltech. Během nastavování musí být voltmetr stále připojen. Ze zjištěných hodnot proudu při plné výchylce a spádu napětí na odporu měřidla vypočítáme vnitřní odpor neznámého měřidla podle vzorce

$$R_m = \frac{U}{I}. \quad [\Omega; V, A] \quad (1)$$

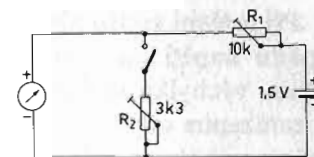
*Příklad:* zjištěné hodnoty jsou 100  $\mu$ A a 100 mV, pak

$$R_m = \frac{0,1 V}{0,0001 A} = 1\,000 \Omega.$$

Jiný způsob zjištění vnitřního odporu měřidla je na obr. 8.4. Při odpojení odporu  $R_2$  nastavíme pomocí  $R_1$  plnou výchylku měřidla. Připojíme odpor  $R_2$  a změnou jeho odporu nastavíme výchylku měřidla přesně na polovinu. Hodnota odporu  $R_2$  pak odpovídá vnitřnímu odporu měřidla. Měření podle obr. 8.4 vyžaduje použití tvrdého zdroje napětí. (Pro citlivá měřidla vyhovuje monočlánek.)

Často vzniká potřeba měřit jiné hodnoty proudu, než je rozsah přístroje. Pak musíme proudový rozsah přístroje rozšířit.

Spojíme-li dva odpory paralelně, bude při shodnosti obou odporů protékat každým z odporů polovina celkového proudu. Bude-li mít jeden odpor hodnotu malou a druhý velkou, proud se rozdělí v pomě-



Obr. 8.4. Měření vnitřního odporu měřidla

ru obou hodnot odporů. Více proudu poteče malým odporem. Paralelního spojení odporů se proto využívá při rozšíření proudových rozsahů měřicího přístroje (obr. 8.2a).

Ze zjištěné hodnoty vnitřního odporu měřidla můžeme vypočítat hodnotu odporu bočnicku podle vzorce

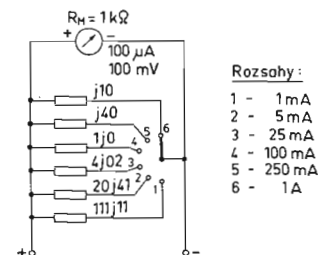
$$R_b = \frac{R_m}{n-1}, \quad [\Omega] \quad (2)$$

kde  $n$  udává, kolikrát chceme rozsah proudu rozšířit.

*Příklad:* měřidlo s rozsahem proudu 100  $\mu$ A a vnitřním odporem 1 000 ohmů chceme upravit pro rozsah 1 mA, tj. 10krát snížit citlivost. Podle (2) bude odpor bočnicku

$$R_b = \frac{1\,000}{10-1} = 111,11 \Omega.$$

Bočnický se vyrábějí z odporového drátu s velkou tepelnou stálostí. *Příklad využití měřidla pro měření proudu a s přepínáním rozsahů* je na obr. 8.5. Je nutno použít přepínače, který přechází plynule z kontaktu na kontakt, aby v případě přepínání rozsahů během měření nezůstalo měřidlo bez bočnicku.



Obr. 8.5. Měření stejnosměrného proudu

Při měření vnitřního odporu měřidla jsme zároveň zjistili i hodnotu spádu napětí na tomto odporu, to znamená potřebné napětí pro plnou výchylku měřidla. Měřidlo může být využito i k měření napětí a zařazením odporu do série, zvaného *předřadný odpor* ( $R_p$ ), můžeme měnit rozsah měřidla zapojeného jako voltmetr (viz obr. 8.2b).

Při výpočtu předřadných odporů použijeme vzorce

$$R_p = R_m(n - 1), \quad [\Omega] \quad (3)$$

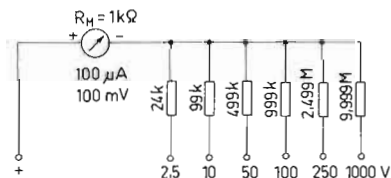
kde  $n$  je násobitel, kolikrát chceme rozsah rozšířit.

Příklad: měřidla s  $R_m = 1\,000\,\Omega$  a napětím na plnou výchylku 100 mV chceme použít jako voltmetru do 10 V.

Pak  $n = 10\text{ V} / 0,1\text{ V} = 100$ . Podle vzorce (3) bude hodnota předřadného odporu

$$R_p = 1\,000 (100 - 1) = 99\,000\,\Omega = 99\text{ k}\Omega.$$

Praktické provedení pro více rozsahů je na obr. 8.6.

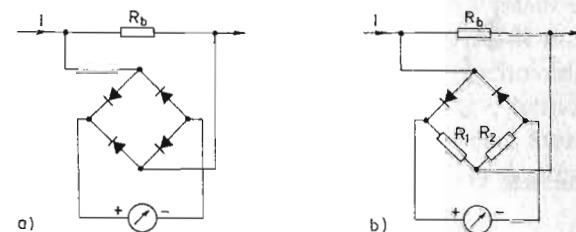


Obr. 8.6. Měřič stejnosměrného napětí s více rozsahy

Při jednoúčelových měřeních proudů se někdy jeví jako výhodné kombinované zapojení podle obr. 8.2c. Výroba přesných bočníků je obtížná a můžeme si pomoci tím, že se bočník nastaví pouze přibližně a rozsah měřidla se upraví přesně pomocí sériového odporu, jehož hodnota bude snáze nastavitelná.

### Měření střídavých napětí a proudů

Deprézské přístroje reagují pouze na proud stejnosměrný. Chceme-li měřit i proud střídavý, musíme jej nejprve usměrnit. K usměrnění se používá Graetzova zapojení se čtyřmi diodami (obr. 8.7a) nebo polovičního Graetzova zapojení, kde jsou dvě ramena nahrazena odpory (obr. 8.7b). Vzhledem k nelinearitě usměrňovacích charakteristik



Obr. 8.7. Měření střídavých proudů

diod bývá stupnice také nelineární, kdy rozsah je výrazně stlačen pro malé hodnoty napětí. Aby nebylo nutné používat pro více měřených rozsahů i samostatných stupnic, provádějí se v obvodu měřidla úpravy ke zvýšení linearity, takže u univerzálních přístrojů bývá obvykle pouze jedna kompromisní stupnice pro střídavé napětí nebo proudy. Při měření musíme počítat s větší chybou přístroje, než bývá při měření stejnosměrných napětí a proudů.

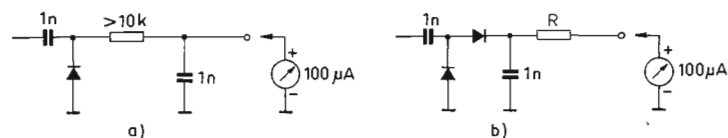
Používané diody by měly mít ohyb charakteristiky pokud možno při co nejmenším napětí. Z toho hlediska se jeví jako výhodné usměrňovače kuprexové. Pro svou velkou kapacitu jsou však vhodné pouze k usměrňování proudů technického kmitočtu (obvody spojené s rozvodnou sítí o kmitočtu 50 Hz, max. pak do 1 000 Hz). Použití polovodičových diod umožní rozšířit rozsah měřitelných kmitočtů i v rozsahu akustického pásma, ovšem za cenu většího stlačení stupnice na začátku rozsahu.

Trvalé měření střídavých napětí a proudů o nízkých kmitočtech se v amatérských konstrukcích prakticky nepoužívá.

K měření těchto veličin během uvádění přístroje do chodu (obvykle zdrojová část nebo napětí a proudy žhavení elektronek) je výhodnější a přesnější použít továrních univerzálních ručičkových přístrojů.

### Měření vysokofrekvenčních napětí a proudů

K měření velmi malých vf napětí se používají selektivní voltmetry, což jsou v podstatě vysoce kvalitní přijímače s přesně definovanou citlivostí a účinnou AVC. Potřeba měření vf napětí vzniká převážně při nastavování jednotlivých stupňů vysílačů a oscilátorových obvodů přijímačů.



Obr. 8.8. Vf sondy

K usměrnění se používá tzv. vf sond s jednou nebo dvěma polovodičovými diodami (obr. 8.8a,b). Tyto sondy nacházejí uplatnění hlavně ve spojení s elektronickými voltmetry, avšak i ve spojení s citlivým ručkovým přístrojem jsou velmi užitečným pomocníkem. Jsou schopny měřit od kmitočtu asi 500 kHz; horní hranice kmitočtů je dána vlastnostmi diody. Ideální dioda by měla mít převodní charakteristiku rovnou již od velmi malých napětí, měla by mít velké závěrné napětí a co nejmenší kapacitu přechodu. Diody, které máme k dispozici, budou vždy kompromisem. Germaniové diody jsou výhodnější pro měření malých napětí, avšak mezi křemíkovými nalezneme snadněji diody s vyšším závěrným napětím, které nám umožní měřit napětí o hodnotách vyšších. (Nejvyšší hodnota však bude vždy v okolí 20–25 V.) Prakticky libovolná dioda umožní měřit do kmitočtů 30 MHz, pro kmitočty vyšší musíme počítat se snížením usměrňovací účinnosti.

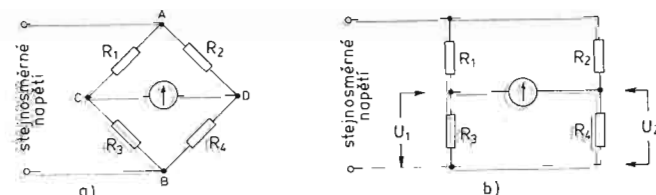
Sonda na obr. 8.8a pracuje jako paralelní jednocestný usměrňovač. Volbou odporu můžeme nastavit citlivost (rozsah). Sonda na obr. 8.8b pracuje jako zdvojovač napětí a tímto zapojením získáme vyšší citlivost pro malé napětí. Uvedené sondy, ve spojení s ručkovým přístrojem, budou pracovat spíše jako indikátory, což v mnoha případech stačí. Sondy je však možné i ocejchovat pomocí nízkovoltového napětí ze síťového transformátoru. Pro cejchování zvětšíme kapacity v sondě paralelním připojením elyťů asi 10  $\mu\text{F}$  k původním kapacitám. Jako měřidla použijeme buď samostatného mikroampérmetru, nebo sonda bude sloužit jako doplněk k univerzálnímu měřidlu s vnitřním odporem alespoň 10  $\text{k}\Omega/\text{V}$ .

K měření velkých vf proudů se používá deprézský přístroj spojený s termočlánekem. V termočláncu prochází vf proud odporovým drátem, který se proudem zahřeje na teplotu přes 200°C. K odporovému

drátu jsou přivařeny dva drátky z různých kovů, na kterých působením teploty vzniká napětí úměrné teplotě a tím i proudu. Vzniklé malé napětí se měří deprézským přístrojem. Stupnice je cejchována v jednotkách vf proudu. Na obdobném principu pracuje tzv. termokříž, který se skládá pouze ze dvou drátků z různých kovů, přes které vf proud prochází přímo. Termokříž bývá zabudován již do deprézského přístroje.

## Můstky

Můstková zapojení se vyskytují v měřicí technice velmi často. Oblast jejich použití je od stejnosměrného napětí až po vysoké kmitočty. Stejnosměrné můstky používají k napájení stejnosměrného napětí, ale *mohou* pracovat i s napětím střídavým. Střídavé můstky *musí být* napájeny napětím střídavým. Můstky sestávají ze čtyř impedancí zapojených do série a tvořících uzavřený obvod. Napájecí napětí se přivádí mezi dva protilehlé body a jejich vyvážení se kontroluje nulovým indikátorem mezi dvěma zbývajících body. Jednotlivé impedance – ramena můstků – mohou být realizovány odpory, kapacitami, induktivitami nebo aktivními prvky podle účelu použití. Funkci nulového indikátoru může plnit deprézský přístroj, sluchátka, obrazovka, přijímač – podle účelu, ke kterému je můstek použit. U můstků jde vždy o nastavení jejich rovnováhy a nejsou proto citlivé na absolutní velikost napájecího napětí.



Obr. 8.9. Stejnosměrný Wheatsonův můstek

## Stejnoseměrné můstky

Základním typem stejnosměrného můstku je klasický můstek Wheatstonův. Čtyři odpory  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  a  $R_4$  tvoří ramena můstku. Mezi body  $A$  a  $B$  se přivádí stejnosměrné napětí. Na polaritě nezáleží, protože deprezský přístroj, zapojený ke kontrole vyvážení mezi body  $C$  a  $D$ , má stupnici s nulou uprostřed. Odpory  $R_1$ ,  $R_3$  a  $R_2$ ,  $R_4$  v obr. 8.9b tvoří děliče napětí, zapojené paralelně ke zdroji. Můstek bude vyvážen, jestliže algebraický součet napětí na odporech  $R_3$  a  $R_4$  bude nulový neboli mezi body  $C$  a  $D$  bude napětí rovno nule. Napětí  $U_1$  se bude rovnat napětí  $U_2$ , jestliže bude splněna podmínka

$$\frac{R_3}{R_1 + R_3} = \frac{R_4}{R_2 + R_4} \quad (4)$$

Můstek může být napájen i napětím střídavým o libovolném kmitočtu. Jako nulový indikátor pak musí pracovat takový prvek, který bude schopen indikovat použitý kmitočet. Při použití akustických kmitočtů se často používá vysokoohmových sluchátek, která jsou velmi citlivá.

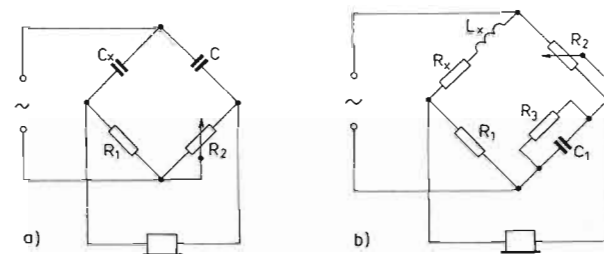
Stejnoseměrných můstků se nejčastěji využívá k měření odporů. Nahradíme-li jedno rameno termistorem (tj. teplotně závislým odporem), může můstek sloužit k měření teploty. Termistorový můstek bývá součástí termostátů (obvodů, udržujících konstantní teplotu v daném prostoru), kde odchylka nevyvážení, po zesílení v stejnosměrném zesilovači, řídí proud procházející vyhřívacím odporem tak, aby došlo opět k tepelné rovnováze v řízeném prostoru. Termostaty se používají např. v obvodech stabilních krystalových oscilátorů.

### Střídavé můstky

Střídavé můstky pracují na stejném principu jako stejnosměrné. Některé z ramen je však realizováno indukčností nebo kapacitou, které pak mají charakter induktivního nebo kapacitního odporu. Z těchto důvodů musí být můstek napájen vždy střídavým napětím. Takovéto můstky se nejčastěji používají v měřicích kapacit nebo indukčností. Můstek De Sautiho na obr. 8.10a je určen k měření kapacit. Vyrovnání můstku se provádí potenciometrem  $R_2$ , jehož stupnice je cejchována v měřených jednotkách. Maxwellův můstek na obr. 8.10b se použí-

vá k měření indukčností. Ve dvou protilehlých větvích jsou místo odporů použity indukčnost  $L_x$  (měřená) a kapacita  $C_1$ . Stupnice potenciometru  $R_2$  se cejchuje podle vztahu

$$L_x = R_1 R_2 C_1. \quad (5)$$



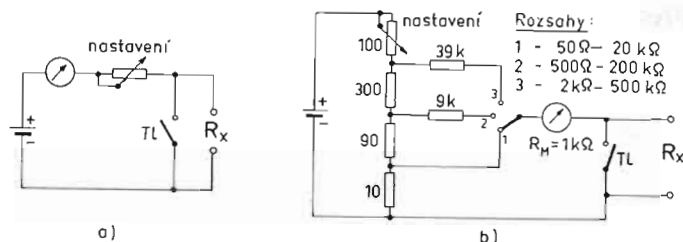
Obr. 8.10. Střídavé můstky

U komplexních impedancí, jakými se jeví indukčnosti i kapacity, by se nám nepodařilo můstek úplně vyrovnat. Musíme proto vyrovnat i imaginární složku. K tomu slouží odpor  $R_3$ .

## Měření odporů, indukčností a kapacit

### Měření odporů

Deprezské přístroje umožňují stavbu jednoduchého měřiče odporů. Na obr. 8.11a je zjednodušené schéma takového měřiče. Deprezský přístroj je zapojen do série s baterií a potenciometrem. Obvod je přerušen zdírkami, ke kterým se připojuje měřený odpor. Tlačítko, zapojené paralelně ke zdírkám, slouží k počátečnímu nastavení. Při stlačení tlačítka se proměnným odporem nastaví plná výchylka na měřidlo. Tato výchylka představuje nulový odpor. Zařazením měřeného odporu do obvodu poklesne proud v obvodu a ručka ukáže menší

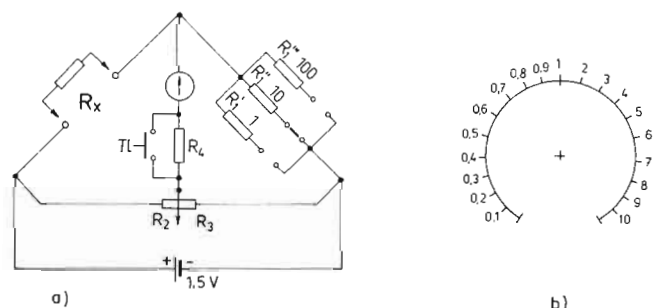


Obr. 8.11. Přímokazující měřiče odporů

výchylku. Protože velikost protékajícího proudu je nepřímou úměrnou velikosti odporu, vyjde stupnice nelineární, kdy vyšší hodnoty odporů jsou stlačeny u levého okraje stupnice. Stupnice musí být cejchována individuálně, pomocí známých odporů s požadovanou přesností. Popsaného principu měření se obvykle používá v univerzálních ručkových měřidlech (AVOMET apod.).

Praktické zapojení je na obr. 8.11b. Umožňuje měření odporů od nuly do 500 kΩ ve třech rozsazích.

Zapojení můstkového měřidla je na obr. 8.12a. Jedno rameno můstku tvoří normálový odpor  $R_1$ , který je přepínatelný, a můstek dovolu- je měření ve více dílčích rozsazích. Druhé rameno pak tvoří měřený odpor  $R_x$ . Zbývající dvě ramena vzniknou z potenciometru, na jehož ose je ručka se stupnicí. Použité měřidlo má být co nejcitlivější



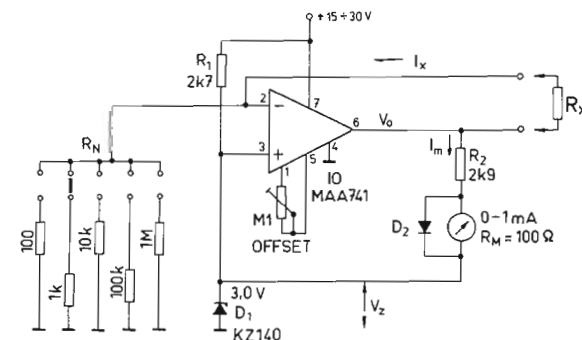
Obr. 8.12. Můstek na měření odporů

a musí být s nulou uprostřed. Odpor v sérii s měřidlem –  $R_4$  – chrání citlivé měřidlo před přetížením při nevyváženém můstku. V okolí nuly pak můžeme pomocí tlačítka odpor zkratovat a tak zvýšit citlivost měřidla a přesněji vynulovat můstek. Průběh stupnice je na obr. 8.12b. Použijeme-li dobrý potenciometr s lineárním průběhem, můžeme při cejchování zkontrolovat pomocí přesných odporů pouze krajní polohy a stupnici nakreslit interpolací.

Můstek může být napájen i střídavým napětím z generátoru (v okolí 1 kHz) a místo měřidla použijeme vysokoohmových sluchátek jako indikátoru nuly.

Lepších výsledků a rozšíření možnosti měřit odpory i vysokých hodnot dosahují zapojení s operačními zesilovači. Taková zapojení jsou obvykle součástí přesných multimetrů, kde výsledná hodnota je zobrazena číselně. Vtipné zapojení, které však využívá k indikaci ručkového přístroje, bylo publikováno v [2]. Zapojení je necitlivé na změnu napájecího napětí v poměrně širokém rozsahu a při použití měřidla se stodílkovou stupnicí nevyžaduje cejchování. Tato vlastnost je cenná právě při amatérských konstrukcích. Výsledná stupnice je lineární. Zapojení tohoto ohmmetru je na obr. 8.13.

Napětí na neinvertujícím vstupu (přívod 3) je pevně nastaveno Zenerovou diodou na 3 V. Mezi invertujícím vstupem (č. 2) a nulovým potenciálem jsou zapojeny přepínatelné normálové odpory  $R_N$ . Zkratujeme-li měřicí zdířky, bude i na výstupu IO (č. 6) napětí 3 V.



Obr. 8.13. Ohmmetr s lineární stupnicí

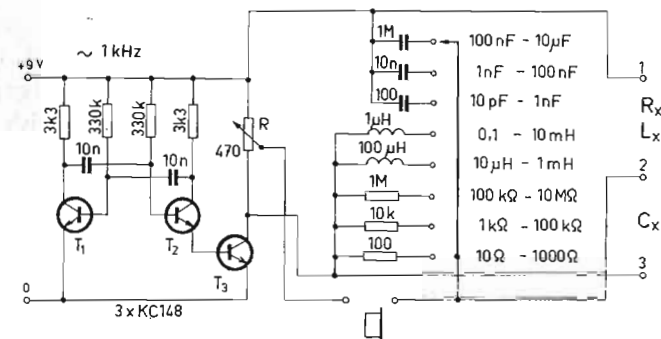
Měřidlem nepoteče žádný proud a ručka bude ukazovat na nulu. Pokud nebude přesná nula, musíme vykompenzovat offset operačního zesilovače pomocí trimru mezi přívody 1 a 5. Při konečném nastavení posuvu je výhodné zmenšit odpor  $R_2$  (dočasným paralelním připojením odporu  $470\ \Omega$ ), aby nastavení bylo přesnější. Měřidlo musí po správném nastavení ukazovat nulu i při prohození polarity měřidla.

Připojíme-li na měřicí svorky odpor o stejné hodnotě, jako má normálový odpor  $R_N$ , ukáže měřidlo plnou výchylku. Protože odpor  $R_2$  spolu s vnitřním odporem měřidla určuje velikost proudu protékajícího přístrojem, musí být hodnota odporu  $R_2$  přesná. Výhodnější bude rozdělit ho na pevný odpor v sérii s trimrem. Trimrem pak nastavíme plnou výchylku měřidla při shodnosti odporů  $R_N$  a  $R_x$ . Proud tekoucí měřidlem je úměrný odporu  $R_x$  a stupnice může být cejchována přímo v ohmech. Výhodné je použití stodílkové stupnice. Výsledná přesnost měření je převážně určena přesností normálových odporů  $R_N$ , které by měly být vybrány s přesností alespoň 2 % (odpory TR 161).

Přestože použitý operační zesilovač MAA 741 má na invertujícím vstupu vysokou impedanci, musíme počítat na rozsahu do  $10\ \text{M}\Omega$  s menší přesností (na obr. 8.13 jsou uvedeny rozsahy jen do  $1\ \text{M}\Omega$ ). Stejně přesnosti na všech rozsazích i do  $10\ \text{M}\Omega$  – i více – by umožnilo použití hybridního operačního zesilovače typu WSH 220 (Tesla Lanškroun). Závěrem je třeba upozornit na použití diody paralelně k měřidlu. Musí být použita dioda germaniová. V případě rozpojených zdířek  $R_x$  je okruh uzavřen přes diodu a údaj měřidla klesne na nulu. Tím je měřidlo chráněno.

### Měření indukčnosti

Vychází z principů popsanych v přecházející kapitole, a protože tyto principy jsou vhodné i k měření kapacit, setkáváme se často s tzv. můstky RLC. Zapojení jednoduchého můstku RLC je na obr. 8.14. Můstek je napájen střídavým napětím o kmitočtu asi  $1\ \text{kHz}$ . Generátor tohoto kmitočtu pracuje v multivibrátorovém zapojení s tranzistory  $T_1$  a  $T_2$ . Tranzistor  $T_3$  pracuje jako oddělovací stupeň a v jeho kolektoru je lineární potenciometr, který představuje dvě ramena můstku. Z polohy jeho běžce je odvozena stupnice, která má průběh jako na obr. 8.12b. Další rameno můstku tvoří normálová impedance ( $R$ ,  $L$



Obr. 8.14. Přímoukazující měřič RLC

nebo  $C$ ), přepínaná vícepolohovým přepínačem podle druhu a rozsahu měřené součástky. Poslední rameno pak tvoří měřená součástka. Vynulování můstku se kontroluje pomocí vysokoohmových sluchátek na minimální sílu tónu. Přesnost můstku závisí především na přesnosti normálových impedancí, které musíme nejdříve zkontrolovat. Při měření kapacit a indukčností musíme počítat s menší přesností převážně u vyšších hodnot, protože v můstku není zavedena kompenzace jalových složek.

Při zjišťování hodnot indukčností v rozsahu krátkovlnných pásem dosáhneme přesnějších výsledků rezonanční metodou měření. Rezonanční metoda je běžně používaná v laboratorních měřících jakosti cívek ( $Q$  – metrech).

Základem je cejchovaný otočný kondenzátor, ke kterému se paralelně připojí neznámá indukčnost a vzniklý LC obvod se napájí napětím z generátoru o známém kmitočtu. K obvodu je dále připojen vf voltmetr s vysokou vstupní impedancí, který ukáže maximální výchylku rezonance obvodu. Rezonanci můžeme nastavit pomocí cejchovaného otočného kondenzátoru při nastavení pevného kmitočtu generátoru nebo změnou kmitočtu generátoru při nastavené kapacitě. Hodnotu indukčnosti vypočteme pomocí Thomsonova vzorce

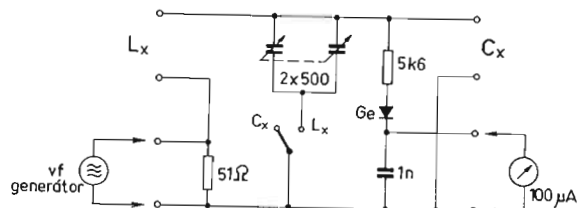
$$L = \frac{25\,300}{f^2 C} \quad [\mu\text{H}; \text{MHz}, \text{pF}] \quad (6)$$

Tovární měřiče indukčností používají pevných normálových kapacit a stupnice generátoru je cejchována přímo v jednotkách indukčnosti. U Q-metrů se používá cejchovaného otočného kondenzátoru a generátor je cejchován v kmitočtech. Ke zjištění měřené indukčnosti se musí také použít výpočtu nebo nomogramů.

Stejného principu se využívá i k měření kapacit. Normálové indukčnosti jsou však pevné (přepínatelné). Měřená kapacita se připojí k obvodu a ten se vyladí do rezonance. Pak se kapacita odpojí a obvod se vyladí opět do rezonance. Rozdíl v nastavení cejchovaného otočného kondenzátoru odpovídá zjišťované hodnotě kapacity.

Zapojení jednoduchého měřiče indukčností (a kapacit) je na obr. 8.15 a bylo popsáno v [1]. Pracuje na již uvedeném principu. Na odpor  $51\ \Omega$  se přivede napětí z vf generátoru. Dvojité kondenzátor má průběh kapacity vyneseno na stupnici. K rezonančnímu obvodu je připojen jednoduchý vf voltmetr ke kontrole rezonance. K obvodu je připojen přes oddělovací odpor, aby se snížil vliv kapacity diody a nízkého vstupního odporu na měřený obvod. Měření indukčností probíhá podle výše popsaného postupu. Při měření kapacit jsou dvě možnosti. První již byla popsána. V tomto případě připojíme ke svorkám  $L_x$  libovolnou indukčnost (ovšem s hodnotou přiměřenou k měřené kapacitě). Při měření malých kapacit volíme přibližně indukčnost takovou, abychom dosáhli rezonance při více otevřeném ladícím kondenzátoru, kde přesnost cejchování bude lepší. Měříme v poloze přepínače  $L_x$  (i když měříme kapacitu).

Při druhém způsobu, kdy přepínač je v poloze  $C_x$  a tím ladící kondenzátor odpojen, musíme ke svorkám připojit přesnou normálovou



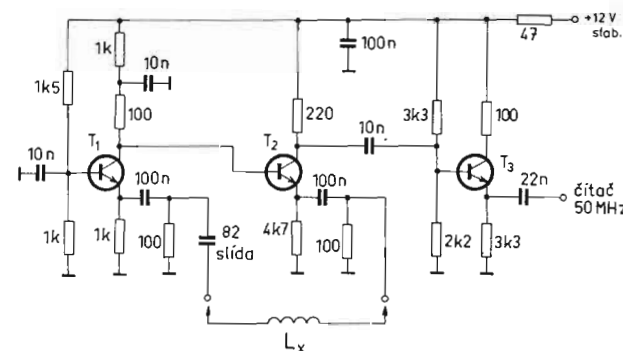
Obr. 8.15. Rezonanční měřič indukčností a kapacit

indukčnost  $100\ \mu\text{H}$ . Po připojení měřené kapacity nastavíme obvod do rezonance změnou kmitočtu generátoru. Hodnotu kapacity vypočítáme podle Thomsonova vzorce

$$C = \frac{25\ 300}{f^2 L} \quad [\text{pF} = \text{MHz}, \mu\text{H}] \quad (7)$$

Popsaný měřič umožňuje měřit indukčnosti v rozsahu od  $1\ \mu\text{H}$  do  $25\ \text{mH}$  a kapacity od  $10\ \text{pF}$  do  $25\ \text{nF}$ . Potřebný rozsah generátoru je od  $100\ \text{kHz}$  do  $5\ \text{MHz}$ .

Pro toho, kdo má k dispozici čítač, popíšeme jiné zapojení rezonančního měřiče indukčností. Tento doplněk k čítači umožňuje měřit indukčnosti v rozsahu od  $5\ \text{nH}$  do asi  $800\ \mu\text{H}$ . Výhodou je možnost měření velmi malých indukčností, které se často vyskytují při práci na VKV. Zapojení přístroje je na obr. 8.16.



Obr. 8.16. Měřič indukčností k čítači ( $T_1, T_2, T_3 = \text{KF 525}$ )

Tranzistory  $T_1$  a  $T_2$  pracují jako oscilátor, kde sériový rezonanční obvod je zapojen mezi emitery. Indukčnost tohoto obvodu představuje neznámá měřená indukčnost. Oscilátor kmitá na kmitočtu daném pevnou kapacitou a neznámou indukčností. Přes oddělovací stupeň s tranzistorem  $T_3$  je kmitočet měřen čítačem. Ze známé kapacity a výsledného kmitočtu oscilátoru vypočítáme indukčnost podle vzorce

(6). Pro snadnější práci si můžeme zpracovat kalibrační křivku a tak urychlit zjišťování indukčnosti.

Pro získání dlouhodobé stálosti a přesnosti měření musí být použit kvalitní kondenzátor v sériovém obvodu. Jako vhodné typy lze doporučit buď slídkový, typ TC 210–212, nebo styroflexový, typ TC 281–283. Přestože sériový obvod je zakončen na obou stranách velmi malou impedancí, je třeba všechny přívody učinit co nejkratší a je výhodné, aby i měřicí zdířky byly co nejmenší a vpájeny přímo do plošného spoje. Je možné použít pozlacené dutinky ze staršího, rozbitého řadového konektoru FRB, typ TX 511 (Tesla Jihlava).

Jelikož máme zájem na přesném měření i velmi malých indukčností, musíme přesně znát obvodovou kapacitu. Nestačí vědět, že použitý kondenzátor má kapacitu 82 pF, ale musíme změřit skutečnou kapacitu tak, jak je součástí obvodu. Postupujeme následovně:

- navineme cívku a na jiném můstku ji nastavíme pečlivě na hodnotu 200  $\mu\text{H}$ ;
- cívku připojíme do zdířek přípravku a na čítači odečteme kmitočet oscilací. Na vícemístném čítači budou poslední číslice nestabilní. Stačí odečíst první čtyři číslice;
- podle vzorce (7) vypočítáme skutečnou kapacitu obvodu.

**Příklad:** použitá normálová indukčnost je 200  $\mu\text{H}$  a změřený kmitočet 1,18 MHz. Pak skutečná sériová kapacita obvodu bude podle vzorce (7):

$$C_s = \frac{25\,300}{1,18^2 \cdot 200} = 90,85 \text{ pF}.$$

Je nutné znát i vlastní indukčnost obvodu, představovanou hlavně přívody k měřicím zdířkám. Zjistíme ji následovně:

- zdířky  $L_s$  nejkratším způsobem zkratujeme silným vodičem;
- na čítači odečteme kmitočet oscilací a podle vzorce (6) vypočítáme vlastní sériovou indukčnost obvodu.

**Příklad:** zjištěná sériová kapacita 90,85 pF, kmitočet oscilací 40 MHz. Sériová indukčnost je podle vzorce (6)

$$L_s = \frac{25\,300}{40^2 \cdot 90,85} = 0,175 \mu\text{H} = 175 \text{ nH}.$$

Při výpočtu neznámé měřené indukčnosti musíme vlastní indukčnost  $L_s$  od výsledku odečíst. Použijeme vzorců:

$$L_x = \frac{25,3 \cdot 10^6}{f^2 \cdot C_s} - L_s; \quad [\text{nH} = \text{MHz}, \text{pF}, \text{nH}] \quad (8)$$

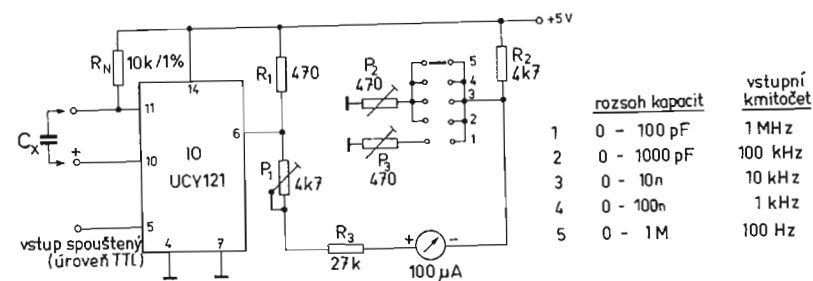
$$L_x = \frac{25,3 \cdot 10^3}{f^2 \cdot C_s} - \frac{10^3}{L_s}. \quad [\mu\text{H} = \text{MHz}, \text{pF}, \text{nH}] \quad (9)$$

Pomocí výše uvedených vzorců si můžeme sestavit křivku, která usnadní rychlé zjišťování měřených indukčností\*). Podmínkou dlouhodobé přesnosti křivky je použití přesného, stabilizovaného napětí pro napájení přípravku. Pokud bychom během měření používali výpočtu, pak je hodnota napájecího napětí nepodstatná.

Připojíme-li ke zdířkám  $L_x$  krystal, bude kmitat oscilátor na sériovém rezonančním kmitočtu krystalu, takže přípravek může být užitečný při výběru krystalů pro filtr.

### Měření kapacit

Přímoukazující měřič kapacit (obr. 8.17) s lineární stupnicí má jednoduché cejchování a s výhodou je možné použít deprézského přístroje se stodílkovou stupnicí.



Obr. 8.17. Měřič kapacit

\*Doporučujeme sestavit tuto křivku na logaritmický papír. Výsledkem pak je přímka, vymezující případné chyby cejchování nebo výpočtu.

Základ měřidla tvoří integrovaný monostabilní klopný obvod SN 74 121 (do ČSSR dodávaný z polské produkce pod označením UCY 74 121N). Obvod je spouštěn obdélníkovými impulsy s TTL úrovní. Kmitočet pulsů je přepínatelný v dekadickém poměru podle žádaného rozsahu měření. Na výstupu 6 klopného obvodu vznikají pulsy, jejichž šířka je přímo úměrná časové konstantě  $RC$  a přivedenému kmitočtu. Časovou konstantu určuje pevný odpor  $R$  a měřená kapacita  $C_x$ . Šířka pulsů na výstupu se mění s velikostí kapacity.

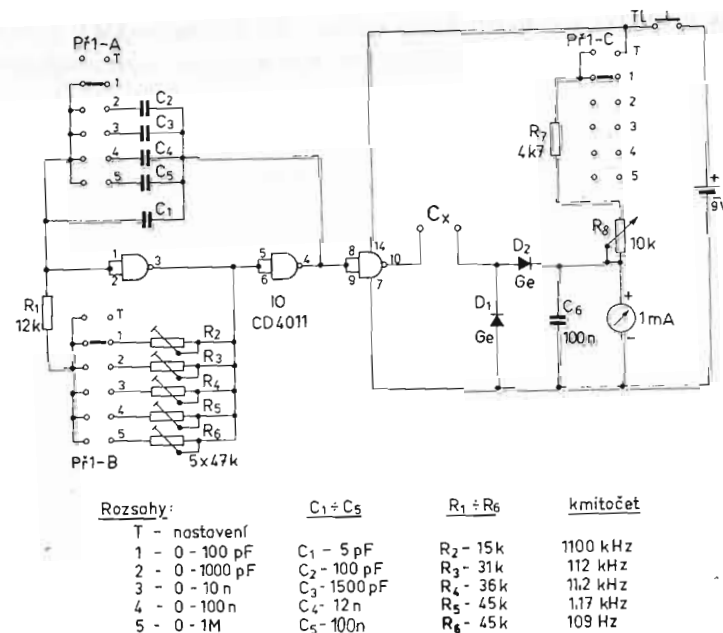
Měřicí obvod na výstupu klopného obvodu je zapojen do můstku, jehož dvě ramena tvoří odpory  $R_1$  a  $R_2$  a zbývající ramena vnitřní odpor  $IO$  a trimr  $P_2$  (resp.  $P_3$ ). Trimr  $P_1$  s odporem  $R_3$  upravují citlivost deprézského přístroje.

Normálový odpor  $R_N$  by měl být teplotně stabilní (z řady TR 161) a vybraný v úzké toleranci. Klopný obvod je spouštěn pulsy z dekadických děliček, řízených krystalem.

**Postup nastavení:** bez připojené kapacity ke svorkám  $C_x$ , při zařazeném rozsahu 3 (kapacity 0 až 10 nF), nastavíme trimrem  $P_2$  nulovou výchylku na měřidle. Ke svorkám  $C_x$  připojíme kondenzátor 10 nF (2%) a trimrem  $P_1$  nastavíme výchylku na plnou hodnotu. (Přivedený kmitočet na vstup je 10 kHz.)

Přepneme na rozsah 1 (kapacity 0 až 100 pF). Pro něj je použit samostatný trimr  $P_3$ , protože musíme vykompenzovat rozptylové kapacity přivodů k měřicím svorkám. Na vstup  $IO$  je přiveden kmitočet 1 MHz a ke svorkám  $C_x$  připojen kondenzátor 100 pF. Po pečlivém nastavení nulové a maximální výchylky měřidla na uvedených dvou rozsazích je zabezpečeno měření i na rozsazích zbývajících. Požadované kmitočty pro jednotlivé rozsahy jsou uvedeny v tabulce. Použitá stodílková stupnice má lineární závislost. Při měření elektrolytických kondenzátorů musí být kladný pól připojen ke svorce označené znaménkem plus (vývod č. 10 na  $IO$ ).

Na závěr kapitoly ještě jeden měřič kapacit převzatý z [4], jehož schéma je na obr. 8.18. Používá tři hradel CMOS. První dvě hradla pracují jako generátor obdélníkových impulsů o kmitočtu nastaveném přepínačem rozsahů. Třetí hradlo odděluje generátor od měřicího obvodu a na jeho výstupu je série impulsů s konstantní amplitudou. Měřená kapacita, připojená ke svorkám  $C_x$ , se chová jako kapa-



Obr. 8.18. Měřič kapacit

citní odpor. Napětí za kapacitou je úměrné kmitočtu a velikosti kapacity. Toto napětí je usměrněno a přivedeno na ručkový přístroj. Celý měřič je napájen z destičkové baterie 9 V, která je k obvodu připojena tlačítkem pouze v době měření. Vzhledem k nepatrné spotřebě hradel CMOS je životnost velmi dlouhá. Kmitočet generátoru je potřeba nastavit pomocí čítače na kmitočet do daného měřicího rozsahu. Šesti-polohový přepínač je určen pro pět měřicích rozsahů. První poloha slouží k nastavení přístroje, kdy proměnným odporem  $R_8$  nastavíme na začátku měření plnou výchylku měřidla. Kmitočty generátoru jsou určeny kapacitami  $C_1$  až  $C_5$  a nastaví se trimry  $R_2$  až  $R_6$ . V tabulce (obr. 8.18) jsou uvedeny kmitočty pro jednotlivé rozsahy a přibližná hodnota nastavení odporových trimrů. Pokud nemáme k dispozici čítač, můžeme trimry nastavit pomocí kondenzátorů o známé kapacitě

tak, aby výchylka na měřidle odpovídala použité kapacitě (nemusí to být proto kondenzátory normálové, ale jejich hodnotu musíme znát).

## Základní měření tranzistorů, diod a integrovaných obvodů

Měření parametrů polovodičových součástek vyžaduje poměrně složitá měřicí zařízení. Situace je ještě komplikovanější u integrovaných obvodů. Při amatérské práci se musíme spokojit se základním ověřením funkce použité součástky, často zredukované na otázku: dobrá – špatná. Doporučuje se proměřit součástky před vpájením do plošných spojů, protože jejich vyjmutí (v případě vložení vadné součástky) může mít za následek zničení spoje. Toto nebezpečí je závažnější u integrovaných obvodů s velkým počtem pájecích bodů.

Nejsnadnější je kontrola diod. Stačí k tomu univerzální ručkový přístroj ve funkci ohmmetru. Měříme odpor v propustném a závěrném směru. Průměrné hodnoty v propustném směru se pohybují u germaniových diod (řada GA) okolo 250  $\Omega$ , u křemíkových pak kolem 400  $\Omega$ . Diody s přivařeným hrotem se vyznačují hodnotami nízkými, v okolí 110 až 150  $\Omega$ . Odpor v závěrném směru bývá u křemíkových diod větší než 2 M $\Omega$  a vysoké hodnoty dosahují i dobré diody germaniové, kolem 1 M $\Omega$ . Pro méně náročná použití se hodí germaniové diody se závěrným odporem alespoň 200 k $\Omega$ . Výkonové diody mají všechny hodnoty odporu úměrně menší.

Podobná měření můžeme konat i u tranzistorů, protože jednotlivé přechody představují běžné diody. Před měřením je třeba si ověřit, který přívod ohmmetru má kladné napětí. U Avometu je to přívod k měření ohmů, střední vývod je záporný. Pokud máme pochybnosti, stačí měřicí hroty připojit přes odpor  $M\ 220\ k\Omega$ , k libovolnému deprežskému přístroji tak, aby ukázal výchylku. Kladný hrot je ten, který je k přístroji připojen na přívod označený znaménkem plus.

Při měření postupujeme tak, že postupně přiložíme u tranzistorů NPN kladný hrot (u PNP pak záporný) na jednotlivé elektrody a mě-

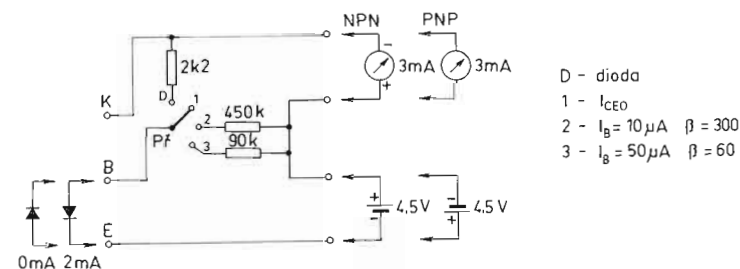
říme odpor proti zbývajícím. Orientační hodnoty uvádíme v následujícím schématu:

|   |   | NF               | VF               | GE               |
|---|---|------------------|------------------|------------------|
| B | K | 400–500 $\Omega$ | 450–700 $\Omega$ | 100–150 $\Omega$ |
|   | E | 400–550 $\Omega$ | 450–700 $\Omega$ | 100–150 $\Omega$ |
| E | B |                  |                  | 500 k $\Omega$   |
|   | K |                  |                  | 100 k $\Omega$   |
| K | B |                  |                  | 250 k $\Omega$   |
|   | E | 1 M $\Omega$     | 1 M $\Omega$     | 2–20 k $\Omega$  |

Hodnoty uvedené u germaniových tranzistorů, hlavně v závěrném směru, mohou být i značně odlišné.

Nejhorší situace je u integrovaných obvodů. Zde nám žádné jednoduché metody nepomohou a obvody musíme zkoušet za podmínek, v jakých budou pracovat. Osvědčuje se používat univerzální zapojovací desku, ve které jsou upevněny objímky. Při zkoušení operačních zesilovačů vyrobíme na desce základní zapojení OZ, které se používá jako měrné a bývá uvedeno v katalogu. U logických obvodů pak prověříme funkci hradel podle pravdivostní tabulky.

Jednoduché zapojení zkoušeče tranzistorů a diod je na obr. 8.19. K připojování součástek, baterie a měřidla slouží zdířky. Toto řešení ušetří přepínač k přepínání polarit pro tranzistory PNP a NPN. Jako měřidla lze použít univerzálního měřicího přístroje, např. Avomet II



Obr. 8.19. Jednoduchý zkoušeč tranzistorů a diod

na rozsahu 3 mA. Přepínačem se volí druhy měření. Poloha  $D$  je určena k měření diod. V propustném směru naměříme asi 2 mA, v závěrném musí být nulová výchylka. Poloha  $I$  je určena k měření zbytkového proudu tranzistoru s otevřenou bází. Polohy 2 a 3 umožňují měřit stejnosměrný proudový zesilovací činitel  $\beta$  do hodnoty 60 a 300. V poloze 2 se přivádí do báze proud 10  $\mu\text{A}$ , v poloze 3 pak proud 50  $\mu\text{A}$ . Zesilovací činitel se vypočítá podle vzorce

$$\beta = \frac{I_c}{I_b} = \frac{I_c - I_{c0}}{I_b} \quad [\mu\text{A}] \quad (10)$$

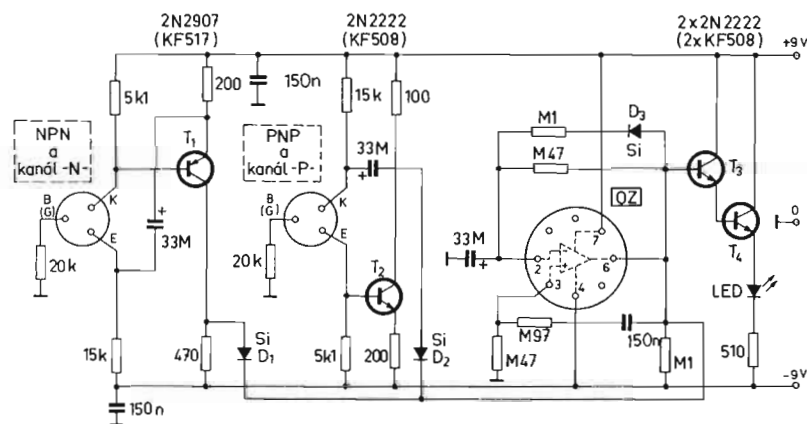
Hodnoty se dosazují v mikroampérech.

*Příklad:* Ge-tranzistor má  $I_{c0} = 100 \mu\text{A}$  (měřeno v poloze  $I$ ),  $I_c = 1,6 \text{ mA}$  (naměřeno v poloze 2), pak

$$\beta = \frac{1600 - 100}{10} = 150.$$

Při měření křemíkových tranzistorů, které mívají neměřitelný zbytkový proud, můžeme v poloze 2 přímo odečíst zesilovací činitel na stupnici do 3 mA ( $\beta = 300$ ).

Hodnotnější měřič, který umožňuje kontrolu bipolárních tranzisto-

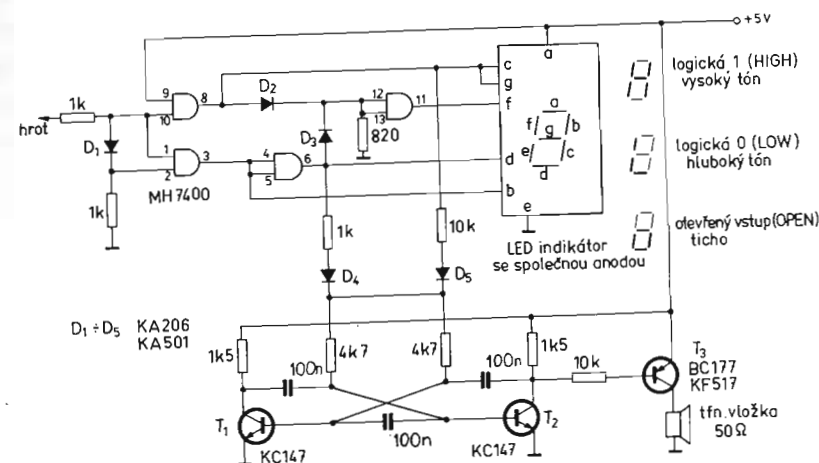


Obr. 8.20. Zkoušeč OZ, FETů a bipolárních tranzistorů

trů obou polarit, tranzistorů FET s vodivostí  $n$  i  $p$  a operačních zesilovačů, je na obr. 8.20. Měřená součástka se podle typu osadí do příslušné objímky. Je-li prvek dobrý, vytvoří se vestavěnými součástkami astabilní multivibrátor s nízkým opakovacím kmitočtem. Výstupní signál multivibrátoru je Darlingtonovým zesilovačem ( $T_3$ ,  $T_4$ ) převeden na výkonové impulsy, schopné vybudit světelnou diodu LED. Je-li součástka dobrá, projeví se funkce světelnými záblesky. Výhoda přípravku je v tom, že nepotřebuje drahý deprezský přístroj. I diodu LED je možné nahradit telefonní žárovkou 6 V/50 mA.

Při práci s číslicovými integrovanými obvody se ke kontrole funkce při ožiování nebo hledání závady používají logické sondy. V minulých letech byla v naší literatuře publikována celá řada návodů, od primitivních až po velmi složité. Nejde ve skutečnosti o měřicí přístroj, ale o indikování logických stavů. Jednoduché sondy indikují pouze stav logické jedničky a logické nuly, jiné umožňují kontrolovat tzv. zakázané pásmo (oblast mezi logickou jedničkou a nulou) nebo otevřený stav. Složitější sondy dokáží odhalit i sledy hodinových impulsů apod.

V amatérské práci přichází v úvahu využití při ožiování elektronik-



Obr. 8.21. Logická sonda s akustickou indikací

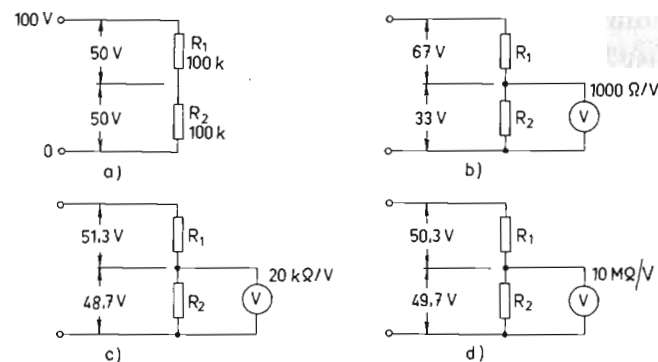
kých klíčů a automatických dávačů, osazených číslicovými IO, při uvádění do chodu a kontrole čítačů, digitálních stupnic a různých doplňků, používaných ve spojení s radiokomunikačním zařízením.

Jako ukázka byla vybrána jednoduchá sonda s akustickou indikací. Schéma je na obr. 8.21. Je napájena napětím 5 V, odebíraným z měřného přístroje. Základ tvoří soustava logických hradel NAND (jedno pouzdro MH 7400). Pracovní režim hradel je nastaven tak, že přivedeným vstupním napětím přes měřicí hrot sondy se otevírají příslušná hradla podle toho, jak je velké napětí na vstupu. Hradla spínají segmenty světelné diody a vytvářejí znaky, odpovídající stavu měřeného bodu. Pro logickou jedničku se vytvoří písmeno *H* (HIGH – obvyklé značení pro logickou 1) nebo *L* – (LOW – pro logickou nulu). U otevřených vstupů se vytvoří znak *o* (OPEN – otevřený). Kontrola logickou sondou se děje v přístrojích pod napětím a při odpoutání pozornosti na indikátor hrozí nebezpečí sklouznutí hrotu a zkratování na měřených bodech. Popisovaná sonda má proto užitečný doplněk umožňující akustickou kontrolu. Tranzistory  $T_1$  a  $T_2$  tvoří multivibrátor, aktivovaný napětím na hradlech. Velikost aktivačního napětí určuje kmitočet multivibrátoru a ten pak kmitá při logické 1 kmitočtem asi 3 kHz a při logické 0 kmitočtem asi 400 Hz. Při otevřeném vstupu nekmitá. Tranzistor  $T_3$  napětí zesiluje na úroveň potřebnou pro vysokoohmový reproduktor (stačí telefonní sluchátko).

## Elektronické voltmetry

Ručkové přístroje jsou pohotové, nevyžadují napájecí napětí. Jejich nevýhodou je však malý odpor, který zatěžuje měřené obvody. Starší deprézské přístroje měly obvyklou citlivost 1 mA proudu na plnou výchylku. Zvýšením citlivosti měřidla na 50  $\mu$ A se sice dosáhlo odporu 20 k $\Omega$  na 1 V měřeného napětí, ale ani tato hodnota není ještě dostatečně vysoká pro mnohá měření. Podívejme se na obr. 8.22a.

Dva stejné odpory, spojené do série a přiložené k napětí 100 V, musí mít v bodě jejich spojení napětí poloviční. Chceme-li však toto napětí změřit a použijeme-li k tomu měřidla s odporem 100  $\Omega$ /V (viz



Obr. 8.22. Vliv odporu měřidla na přesnost měření

obr. 8.22b), zjistíme, že měřidlo ukáže hodnotu mnohem menší. Měřidlo vytvoří s odporem  $R_2$  paralelní kombinaci, takže výsledný odpor je menší než odpor  $R_2$ . Tím se změní i poměr odporu  $R_1$  k nové kombinaci a v bodě spojení bude skutečně napětí, které měřidlo ukáže. Odpojením měřidla se obnoví původní stav. Tím, že jsme pro příklad zvolili odpory  $R_1$  a  $R_2$ , můžeme si skutečné napětí snadno spočítat. V praktické situaci, kdy hodnoty odporů budou rozdílné a navíc z jejich společného bodu bude odebirán proud (třeba ze stínící mřížky elektronky), skutečné napětí takto nezměříme. Na obr. 8.22c vidíme stav při použití měřidla s odporem 20 k $\Omega$ /V. Teprve v obr. 8.22d, při použití měřidla s velmi vysokým odporem, se naměřená hodnota blíží skutečnosti.

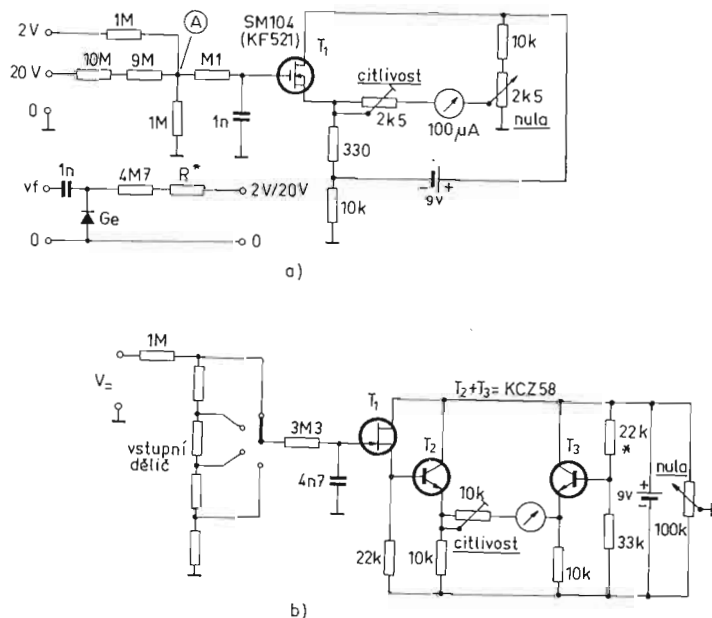
Aby bylo možno ve vysokoohmových obvodech měřit přesně, konstruují se speciální voltmetry s vysokým vstupním odporem, které využívají elektronických principů a vyžadují napájecí zdroj.

## Stejnoseměrné voltmetry

Podstatou elektronických voltmetrů je, že se mezi měřený obvod a deprézský přístroj zařadí aktivní prvek s vysokou vstupní impedancí. Vysokým vstupním odporem se vyznačují elektronky a unipolární tranzistory. Dlouhá léta vyráběné elektronkové voltmetry měly řadu vynikajících vlastností, avšak i některé nedostatky. Dosažení dlouho-

dobé stálosti nastavení nuly vyžadovalo stabilizaci žhavicího a anodového napětí apod. Unipolární tranzistory, přestože jsou do určité míry také teplotně závislé, umožňují stavbu elektronických voltmetrů snáze a s dobrými výsledky. Požadavky na napájecí zdroj jsou mnohonásobně menší.

Zapojení velmi jednoduchého voltmetru je na obr. 8.23a. Jako im-  
pedanční převodník pracuje tranzistor MOSFET. Ručkový přístroj je



Obr. 8.23. Elektronické voltmetry

připojen k můstku, jehož ramena tvoří tranzistor, jeho emitorový odpor a potenciometr s předřadným odporem. Pokud není na bázi tranzistoru přivedeno žádné napětí, nastaví se potenciometr – NULA – tak, aby měřidlo nevykazovalo žádnou výchylku. Znamená to, že můstek je vyvážen a mezi emitorem a zemí a mezi běžcem potenciometru a zemí jsou shodná napětí. Přivedením měřeného napětí na bázi tran-

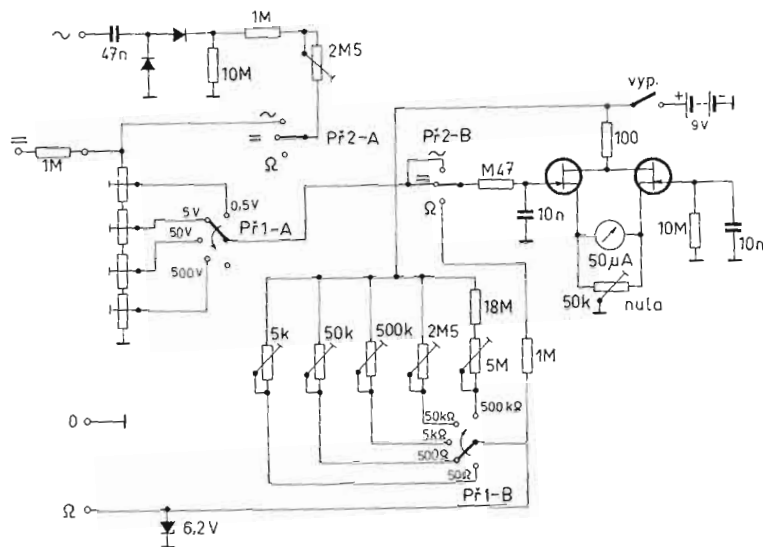
zistítoru se zvětší proud procházející tranzistorem, napětí na emitoru se změní a tím se můstek rozváží. Měřidlo ukáže výchylku úměrnou přivedenému napětí. Tranzistor vzhledem ke své převodní charakteristice je schopen lineárně zpracovat pouze napětí do určité velikosti – obvykle do 1 V. Trimrem – „CITLIVOST“ – se nastaví plná výchylka měřidla při napětí 1 V, přivedeného do bodu A. Rozšíření napěťových rozsahů se řeší předřadnými odpory, které spolu s odporem v bázi tranzistoru tvoří napěťový dělič. Místo drahého přepínače se používá přehazování měřicího kabelu do samostatných zdírek. Použitelnost přístroje můžeme rozšířit o doplněk k měření napětí vf. Jde o jednoduchou sondu s germaniovou diodou, kterou můžeme k voltmetru připojit. Odpor, označený hvězdičkou, volíme tak, aby při plné výchylce měřidla souhlasila stupnice pro efektivní hodnotu měřeného napětí vf. Průběh stupnice bude při měření vf nelineární a stupnice musí být cejchována individuálně, pomocí jiného přesného vf voltmetru.

Na obr. 8.23b je zapojení dokonalejšího stejnosměrného voltmetru. Jako impedanční převodník s vysokou vstupní impedancí pracuje opět unipolární tranzistor. Výhodnější je použití J-FETu, ale i MOS-FET může pracovat stejně dobře. Měřidlo je zapojeno mezi emitory aktivního můstku, který tvoří dva bipolární tranzistory  $T_2$  a  $T_3$  (KC 148). Aktivní můstek se vyznačuje lepšími teplotními vlastnostmi a vyšší dlouhodobou stálostí nastavení nuly. Vynikající stability lze dosáhnout při použití dvojice bipolárních tranzistorů na jednom čipu (KCZ 58, KCZ 59).

Na vstupu unipolárního tranzistoru je použit odporový dělič, který rozšiřuje možnosti voltmetru při měření ve velkém rozsahu měřených napětí. Odpor 3M3 spolu s kondenzátorem 4n7 tvoří filtr proti pronikání střídavého rušivého napětí. Odpor 1MΩ u vstupní zdičky je výhodnější vyvést do malé sondy na straně měřicího kabelu, která se připojuje k měřeným obvodům. Vyloučí se tak vliv připojení kabelu při měření v živých částech zařízení. K popsanému voltmetru samozřejmě můžeme použít vř. sondu k měření vř. napětí.

Konstrukce elektronických voltmetrů dovoluje jednoduchými prostředky rozšířit jejich funkce o měření odporů a ve světové produkci se vyskytuje celá řada kombinovaných přístrojů.

Voltmetr s lineární stupnicí vidíme na obr. 8.24. Jako stejnosměrný voltmetr pracují dva J-FETy v můstkovém zapojení. Ručkové měřidlo je zapojeno mezi emitory. Emitorové odpory jsou realizovány potenciometrem, který zároveň slouží k nastavení nuly. Princip funkce se neliší od předchozích zapojení. Vstupní dělič je řešen pomocí trimrů pro snadné nastavení (z hlediska spolehlivosti bych jim však nevěřil). Není však problém nahradit dělič pevnými odpory.



Obr. 8.24. Voltohmmetr s lineární stupnicí

Měření odporů je založeno na měření napětí na odporovém děliči, který představuje odporový normál v sérii s neznámým odporem. Dělič je připojen mezi napájecí napětí a nulový potenciál. Protože normál je pevně nastaven, je napětí na děliči přímo úměrné velikosti měřeného odporu a indikováno připojeným voltmetrem. V původním pramenu je jako normálů pro jednotlivé rozsahy použito nastavitelných trimrů. Z hlediska dlouhodobé stálosti bude výhodné použít trimrů pouze při uvádění do chodu a v definitivním provedení je nahra-

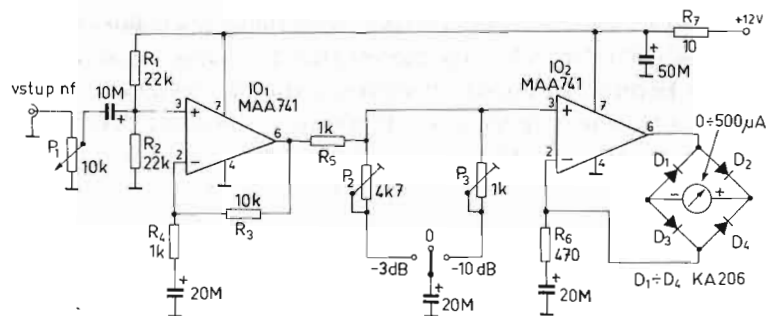
dit pevnými odpory. Protože získání pevných odporů požadovaných hodnot může činit potíže, můžeme použít pevného odporu (co nejbližší nižší hodnoty) a doplnit trimrem. Případná nestabilita tak bude omezena na mnohem menší míru. V přístroji je použito dvou přepínačů. Jeden je určen k přepínání rozsahů a druhý k přepínání funkce. Voltmetr je rozšířen o možnost měření napětí vf pomocí sondy vf. Lineární průběh stupnice bude pro měření stejnosměrných napětí a odporů. Při použití sondy vf bude průběh nelineární.

### Střídavý voltmetr

Při nastavování a kontrole nízkofrekvenčních obvodů v radiokomunikačních zařízeních je často zapotřebí měřit střídavá napětí velmi nízkých hodnot, a to od jednotek milivoltů po jednotky voltů. Většinou půjde o nastavení útlumové charakteristiky v nf části přijímače, modulátoru vysílače, nf filtrů pro SSB a CW apod. Přestože zpravidla jde o střídavé napětí v oblasti akustických kmitočtů, nemůžeme v mnoha případech použít univerzálního ručkového měřidla pro nedostatečnou citlivost a nerovnoměrnost kmitočtové charakteristiky. Některé střídavé voltmetry umožňují měření ve velkém kmitočtovém rozsahu, často až do 10 MHz. Většinou však vystačíme s měřidlem, které zabezpečí spolehlivé měření v pásmu slyšitelných kmitočtů. Nemůžeme však slevit z požadavku na vysokou citlivost a vstupní impedanci.

Zapojení jednoduchého nf milivoltmetru je uvedeno na obr. 8.25 [9]. Slouží pouze k relativnímu měření na obvodech. Používá dvou operačních zesilovačů MAA 741, aby bylo zajištěno dostatečné zesílení pro malé signály. První OZ má zpětnou vazbu nastavenou poměrem odporů  $R_3$ ,  $R_4$  a zesílení stupně je 10. Měřené napětí je, po zesílení OZ, přivedeno na detektor. Detektor se čtyřmi diodami v můstkovém zapojení je součástí smyčky zpětné vazby. Tímto zapojením se výrazně linearizuje stupnice měřených napětí.

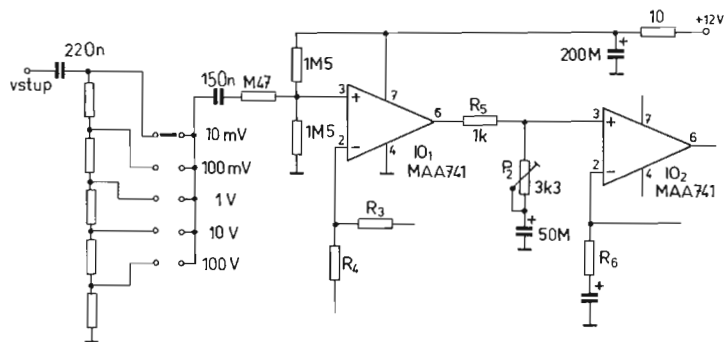
Vstupní signál se přivádí přes potenciometr  $P_1$  na neinvertující vstup OZ. Potenciometr dovolí pouze hrubé nastavení citlivosti. Protože autorovi původního popisu šlo pouze o poměrná měření, zavedl možnost další změny citlivosti již o definované úrovni mezi oběma OZ. Pomocí přepínače se vytvoří na výstupu prvního OZ napěťový



Obr. 8.25. Nf milivoltmetr

dělič, který umožní snížit citlivost milivoltmetru o 3 dB, což je výhodné při měření šumového čísla přijímače.

Kdo by chtěl získat měřidlo kvalitnější, může v popsaném přístroji provést dále uvedené úpravy. Hlavní změna spočívá v úpravě vstupních obvodů prvního OZ podle obr. 8.26. Původní potenciometr  $P_1$  je nahrazen vstupním děličem, aby bylo možné měření ve více napěťových rozsazích. Aby vstupní dělič, který je vysokoohmový, nebyl zatěžován vstupním odporem OZ a jeho pracovními odpory (zvyšovalo by to nepřesnost měření na citlivějších rozsazích), jsou pracovní odpory OZ také vysokoohmové.



Obr. 8.26. Úpravy nf milivoltmetru

Za předpokladu, že vstupní dělič je přesně nastaven, přepneme vstupní přepínač na rozsah 10 mV. Z nf generátoru, na jehož výstupní napětí se můžeme spolehnout, přivedeme na vstup milivoltmetru napětí 10 mV o kmitočtu 1 kHz. Pomocí trimru  $P_2$  (v obr. 8.26) nastavíme plnou výchylku na měřidle. Pokud by rozsah trimru nestačil, upravíme citlivost změnou odporu  $R_6$ . Je však třeba mít na paměti, že čím menší odpor  $R_6$  můžeme použít, tím lineárnější bude průběh stupnice. Po skončení základního nastavení zkontrolujeme kmitočtový průběh milivoltmetru. Měl by být rovný v rozsahu 10 Hz až 20 kHz, a to na všech napěťových rozsazích. Pokud se bude citlivost voltmetru k vyšším kmitočtům *zvyšovat*, zavedeme kmitočtovou kompenzaci děliče.

### Vstupní děliče

Elektronické voltmetry, využívající aktivních prvků, jsou schopny lineárně zpracovat jen malá vstupní napětí. Aby bylo možno měřit napětí v širokém rozsahu, musí být před voltmetr zařazen odporový dělič, který sníží vyšší úroveň napětí na úroveň, kterou je voltmetr schopen lineárně zpracovat.

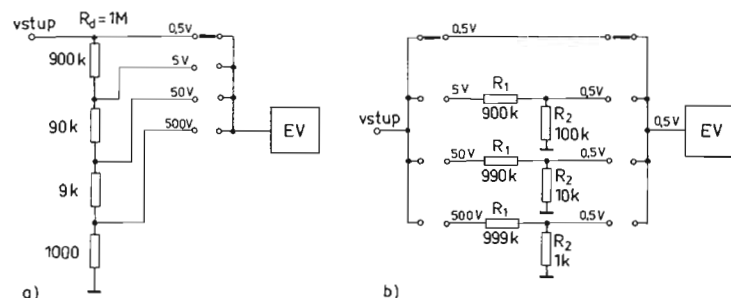
Základní citlivost elektronického voltmetru se nastavuje pro plnou výchylku měřidla stejná, jakou má mít nejnížší rozsah voltmetru. Pro rozsahy vyšší se připojuje vstup voltmetru pomocí přepínače na odbočky odporového děliče, jak je vidět z obr. 8.27. *Příklad:* citlivost voltmetru je pro plnou výchylku 0,5 V. Přivedeme-li na vstup děliče napětí 50 V, musíme voltmetr připojit na odbočku děliče do bodu, kde bude napětí 0,5 V.

Nároky na kvalitní provedení děliče jsou velké, protože dělič se v největší míře podílí na přesnosti celého přístroje. Použité odpory musí být teplotně stálé. Vhodné typy jsou TR 161 – 163, TR 191 – 193, často vyhoví i metalizované odpory řady TR 151–152 a TR 181–183. Výhodnější jsou odpory půlwattové, i když z hlediska zátěže by zdánlivě vyhovovaly i miniaturní. Důležitá je však odolnost napěťová a z důvodů dlouhodobé stálosti nemůžeme využívat plnou napěťovou odolnost 200 V na odpor.

Aby byly využity hlavní výhody elektronického voltmetru, bývají odporové děliče vysokoohmové. Profesionální přístroje mají celkový

odpor děliče nejčastěji 10 MΩ, avšak stále častěji se objevují i hodnoty vyšší, 20 MΩ i více. Digitální multimetry jsou až na hranici kolem 100 MΩ. Vyšší odpor je výhodnější, avšak realizace je spojena s obtížně řešitelnými problémy. V amatérské praxi vyhovují hodnoty 1 MΩ, výjimečně do 10 MΩ. Se zvyšováním odporu děliče neúměrně narůstají problémy se zabezpečováním vysoké vstupní impedance vlastního voltmetru. Vstupní impedance voltmetru se připojuje paralelně k děliči a měla by být alespoň 10krát vyšší, než je odpor děliče. Jinak může dojít ke zhoršení přesnosti přístroje. Na obr. 8.27 jsou dvě používaná zapojení děličů. V obr. 8.27a je sériové zapojení odporů, jejichž součet představuje celkový odpor děliče. U tohoto typu děliče vycházejí hodnoty odporů mimo obvyklé výrobní řady (blízké řadě E24). Na obrázku je však použit dělič, který mění rozsahy v poměru 1:10. Při tomto poměru bývá však obtížnější odečítání hodnot v levé polovině stupnice. V praxi se proto používá poměrů hustějších, a to nejlépe v řadě 1–2–5–10–20–50 atd. Dělič je pak složitější, s velkým počtem odporů, jejichž hodnoty nejsou při požadované toleranci 1 % běžné a amatérské řešení je velice obtížné. Další nevýhodou sériového děliče je, že pro závadu na jednom odporu se znehodnotí přesnost celého děliče.

Pro amatérskou výrobu je vhodný dělič, který vidíme na obr. 8.27b. Pro každý napěťový rozsah je použito samostatného děliče ze dvou odporů. Děliče se přepínají pomocí přepínače se dvěma sekcemi.



Obr. 8.27. Vstupní děliče

Vyšší náklady na přepínač však plně vyváží výhody snadnějšího nastavování děličů a vyšší provozní spolehlivosti. V případě závady na některém odporu děliče je znehodnocen pouze jeden rozsah a navíc je často možné pomocí dvou sousedních rozsahů chybu odhalit.

Výpočet děliče je snadný. Základní citlivost voltmetru je například 0,5 V. Rozhodli jsme se pro celkový odpor děliče 1 MΩ. Pro rozsah 5 V bude dělicí poměr  $0,5 \text{ V} : 5 \text{ V} = 1 : 10$ . Zvolíme hodnotu odporu  $R_2$ , která bude 10krát menší než žádaný odpor děliče, tj. 100 kΩ. Přesnou hodnotu odporu  $R_1$  vypočítáme podle vzorce

$$R_1 = \frac{R_2 (1 - d)}{d}, \quad (11)$$

kde  $d$  je dělicí poměr.

K uvedenému příkladu:

$$R_1 = \frac{100\,000 (1 - 0,1)}{0,1} = \frac{100\,000 \cdot 0,9}{0,1} = 900\,000 \Omega = 900\, \text{k}\Omega.$$

Stejným způsobem vypočítáme děliče i pro ostatní rozsahy.

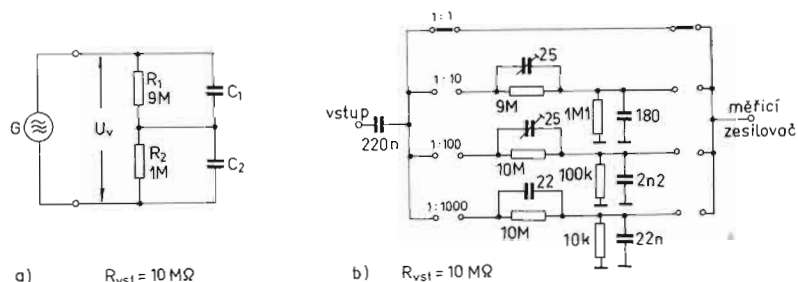
Při realizaci děličů můžeme použít i běžných odporů s tolerancí 5 % a přesně je nastavit pomocí paralelních odporů k  $R_2$ . Odpory  $R_2$  použijeme s plusovou tolerancí a připojením paralelního odporu o poměrně vysoké hodnotě, která není kritická, přesně nastavíme rozsah. Tento způsob předpokládá použití zdroje s měnitelným výstupním napětím a kontrolního voltmetru (pro běžnou potřebu vyhovuje např. přístroj DU 10).

Děliče pro střídavé milivoltmetry navrhujeme stejným postupem. Na první pohled bychom mohli říci, že dělič sestavený z ohmických odporů bude kmitočtově nezávislý. Dělič však je připojen ke vstupu zesilovače voltmetru, který, kromě reálné složky impedance, má i vstupní kapacitu zapojenou paralelně k děliči. Jak je známo, chová se kapacita jako kmitočtově závislý odpor. Přivedeme-li na vstup děliče připojeného k voltmetru střídavé napětí o stálé hodnotě, ale budeme měnit kmitočet, dojde při určitém kmitočtu k poklesu napětí na vstupu zesilovače. K poklesu o 3 dB dojde při kmitočtu, kdy kapacitní odpor bude roven paralelně připojenému reálnému odporu (odpor děliče spolu s reálnou složkou vstupní impedance zesilovače). Čím

vyšší bude reálný odpor, tím bude tento pokles napětí na nižším kmitočtu. Naopak, bude-li zesilovač připojen ke spodní odbočce děliče, kde je ohmická hodnota odporu malá, dojde k poklesu napětí při mnohem vyšším kmitočtu. Z toho vidíme, že nekompenzovaný dělič nezaručuje kmitočtovou nezávislost při změně rozsahů.

Má-li voltmetr pracovat v širokém kmitočtovém pásmu, musíme do děliče zavést kmitočtovou kompenzaci. Protože skutečná hodnota vstupní kapacity zesilovače se obtížně zjišťuje a navíc se může v dynamickém režimu měnit, musíme ji odhadnout. Zvolíme-li hodnotu 20 pF, nebude chyba velká. Dále sledujme obr. 8.28a. Abychom zajistili kmitočtovou nezávislost, připojíme paralelně k odporu  $R_1$  kompenzační kapacitu. Bude-li odpor  $R_2$  při dělicím poměru 1 : 10, výpočtem zjistíme, že požadovaná kapacita  $C_1$  bude 2,2 pF. Pro větší dělicí poměry budou hodnoty kapacit úměrně menší a prakticky nerealizovatelné. Jestliže připojíme k odporu  $R_2$  pevnou kapacitu (tj. uměle zvýšíme vstupní kapacitu voltmetru), bude potřebná kapacita k odporu  $R_1$  již v rozumných hodnotách.

Při praktických konstrukcích postupujeme tak, že volíme kapacitu  $C_1$  o stejné hodnotě u všech rozsahů a se zvyšujícím se dělicím poměrem zvyšujeme kapacitu  $C_2$ . Ve stejném poměru, jako je dělicí poměr, je i poměr kapacit  $C_1$  a  $C_2$ , takže u velkých poměrů vycházejí kapacity o velkých hodnotách (obr. 8.28b).



Obr. 8.28. Kmitočtově kompenzovaný vstupní dělič

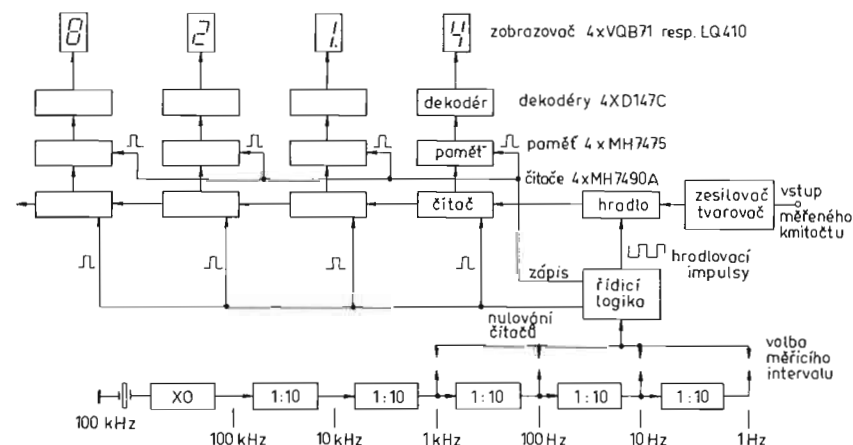
## Měření kmitočtů

### Digitální měření kmitočtu

Digitální měřiče kmitočtu patří mezi nejdokonalější a nejpreciznější přístroje. Umožňují okamžitou informaci o kmitočtu, zobrazenou v číselné podobě.

Univerzální čítače umožňují měření kmitočtů od 1 Hz do 50 až 100 MHz a pomocí doplňkových obvodů až do 20 GHz. Přesnost měření kmitočtů je vysoká. Komerční čítače zaručují přesnost jednotek Hz v krátkovlnném pásmu do 30 MHz.

Skupinové schéma je na obr. 8.29. Jedná se o jednoduchý čítač se čtyřmi zobrazovanými místy.



Obr. 8.29. Blokové zapojení digitálního čítače

Základ zapojení tvoří generátor normálového kmitočtu, řízený kvalitním krystalovým výbrusem. Pro zjednodušení je použit krystal o kmitočtu 100 kHz. Kvalitní čítače používají kmitočty vyšších, a to

1 MHz nebo 10 MHz. Na kvalitě tohoto generátoru závisí přesnost celého čítače a bývá proto někdy umístěn do termostatu. Kmitočty z normálu se v děličkách dělí až na 1 Hz. Přepínačem pak volíme potřebný měřicí interval 1 ms, 10 ms, 100 ms nebo 1 s. Tento tzv. hodinový impuls se přivede do řídicí logiky. Z řídicí logiky vycházejí nulovací impulsy pro čítače, zapisovací pro paměti a hradlovací impulsy pro řízení hradla.

Měřený kmitočet je zesílen zesilovači a tvarován v tvarovači na limitované, obdélníkové průběhy, které jsou přivedeny na vstup hradla. Hradlovací impulsy z logiky otevírají hradlo v kladných polaritách, při záporných polaritách je hradlo uzavřeno. Počet vlnových cyklů měřeného kmitočtu, které projdou hradlem po dobu otevření, je čítačem spočítán a zapisovacím impulsem uložen do paměti. Po skončení každého čítacího cyklu se nulovacím impulsem vynulují čítače, aby byly připraveny čítat v dalším cyklu. Děj se opakuje v měřicích intervalech, které byly pro otevírání hradla zvoleny.

Zobrazovače, které se používají, mohou být výbojkové (digitrony), luminiscenční, ze svíticích diod (LED), žárovkové nebo s tekutými krystaly (LCD). Rozdíl bude pouze v dekodech pro řízení jednotlivých druhů displejů.

Čtyřmístný zobrazovač, použitý v uvedeném příkladu, se vyskytuje málokdy. Praxe ukazuje, že optimální počet je šest až sedm zobrazovacích jednotek. Základní čítače se obvykle konstruují do kmitočtu 50 až 100 MHz. Pro měření vyšších kmitočtů se na vstup čítače připojují speciální děličky (prescaler – předdělič) 1 : 10 nebo 1 : 100 s mezním kmitočtem až 600 MHz nebo směšovací jednotky, které umožňují měření až do 20 GHz.

Konstrukce čítačů je náročná a velmi drahá. Průměrný čítač v klasickém provedení s logikou TTL obsahuje až 35 pouzder IO.

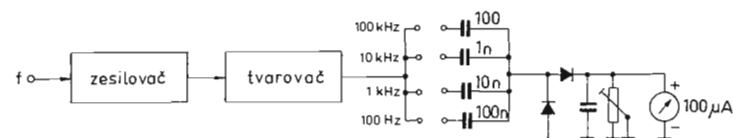
Modifikací univerzálního čítače vzniká digitální stupnice pro přijímače a vysíláče. Základní princip funkce je stejný. Obvody čítače používají dekadické děličky, které umožňují čítání ve dvou směrech, tj. nahoru nebo dolů. To je důležité v přijímačích nebo vysíláčích, kde některé oscilátory pracují od nižších kmitočtů k vyšším, jiné obráceně. Další úpravou je možnost přednastavení jednotlivých čítačů. To nám umožní, že stupnice měří přijímaný kmitočet, ačkoliv měříme

kmitočet oscilátoru, který leží o mezifrekvenční kmitočet níže nebo výše. Přednastavení umožní odečíst mezifrekvenční kmitočet a čítač pak nečítá od nuly, ale od přednastaveného kmitočtu. Indikovaný kmitočet pak odpovídá skutečně přijímanému.

### Derivační měření kmitočtu

Tento způsob měření kmitočtu uvádíme jen pro úplnost. Je vhodný pouze pro nízké kmitočty asi do 500 kHz. Měřiče založené na uvedeném principu umožňují přímá měření a odečítání na stupnici deprezského přístroje. Tím je však i omezena hranice přesnosti.

Zjednodušené schéma je na obr. 8.30. Měřený signál je v zesilovači zesílen a v tvarovači upraven na obdélníky s konstantní amplitudou. Obdélníky jsou derivovány a vznikne sled proudových impulsů, které se usměrní. Proudové impulsy procházejí ručkovým měřidlem, jehož výchylka je úměrná počtu impulsů a tím i měřenému kmitočtu. Roz-



Obr. 8.30. Princip derivačního měřiče kmitočtů

sah měřených kmitočtů je dán velikostí kapacity derivačního členu. Výhodný je měřič se stodílkovou stupnicí. Za předpokladu přesných kondenzátorů stačí zkontrolovat jeden rozsah – třeba síťovým kmitočtem 50 Hz – a ostatní rozsahy by měly souhlasit. Vzhledem k setrvačnosti měřidla je nejnížší měřitelný kmitočet asi 10 Hz.

### Měření záznejovou metodou

Měření záznejovou metodou je založeno na principu směšování dvou kmitočtů. Jeden z kmitočtů musí být znám, druhý je zjišťován. Z teorie směšování je známo, že vznikají v podstatě dva kmitočty: součtový a rozdílový (další směšovací produkty můžeme zanedbat, protože jejich amplituda bude malá). Součtový signál se za směšova-

1 MHz nebo 10 MHz. Na kvalitě tohoto generátoru závisí přesnost celého čítače a bývá proto někdy umístěn do termostatu. Kmitočet z normálu se v děličkách dělí až na 1 Hz. Přepínačem pak volíme potřebný měřicí interval 1 ms, 10 ms, 100 ms nebo 1 s. Tento tzv. hodi- nový impuls se přivede do řídicí logiky. Z řídicí logiky vycházejí nulovací impulsy pro čítače, zapisovací pro paměti a hradlovací impulsy pro řízení hradla.

Měřený kmitočet je zesílen zesilovači a tvarován v tvarovači na li- mitované, obdélníkové průběhy, které jsou přivedeny na vstup hra- dla. Hradlovací impulsy z logiky otevírají hradlo v kladných polari- tách, při záporných polaritách je hradlo uzavřeno. Počet vf cyklů měřeného kmitočtu, které projdou hradlem po dobu otevření, je číta- čem spočítán a zapisovacím impulsem uložen do paměti. Po skončení každého čítacího cyklu se nulovacím impulsem vynulují čítače, aby byly připraveny čítat v dalším cyklu. Děj se opakuje v měřicích inter- valech, které byly pro otevírání hradla zvoleny.

Zobrazovače, které se používají, mohou být výbojkové (digitrony), luminiscenční, ze svíticích diod (LED), žárovkové nebo s tekutými krystaly (LCD). Rozdíl bude pouze v dekodech pro řízení jednotli- vých druhů displejů.

Čtyřmístný zobrazovač, použitý v uvedeném příkladu, se vyskytuje málokdy. Praxe ukazuje, že optimální počet je šest až sedm zobrazo- vacích jednotek. Základní čítače se obvykle konstruují do kmitočtu 50 až 100 MHz. Pro měření vyšších kmitočtů se na vstup čítače připojují speciální děličky (prescaler – předdělič) 1 : 10 nebo 1 : 100 s mezním kmitočtem až 600 MHz nebo směšovací jednotky, které umožňují mě- ření až do 20 GHz.

Konstrukce čítačů je náročná a velmi drahá. Průměrný čítač v kla- sickém provedení s logikou TTL obsahuje až 35 pouzder IO.

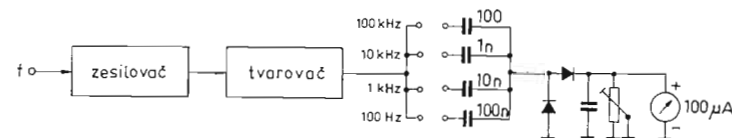
Modifikací univerzálního čítače vzniká digitální stupnice pro příji- mače a vysílače. Základní princip funkce je stejný. Obvody čítače po- užívají dekadické děličky, které umožňují čítání ve dvou směrech, tj. nahoru nebo dolů. To je důležité v přijímačích nebo vysílačích, kde některé oscilátory pracují od nižších kmitočtů k vyšším, jiné obráče- ně. Další úpravou je možnost přednastavení jednotlivých čítačů. To nám umožní, že stupnice měří přijímaný kmitočet, ačkoliv měříme

kmitočet oscilátoru, který leží o mezifrekvenční kmitočet níže nebo výše. Přednastavení umožní odečíst mezifrekvenční kmitočet a čítač pak nečítá od nuly, ale od přednastaveného kmitočtu. Indikovaný kmitočet pak odpovídá skutečně přijímanému.

### Derivační měření kmitočtu

Tento způsob měření kmitočtu uvádíme jen pro úplnost. Je vhodný pouze pro nízké kmitočty asi do 500 kHz. Měřiče založené na uvede- ném principu umožňují přímá měření a odečítání na stupnici depréz- ského přístroje. Tím je však i omezena hranice přesnosti.

Zjednodušené schéma je na obr. 8.30. Měřený signál je v zesilovači zesílen a v tvarovači upraven na obdélníky s konstantní amplitudou. Obdélníky jsou derivovány a vznikne sled proudových impulsů, které se usměrní. Proudové impulsy procházejí ručkovým měřidlem, jehož výchylka je úměrná počtu impulsů a tím i měřenému kmitočtu. Roz-



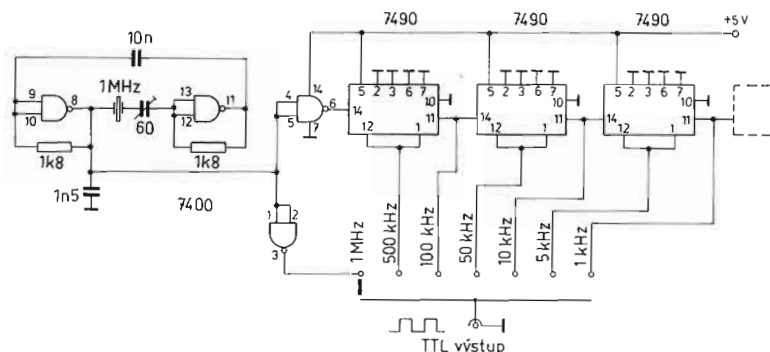
Obr. 8.30. Princip derivačního měřiče kmitočtů

sah měřených kmitočtů je dán velikostí kapacity derivačního členu. Výhodný je měřič se stodílkovou stupnicí. Za předpokladu přesných kondenzátorů stačí zkontrolovat jeden rozsah – třeba síťovým kmitoč- tem 50 Hz – a ostatní rozsahy by měly souhlasit. Vzhledem k setrvač- nosti měřidla je nejnižší měřitelný kmitočet asi 10 Hz.

### Měření záznejovou metodou

Měření záznejovou metodou je založeno na principu směšování dvou kmitočtů. Jeden z kmitočtů musí být znám, druhý je zjišťován. Z teorie směšování je známo, že vznikají v podstatě dva kmitočty: součtový a rozdílový (další směšovací produkty můžeme zanedbat, protože jejich amplituda bude malá). Součtový signál se za směšova-

čem potlačí a rozdílový se po zesílení vyhodnocuje. Pokud budou směšované kmitočty velmi blízko u sebe, padne rozdílový kmitočet do slyšitelného pásma a vznikne slyšitelný zázněj. Ten můžeme kontrolovat sluchátkem, reproduktorem, osciloskopem nebo i ručkovým přístrojem. Pomocí zázněje je možné rozlišit kmitočet s přesností na 1 Hz. Skutečná přesnost je dána přesností normálového kmitočtu. Ke srovnání můžeme použít cejchovaného generátoru nebo jiného zdroje přesných kmitočtů.



Obr. 8.31. Univerzální generátor kmitočtů

Na obr. 8.31 je zapojení generátoru kmitočtu, který by neměl chybět ve výbavě žádného amatéra-vysílače. Přestože je trochu nákladnější, jeho využití je opravdu univerzální. Může být použit jako zdroj kmitočtů pro měřič kapacit (viz obr. 8.17), jako časová základna budoucího čítače (viz obr. 8.29) nebo jako zdroj obdélníkových impulsů různého kmitočtu při práci s digitálními obvody. Je vynikajícím zdrojem kmitočtů pro kontrolu oscilátorů záznějovou metodou, určení okrajů amatérských pásem i cejchování přijímače.

Základ tvoří generátor normálového kmitočtu, jehož přesnost určuje přesnost celého přípravku. Oscilátor pracuje v multivibrátorovém zapojení, jehož kmitočet je řízen krystalem a ke své funkci využívá dvou hradel obvodu MH 7400. Na výstupu oscilátoru je obdélníkový

průběh, vhodný pro další zpracování. Třetí hradlo odděluje výstup 1 MHz pro externí použití. Čtvrté hradlo odděluje oscilátor od děliček.

Integrované obvody MH 7490 pracují jako děličky 1 : 10. Systém je však rozdělen na dvě samostatné části tak, že mezi vstupem 14 a výstupem 12 je dělicí poměr 1 : 2 a mezi vstupem 1 a výstupem 11 je dělicí poměr 1 : 5. To nám umožňuje získat více výstupních kmitočtů. Na obrázku jsou použity tři děličky za sebou, s nejnižším výstupním kmitočtem 1 kHz. Není problém pokračovat v dělení dále, až ke kmitočtu 1 Hz (sekundové impulsy pro různá časovací zařízení). Pro kontrolu radiokomunikačních zařízení však plně vyhovuje kmitočet 1 kHz. Výstupy z děliček jsou přes přepínač vyvedeny na konektor k dalšímu využití. Na výstupu jsou obdélníkové průběhy s úrovní TTL, které mají vysoký obsah harmonických kmitočtů, použitelných až do oblasti VKV.

K nastavení normálového kmitočtu musíme použít čítače nebo na krátkovlnném přijímači zachytit některý z rádiových normálů a pomocí zázněje nastavit nulovou odchylku. K přesnému nastavení slouží kapacitní trimr v sérii s krystalem. Ze slyšitelných rádiových normálů u nás jsou vhodné stanice OMA na 2500 kHz a 50 kHz, dlouhovlnný vysílač Droitwich na 200 kHz nebo WWV na 5, 10, 15, 20 a 25 MHz. Čím vyšší kmitočet použijeme, tím bude nastavení přesnější.

### Absorpční vlnoměr

Absorpční vlnoměr patří k nejstarším přístrojům používaným při práci s vysílači, přičemž náklady na jeho výrobu jsou nepatrné.

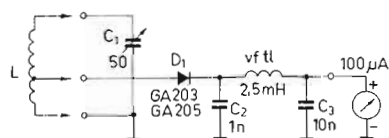
Absorpční vlnoměr je v podstatě laděný rezonanční obvod, ke kterému je připojen detektor. Laděné obvody se řeší dvojím způsobem:

- ladící kondenzátor má dostatečně velkou kapacitu a umožní ladění ve větším kmitočtovém rozsahu. Tento typ vlnoměru nezaručuje příliš velkou přesnost v odečítání kmitočtu, je však vhodný ke zjištění kmitání oscilátorů uváděných do chodu, kdy na začátku může být kmitočet vzdálen od žádaného;

- vlnoměr má vyřešen poměr LC tak, že ladící kapacita spolu s cívkou ladí pouze v rozsahu amatérského pásma. Zde je již možné zajistit cejchování se značnou přesností.

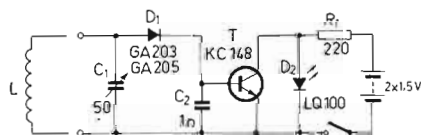
Detektor připojený k obvodu působí jako tlumicí člen, který zhoršuje přesnost vyladění do rezonance. Připojuje se proto na odbočku cívky  $L$ , aby se tlumení snížilo na nejmenší míru. Pečlivě provedené nastavení odbočky umožňuje velmi ostré naladění obvodu do rezonance. Usměrněné napětí  $v_f$  je indikováno citlivým mikroampérmetrem.

Běžně používané zapojení je na obr. 8.32. Cívky se řeší jako výměnné (pomocí objímek ze starých elektronek). Nic však nebrání použití přepínače.  $v_f$  tlumivka zabráňuje pronikání zbytků  $v_f$  napětí na měřidlo. V detektoru je možno použít libovolný typ hrotové germaniové diody. Cejchování uděláme pomocí vysílače, jehož kmitočet je kontrolován přijímačem nebo čítačem.



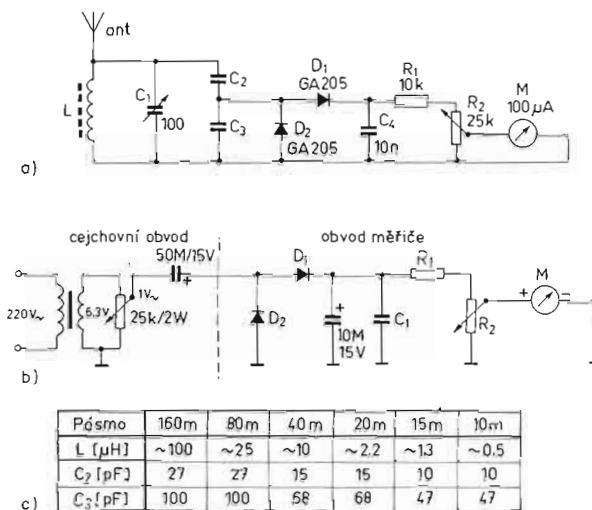
Obr. 8.32. Absorpční vlnoměr a měřič síly pole

Ke zvýšení citlivosti se někdy používá přídavného stejnosměrného zesilovače s tranzistorem, jak vidíme na obr. 8.33. Zapojení bylo převzato z [14] a k indikaci vyladění používá světelné diody  $D_2$  místo měřidla. Použití zesilovače však potlačuje jednu z výhod absorpčních vlnoměrů, a to nezávislost na napájecím zdroji.



Obr. 8.33. Absorpční vlnoměr s LED

Na obr. 8.34 je místo odbočky na cívce použito kapacitního děliče a zdvojovače napětí. Absorpčních vlnoměrů často používáme jako indikátorů síly pole při nastavování antén. V takovém případě se k živému konci rezonančního obvodu připojuje krátká tyčová anténa. K cejchování detektoru využijeme zapojení z obr. 8.34b. Pro účely cejchování musíme zvětšit kapacity v okruhu detektoru, aby bylo



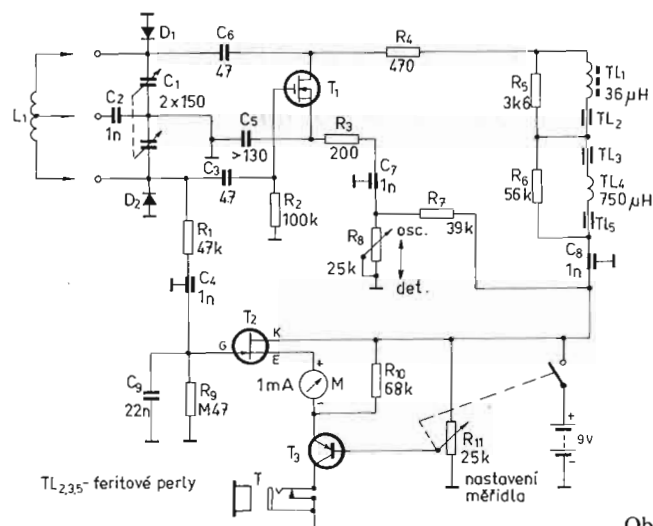
Obr. 8.34. Indikátor  $v_f$  pole

možno cejchovat kmitočtem sítě 50 Hz. Cejchování se provede v relativních jednotkách, kdy doprostřed stupnice měřidla umístíme nulovou hodnotu a vyznačíme údaje  $\pm 3$  a 6 dB. Při změnách ladění antény jsou údaje v těchto jednotkách praktičtější.

Absorpční vlnoměry bývají obvykle součástí měřičů rezonance.

### Měřič rezonance

Dalším z přístrojů, který by neměl chybět v základním vybavení, je měřič rezonance. Je znám i pod dalšími běžnými názvy, jako sací měřič, GDO nebo DIP-metr. Používá se ve dvou základních funkcích: pasivní a aktivní. V pasivní funkci se chová jako nám již známý absorpční vlnoměr. Přiblížením cívky měřiče rezonance k rezonančnímu obvodu oscilátoru se, při naladění rezonance, indukují v cívce proud  $v_f$ , jehož velikost je po usměrnění indikována měřidlem. V této funkci obvykle obvod pracuje bez napájecího napětí. Ve své aktivní funkci pracuje jako oscilátor. Přiblížením k měřenému rezonančnímu obvodu dojde v případě rezonance k odsávání energie a napětí  $v_f$  oscilátoru poklesne. Pokles je indikován měřidlem.



Obr. 8.36. DIP-metr

ní, která zajistila konstantní amplitudu v rozsahu zařazeného podrozsahu, bez parazitních rezonancí, které by se projevily v podobě nežádoucích poklesů měřidla. Nutné úpravy byly jiné pro vyšší kmitočtové rozsahy než pro kmitočty krátkovlnné. V rozsahu KV vznikaly parazitní rezonance a nerovnoměrnost oscilací především v obvodu kolektoru. Podářilo se sestavit kolektorový zatěžovací obvod, který je bez sériových a paralelních rezonancí v celém rozsahu měřidla. Obvod představuje kombinaci odporů a tlumivek, jak vidíme na schématu. Hlavní úlohu při potlačení nežádoucích rezonancí hrají feritové perly, označené jako tlumivky  $TL_2$ ,  $TL_3$  a  $TL_5$ . Jsou navlečené na krátké vývody tlumivek  $TL_1$  a  $TL_4$ .

Aby nevznikaly vynechávky oscilací v oblasti vysokých kmitočtů, převážně nad 100 MHz, musí být dodrženy tyto zásady:

- celý oscilátor musí být připojen přímo na zdířky pro výměnné cívky a přívody k ladicímu kondenzátoru provedeny co nejsilnějším vodičem;

- konstrukce ladicího kondenzátoru má již vlastní indukčnost, proto je třeba uzemnit rotor pomocí přídatného sběrného pásku ze středu osy, a to nejkratší cestou na zemní potenciál;

- pokud možno do stejného bodu uzemnit kondenzátor  $C_5$  z emitoru oscilačního tranzistoru. Zde je vhodné použít bezvývodový kondenzátor.

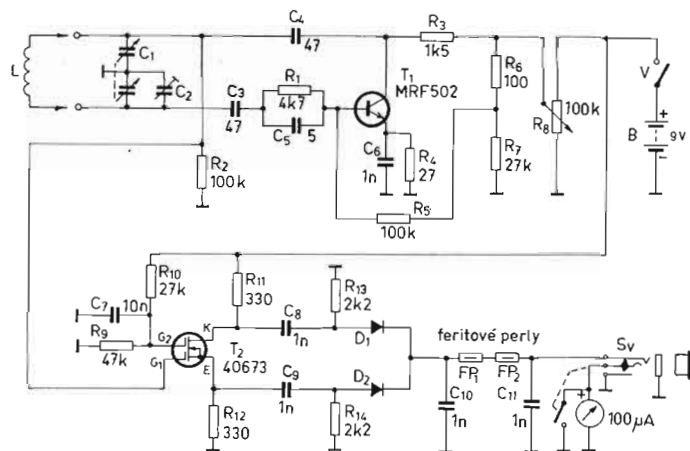
Dalším problémem je zajistit spolehlivou kontrolu rezonance. Zapojení mikroampérmetru do série se svodovým odporem hradla tranzistoru řízeného polem je naprosto neúčinné.

Nejllepší výsledky dává celovlnný detektor, který zde tvoří diody  $D_1$  a  $D_2$ . Usměrněné stejnosměrné napětí se přivádí do stejnosměrného zesilovače s tranzistory  $T_2$  a  $T_3$ . Při správné funkci oscilátoru dávají diody po usměrnění stejnosměrný výstup 6 až 8 V na jednotlivých rozsazích. Při rezonanci s měřeným obvodem dojde k odsávání energie, které se projeví poklesem napětí vř o 2 až 15 %, podle těsnosti vazby.

Díky tomu, že amplituda oscilací je v daném rozsahu dostatečně konstantní, můžeme použít měření s potlačenou nulou. Stejnosměrný zesilovač má nastaven pracovní režim tak, že miliampérmetr měří v rozsahu 80 až 100 % hodnoty měřeného napětí, tj. nulová výchylka na měřidle pak odpovídá hodnotě přibližně 80 %. Úroveň potlačení nuly se nastavuje potenciometrem  $R_{11}$ . Podmínkou správné funkce je použití J-FETu na vstupu stejnosměrného zesilovače (KP 303, BF 245, 2N3819, MPF 102 apod.). V kolektoru  $T_3$ , kterým může být libovolný tranzistor PNP, je svorka pro připojení vysokoohmových sluchátek.

V emitoru oscilátorového tranzistoru je další ovládací prvek, a to potenciometr  $R_8$ . Při jeho zkratování (nejmenší odpor) je amplituda oscilací největší. Zvětšováním odporu amplituda klesá, až při určité hodnotě odporu oscilace vysadí a přístroj pracuje jako absorpční vlnoměr (tj. obvyklé vypínání napájecího napětí odpadá). V bodě těsně před nasazením oscilací pracuje obvod jako Q-násobič. Tím získáváme absorpční voltmetr s vysokou citlivostí a selektivitou, který bezpečně od sebe rozliší dva signály, jejichž kmitočtový odstup je malý. V poloze potenciometru těsně za bodem nasazení oscilací pracuje přístroj jako záznejový vlnoměr. Je schopen vytvořit záznej s kmitočtem měřeného oscilátoru i o velmi malém výkonu. Záznej kontrolujeme pomocí sluchátek. Tak můžeme cejchovat přístroj za pomoci přesně cejchovaného generátoru.

*Poznámka:* autoři nedoporučují používat v měřicím obvodu citlivých mikroampérmetrů s velkým vnitřním odporem. Použití miliampérmetru s rozsahem 1 mA dávalo výrazně lepší výsledky.



Obr. 8.37. DIP-metr HEAT HD-1250

Na závěr kapitoly ještě ukážku jiného řešení. Jde o továrně vyráběný měřič rezonance fy HEAT s typovým označením HD-1250, který pracuje v rozsahu 1,6 až 250 MHz. Schéma je na obr. 8.37. Bipolární tranzistor  $T_1$  pracuje jako Colpittsův oscilátor. Paralelní kombinace  $R_1 C_5$  v bázi napomáhá vyrovnanosti oscilací na vyšších kmitočtech. Potenciometr  $R_8$  upravuje funkci přístroje stejně jako v minulém popisu  $R_8$ . Jeho nastavením za bod nasazení oscilací se zvyšuje citlivost při rezonanci s měřeným obvodem. Jako citlivý indikátor vř napětí je použit MOSFET typu 40 673 (vhodný je i sovětský KP350A) v invertujícím zapojení. Vysoká vstupní impedance stupně nezatěžuje oscilační obvod. Na výstupu zesilovače je celovlnný usměrňovač, kde jsou v originálním zapojení použity Schottkyho diody (možné nahradit diodami s přivařeným hrotem). Usměrněné napětí je indikováno mikroampérmetrem. Připojením sluchátek je měřidlo zkratováno.

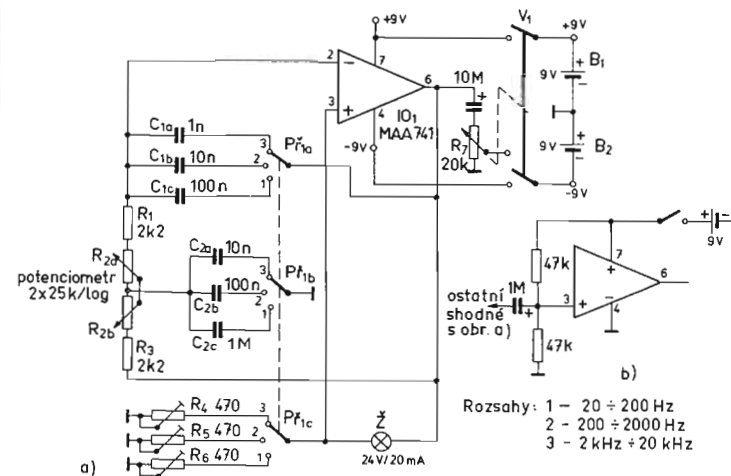
## Generátory

Generátory jsou zdroje signálů různých tvarů a různého kmitočtu. Jejich vlastnosti jsou definovány podle účelu použití. Na výstupu generátoru bývá zapojen člen, který dovoluje nastavit úroveň výstupního napětí nebo výkonu. S ohledem na kmitočtový rozsah dělíme generátory na nízkofrekvenční a vysokofrekvenční.

### Generátory nízkých kmitočtů

Využití generátorů nf v radiokomunikační technice je především v nastavování a kontrole nf obvodů v přijímačích a modulátorech ve vysílačích. Stavba přístroje je do značné míry nákladná a proto se snažíme jejich možnosti rozšířit, aby využití bylo vícenásobné. Popsaný nf generátor překrývá pásmo od 20 Hz do 20 kHz ve třech rozsazích. Schéma je na obr. 8.38.

Jako zpětnovazební zesilovač se používá operační zesilovač MAA



Obr. 8.38. Generátor zvukových kmitočtů

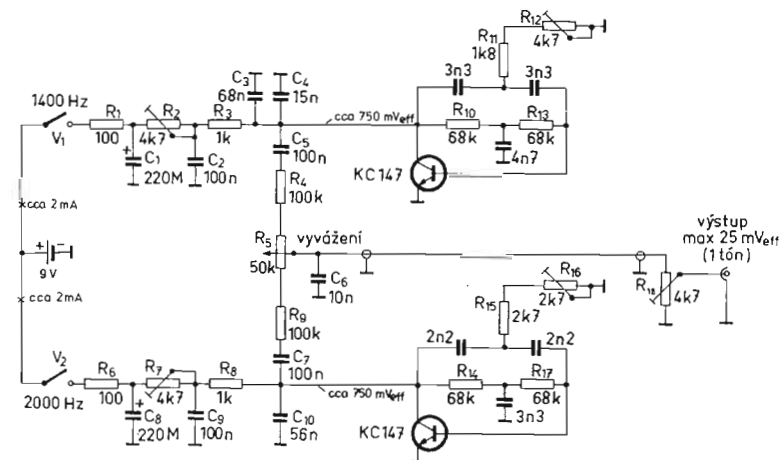
741. Jeho cena není vysoká a jeho použití nám ušetří mnoho problémů, které se vyskytují u generátorů s diskretními součástkami. Kmitočet oscilátoru je určen Wienovým můstkem, zapojeným do větve kladné zpětné vazby, mezi výstup OZ a invertující vstup. Wienův můstek tvoří dvojitý potenciometr  $R_{2a}-R_{2b}$  a přepínané kapacity  $C_1$  a  $C_2$ . Osa potenciometru je vyvedena na panel a spojena se stupnicí. Ladění kmitočtu je v poměru 1:10. Usazení stupnice zabezpečují odpory  $R_1$  a  $R_3$ . Jednotlivé kapacity  $C_1$  a  $C_2$  mají mít úzkou toleranci (alespoň 5 %).

Z výstupu OZ je zavedena záporná zpětná vazba do neinvertujícího vstupu. Velikost záporné zpětné vazby je dána poměrem odporu žárovky a odporu trimrů  $R_4-R_6$ . Trimry se nastaví tak, aby výstupní napětí bylo stejné na všech rozsazích a aby bylo čistě sinusové (je vhodné kontrolovat osciloskopem). Žárovka ve zpětné vazbě má proměnný odpor podle stavu nažhavení a slouží ke stabilizaci výstupního napětí při přeladování. Vhodná žárovka je 24 V/20 mA, která je použita jako indikační v polských magnetofonech ZK 246 a je naděje získat ji v opravárnách. Výstupní napětí generátoru je asi 3 V, při dosažitelném harmonickém zkreslení okolo 0,15 %. Na výstupu je zapojen potenciometr  $R_7$ , který umožňuje nastavit vhodnou velikost výstupního napětí. V mnoha případech však potřebujeme hodnoty v jednotkách milivoltů, což se potenciometrem těžko podaří nastavit. Bude proto výhodné zařadit na výstup stupňovitý attenuátor. Jeho odpor však nemá klesnout pod 20 kΩ. Můžeme použít děliče stejného typu, jako jsou vstupní děliče elektronických voltmetrů. Při výpočtu vycházíme z celkového odporu děliče 20 kΩ.

Generátor napájíme ze dvou baterií 9 V, které při spotřebě 6 mA vydrží hodně dlouho. Použití dobře filtrovaného síťového napáječe se nevyklučuje. Generátor je možné napájet také z unipolárního zdroje, z jedné baterie. Zapojení pak musíme upravit podle obr. 8.38b. Poněkud se však zhorší vlastnosti zvýšením zkreslení na 0,5 % a poklesem maximálního výstupního napětí na 2 V.

### Dvoutónový generátor

Pro potřeby nastavování budičů signálů SSB se s výhodou používá dvoutónového generátoru. Jedná se o dva generátory nízkých kmitoč-



Obr. 8.39. Dvoutónový generátor nf

tů, zvolených ze spektra běžného signálu SSB. Kmitočty se volí tak, aby jejich vyšší harmonické kmitočty padaly mimo nf propustnou charakteristiku modulačního řetězce. Jednoduché zapojení kvalitního dvoutónového generátoru je na obr. 8.39. Oscilátory generátoru pracují na kmitočtech 1 400 Hz a 2 000 Hz. V oscilátorech jsou použity běžné tranzistory KC 147. Kmitočet je určen dvojitým T-článkem ve zpětné vazbě mezi kolektorem a bází. Oba oscilátory jsou co do zapojení shodné. Pracovní režim tranzistorů se pevně nastavuje trimry  $R_2$  a  $R_7$ . Kondenzátory v kolektorech –  $C_3$ ,  $C_4$ ,  $C_{10}$  – zlepšují tvar výstupního signálu. Hodnoty střídavých napětí jsou uvedeny ve schématu. Oscilátory je možné zapínat nezávisle. Vyvážení obou signálů se nastavuje potenciometrem  $R_5$  a výstupní úroveň směsi pak trimrem  $R_{18}$ . Pro malou proudovou spotřebu je výhodné bateriové napájení, které vyloučí možnost vzniku brumových složek v signálu. Trimrem  $R_{12}$  se nastaví kmitočet 1 400 Hz a trimrem  $R_{16}$  kmitočet 2 000 Hz.

### Generátory vysokých kmitočtů

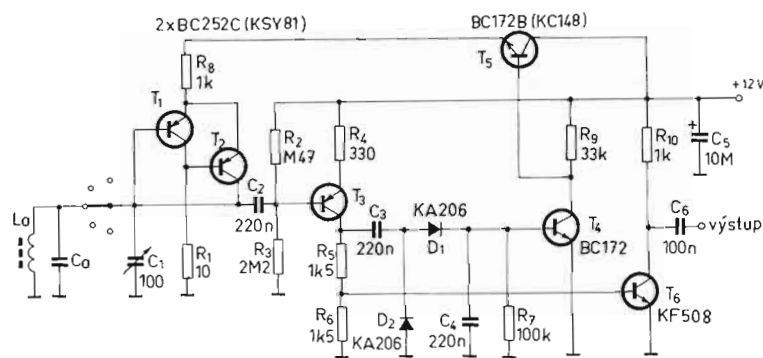
Vf generátory se obvykle řeší jako univerzální, s možností ladění v širokém kmitočtovém rozsahu. Překrývají kmitočtové pásmo od 100

kHz do 30 až 50 MHz, rozdělené na 8 až 10 dílčích rozsahů. Generátory pro vyšší kmitočty do oblasti VKV mají konstrukční požadavky odlišné a proto se vyrábějí jako samostatné. Existují i generátory jed noučelové, které překrývají pásmo užší, nejčastěji v okolí běžných mezifrekvenčních kmitočtů.

Vf signál generátoru může být modulován buď vnitřním generátorem nf (nejčastěji jedním kmitočtem) nebo přivedením vnějšího signálu o libovolném nf kmitočtu. Laboratorní generátory mívají možnost nastavení hloubky amplitudové modula ce, ale mohou být modulovány i kmitočtově, a to jak z vnitřního, tak i vnějšího zdroje modulačního signálu, s možností nastavení zdvihu.

Nároky na generátory vf jsou vysoké. Musí být dostatečně stabilní, musí mít možnost dostatečně přesného odečítání kmitočtu, konstantní amplitudu během ladění v širokém rozsahu a musí umožnit potřebné nastavení výstupního napětí od 1  $\mu$ V do desítek milivoltů. Amatérská stavba vyžaduje již určité zkušenosti.

Zajímavé zapojení generátoru vf je na obr. 8.40.



Obr. 8.40. Vf generátor

Zapojení má své výhody:

- oscilátor pracuje v tzv. dvoubodovém zapojení. Cívka oscilačního obvodu nemá ani odbočku, ani zpětnovazební vinutí. Jeden konec vi-

nutí je spojen s nulovým potenciálem a k přepínání rozsahů stačí přepínač s jednou sekcí. Nastavení rozsahů je snadné;

- poměr  $LC$  laděného obvodu oscilátoru není kritický. Autor uvádí, že oscilátor kmitá i při naprosto neobvyklých hodnotách. Při zachování optimálních poměrů  $LC$  obvodů je možné získat kvalitní oscilátor;

- použitím stejnosměrné zpětné vazby, ovládající napájecí napětí oscilátoru, se dosáhne dostatečné stabilizace výstupního napětí v širokém kmitočtovém pásmu.

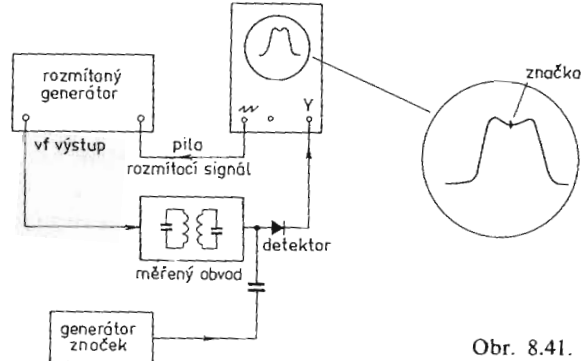
Jako oscilátor pracují dva PNP tranzistory  $T_1$  a  $T_2$ . Napětí z oscilátoru je zesíleno oddělovacím stupněm  $T_3$ . Napětí z odporového děliče  $R_5R_6$  je vedeno na další oddělovací stupeň  $T_6$ . Z kolektoru  $T_6$  je signál veden na výstupní konektor. Napětí z kolektoru  $T_3$  se vede na zdvojo vač napětí a usměrněné stejnosměrné napětí řídí stejnosměrný zesilovač  $T_4$  s emitorovým sledovačem, osazeným tranzistorem  $T_5$ . Ten je zapojen v sérii s napájecím napětím oscilátoru. Stejnosměrné napětí na emitoru  $T_5$  je napájecím napětím oscilátoru. Při větším výstupním napětí vf se napájecí napětí oscilátoru zmenší a naopak, a tím dochází k automatické regulaci výstupního napětí generátoru. Na výstup generátoru je vhodné zapojit výstupní dělič.

### Rozmítané generátory

Rozmítané generátory jsou v podstatě generátory s kmitočtovou modulací o velkém zdvihu. Prakticky každý vf generátor můžeme upravit na rozmítaný, pokud požadujeme relativně malou změnu kmitočtu. Pro velké zdvihy, kdy změna kmitočtu je 20 a více MHz, se vyrábějí speciální rozmítače. Velký zdvih potřebujeme při měření dolních a horních propustí a širokopásmových obvodů.

Princip měření rozmítače je znázorněn na obr. 8.41. Nedílnou součástí měřicí soupravy je zobrazovací jednotka, jejíž funkci zastane zpravidla osciloskop. Oscilátor rozmítače je rozladován pilovým napětím, které se odebírá z časové základny osciloskopu. Tím je zároveň zaručena synchronizace rozmítače osciloskopem.

Vf napětí z rozmítače se přivádí na měřený obvod. K výstupu je připojen detektor, jehož výstup je spojen se vstupem vertikálního zesilovače osciloskopu. Na stínítku osciloskopu se zobrazí křivka, která

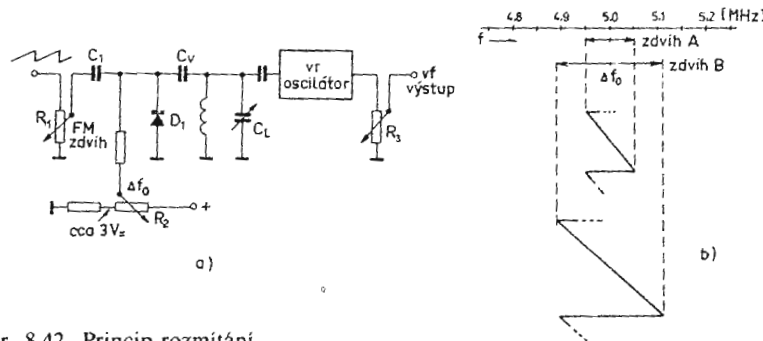


Obr. 8.41. Princip měření rozmitačem

odpovídá tvaru propustné křivky měřeného obvodu. Protože kmitočet rozmitače se během činnosti stále mění, nepoznali bychom, zda křivka odpovídá kmitočtům, které od měřeného obvodu požadujeme. Ke kontrole se používá značkovač, který na křivce vytvoří značku odpovídající známému kmitočtu. Ke značkování se použije druhý, pokud možno přesně cejchovaný generátor vf nebo generátor značek, odvozený z násobků kmitočtů krystalového oscilátoru (např. podle obr. 8.31). Při značkování dochází ke směšování obou signálů vf – rozmitače a kontrolního generátoru – a záznej se objeví na obrazovce na křivce v bodě, který odpovídá souhlasnému kmitočtu.

Zapojení obvodu oscilátoru rozmitaného generátoru je uvedeno na obr. 8.42. K obvodu LC je připojen varikap  $D_1$ . Jeho pracovní bod se nastavuje potenciometrem  $R_2$  do středu lineární závislosti napětí/kmitočet. Potenciometrem  $R_1$  nastavujeme velikost pilového napětí, přiváděného na diodu a tím i zdvih. Z obr. 8.42b je vidět, že na velikost kmitočtové změny oscilátoru má vliv amplituda pily.

Kmitočet pilového napětí je však důležitý z hlediska zkreslení křivky měřeného obvodu. Často používaný rozmitací kmitočet 50 Hz je vhodný pouze k měření obvodů s větší šíří pásma. Čím užší je širší pásma měřeného obvodu, tím musí být nižší rozmitaný kmitočet. U běžných pásmových propustí LC na kmitočtech okolo 10 MHz, kdy se dosahovaná širší pásma pohybuje mezi 50 až 100 kHz, vyhovuje rozmitaný kmitočet 10 až 30 Hz. To je rychlost, při které lze ještě křivku sledovat na obrazovkách se střední dobou dosvitu. Daleko závaž-



Obr. 8.42. Princip rozmitání

nější situace vzniká při měření obvodů úzkopásmových, se strmými hranami (krystalové a keramické filtry). Při použití vyšších kmitočtů rozmitání dochází k zaoblení zobrazených křivek, takže neodpovídají skutečnosti. Při měření krystalových filtrů pro SSB se strmými boky musíme použít velmi nízkého kmitočtu rozmitání, a to okolo 1 Hz, nebo i ručního rozmitání. Průběh pak můžeme pozorovat jen na obrazovkách s dlouhým dosvitem.

Vf napětí, přiváděné na měřený obvod, musíme nastavovat tak, aby stupeň nebyl přebuzen a abychom díky omezení nezískali „ideální“ křivky pásmových propustí nebo podobných měřených obvodů.

### Útlumové články (atenuátory)

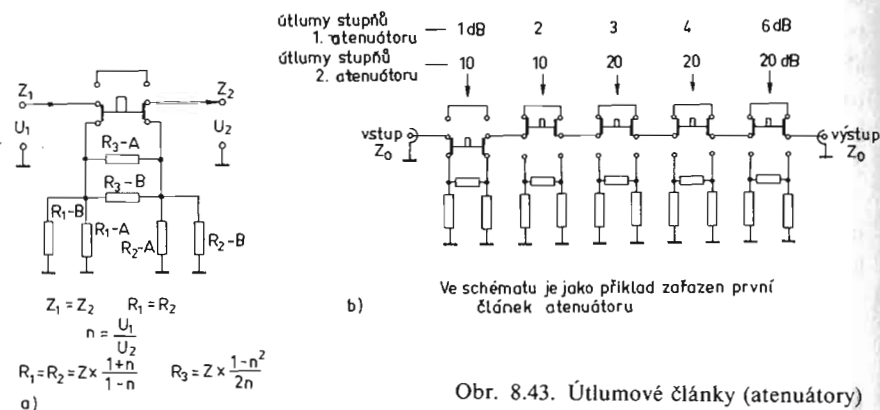
Výstupní napětí generátorů vf bývá obvykle vyšší, než je pro běžnou praxi potřebné. Proto se zařazují na výstup generátoru útlumové články, které upravují výstupní napětí na žádané úrovni. Tyto útlumové články – známé jako atenuátory – bývají často zabudovány přímo do generátorů. Univerzální atenuátory, použitečné ve spojení s libovolným generátorem, tvoří samostatnou jednotku, opatřenou vstupním a výstupním konektorem. Jejich univerzálnost je do určité míry předurčuje nejen ke spojení s výstupy generátorů, ale mohou být využity i pro různá měření na napájecích vedeních, na vstupech přijímačů apod.

Útlumové články jsou sestaveny z reálných odporů, takže jsou obvykle dostatečně širokopásmové. Jsou řešeny pro určitou impedanci,

kteřá se volí s ohledem na používané koaxiální kabely. V zahraničí je to převážně 50 Ω, v ČSSR 75 Ω.

Zpravidla se předpokládá shodná vstupní a výstupní impedance útlumového článku. Články se řadí za sebou, takže je možné dosažení libovolného útlumu potřebného počtu článků. Každý článek je řešen na přesně definovaný útlum.

Zapojení jednoho článku typu π je na obr. 8.43a. Protože volíme vstupní i výstupní impedanci shodnou, budou shodné i hodnoty příčných odporů  $R_1$  a  $R_2$ . Hodnoty odporů potřebné pro sestavení článků, s ohledem na žádaný útlum, jsou uvedeny v tabulce 1 a byly převzaty z [21]. Platí pro impedanci 50 Ω. Nedoporučuje se, aby jednotlivé články byly sestavovány pro útlumy větší než 20 dB.



Obr. 8.43. Útlumové články (atenuátory)

Pro výpočet odporů článku π platí následující postup:

$$R_1 = R_2 = Z \cdot \frac{1+n}{1-n}, \quad [\text{ohmů}; \text{ohmů}] \quad (12)$$

$$R_3 = Z \cdot \frac{1-n^2}{2n}, \quad [\text{ohmů}; \text{ohmů}] \quad (13)$$

kde  $Z$  je vstupní i výstupní impedance,

$n$  je poměr vstupního a výstupního napětí pro žádaný útlum (hodnoty  $n$  pro útlumy 1 až 10 dB a 20 dB jsou uvedeny v tabulce 8.1.).

Podle uvedených vzorců si může zájemce přepočítat články pro  $Z = 75 \Omega$ .

**Příklad:** chceme článek s útlumem 10 dB na impedanci 75 Ω. Podle (12) bude

$$R_1 = R_2 = 75 \cdot \frac{1+3,1623}{1-3,1623} = \frac{4,1623}{-2,1623} \cdot 75 = 1,925 \cdot 75 = 144,37 \Omega.$$

Tabulka 8.1. Hodnoty útlumových článků pro  $Z = 50 \Omega$

| útlum<br>dB | poměr<br>$\frac{U_1}{U_2}$ | $R_3$<br>Ω | $R_{3-A}$<br>Ω | $R_{3-B}$<br>Ω | $R_1=R_2$<br>Ω | $R_A$<br>Ω | $R_B$<br>Ω |
|-------------|----------------------------|------------|----------------|----------------|----------------|------------|------------|
| 1           | 1.1220                     | 5.769      | 6.8            | 39             | 869.5          | 1k         | 6k8        |
| 2           | 1.2589                     | 11.61      | 12             | 330            | 436.2          | 470        | 5k6        |
| 3           | 1.4125                     | 17.61      | 18             | 820            | 292.4          | 330        | 2k7        |
| 4           | 1.5849                     | 23.85      | 27             | 220            | 220.9          | 220        | —          |
| 5           | 1.7783                     | 30.40      | 33             | 390            | 178.5          | 180        | 22k        |
| 6           | 1.9953                     | 37.55      | 39             | 820            | 150.5          | 150        | —          |
| 7           | 2.2387                     | 44.80      | 47             | 1k             | 130.7          | 150        | 1k         |
| 8           | 2.5119                     | 52.84      | 56             | 1k             | 116.1          | 120        | 3k9        |
| 9           | 2.8184                     | 61.69      | 68             | 680            | 105.0          | 120        | 820        |
| 10          | 3.1623                     | 71.15      | 82             | 560            | 96.25          | 100        | 2k7        |
| 20          | 10.0                       | 24.75      | 330            | 1k             | 61.11          | 68         | 550        |

Podle vzorce (13)

$$R_3 = 75 \cdot \frac{1-3,1623^2}{2 \cdot 3,1623} = \frac{1-10}{6,3246} \cdot 75 = \frac{-9}{6,3246} \cdot 75 = -1,32 = 1,423 \cdot 75 = 106,75 \Omega.$$

Při pohledu do tabulky 8.1. vidíme, že požadované hodnoty odporů  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  jsou mimo výrobní řadu. Můžeme je však sestavit paralelním spojením dvou odporů z řady E24 v běžné toleranci. Je třeba použít miniaturních odporů s malou teplotní závislostí typu TR191, TR151. Výsledná hodnota odporů je složena ze dvou, označených A a B. V tabulce jsou uvedeny i hodnoty odporů pro získání žádané výsledné hodnoty.

Články je možné řadit za sebe a pomocí přepínačů kombinovat žádané úrovně útlumů (viz obr. 8.43b). Vhodné jsou tlačítkové přepínače ISOSTAT s nezávislým zapínáním. Vývody odporů zkrátíme co nejvíce a pájíme přímo na pájecí špičky přepínačů. Výhodné je vyrobit dva samostatné atenuátory, každý s pěti tlačítky, a spojit je do série. Volba útlumů pro jednotlivé články je taková, že s oběma atenuátory můžeme dosáhnout libovolnou hodnotu útlumu ve stupních po 1 dB do 95 dB. Není-li zařazeno žádné tlačítko, prochází signál s nulovým útlumem. Použitelnost atenuátoru je, při pečlivé konstrukci, až do 200 MHz, běžně však do 50 MHz.

## Šumové generátory

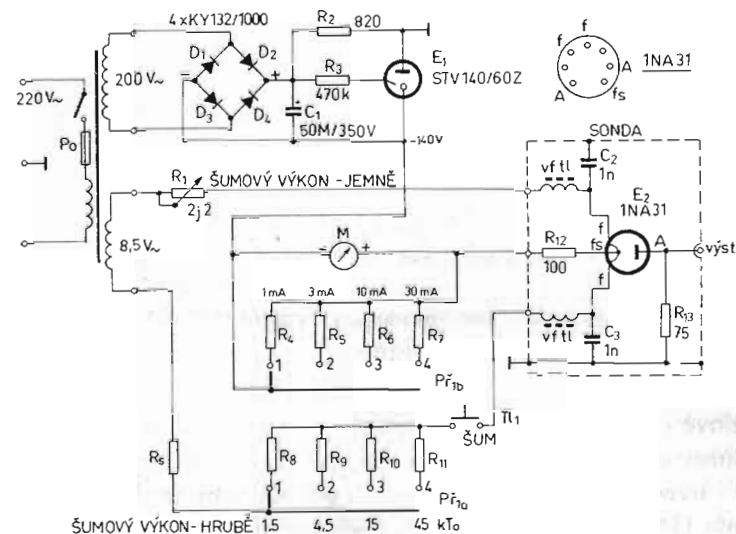
Šumové generátory se používají především k měření šumového čísla přijímačů a zesilovačů. Šumové číslo je údaj, který umožní objektivní srovnání šumových vlastností různých přijímačů, bez ohledu na šíři přenášeného pásma a druh detekce. Šumové generátory jsou přístroje, které vyrábějí šumový výkon ve velmi širokém kmitočtovém rozsahu, téměř od nuly do stovek MHz.

**Generátor šumu se žhavenou vakuovou diodou**

Šum je vyráběn speciální šumovou diodou, která pracuje v oblasti nasyceného anodového proudu, tj. pracuje s dostatečně vysokým kladným napětím na anodě, která zachytí všechny elektrony z katody a nemá prostorový náboj. V takovém stavu existuje závislost šumového výkonu diody na protékajícím anodovém proudu a přístroje může být použito pro měření až do 300 MHz. Na kmitočtech vyšších je už průletová doba elektronů dlouhá a přístroj nemůže být použit pro absolutní měření. Relativní měření je možné do kmitočtů 1 GHz.

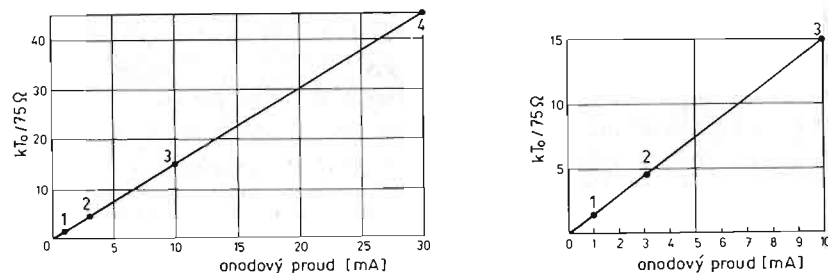
Protože anodové napětí šumové diody musí být konstantní, regulujeme anodový proud změnou žhavicího napětí. Žhavicí vlákno šumové diody musí být z wolframu nebo thoriovaného wolframu. Běžné diody mají oxidové katody a jsou pro tento účel naprosto nevhodné.

Na obr. 8.44 je zapojení kompletního šumového generátoru s diodou 1 NA 31. Dioda je umístěna v sondě, spojené s přístrojem třížilovým stíněným kabelem. V anodě diody je zapojen bezindukční odpor, shodný se vstupní impedancí měřeného přijímače. Provedení sondy



Obr. 8.44. Elektronový šumový generátor

dovoluje co nejkratší připojení k přijímači. Anodové napětí 140 V je stabilizováno a dioda bezpečně pracuje v nasyceném stavu. Šumový výkon se nastavuje změnou žhavicího napětí přepínačem – HRUBĚ – ve čtyřech rozsazích (konečné hodnoty rozsahu odpovídají hodnotám šumového čísla 1,5–4,5–15–45 kT<sub>0</sub>) a – JEMNĚ – v rozmezí jednotlivých rozsahů. Změna žhavicího napětí sahá od nuly do 5,4 V. Odpory pro hrubé nastavení rozsahů jsou vyrobeny z kousků silnějšího odporového drátu. Obvod pro měření anodového proudu je připojen mezi střední vývod žhavení a záporný pól anodového zdroje. Použité měřidlo má pomocí bočníků nastaveny proudové rozsahy na konečnou hodnotu, jak je uvedeno ve schématu. Stupnice je však cejchována přímo v jednotkách šumového čísla kT<sub>0</sub>. Křivky pro cejchování stupnice při výstupním odporu R<sub>13</sub> 75 Ω jsou na obr. 8.45. Přepínač hrubého nastavení žhavení je spřažen s přepínáním bočníků měřidla. U provedení na impedanci 50 Ω je třeba změnit odpor R<sub>13</sub> v anodě diody na hodnotu 50 Ω a upravit proudové rozsahy anodového měřidla. Cejchování anodového proudu v mA zůstává a odpovídá hodnotám kT<sub>0</sub>.



Obr. 8.45. Závislost šumového výkonu na proudu diody 1 NA 31 pro  $75\Omega$

Šumové diody mají poměrně krátkou životnost a musíme je šetřit. V pohotovostním stavu je žhavicí obvod rozpojen a teprve tlačítkem – ŠUM – uvedeme generátor do chodu při vlastním měření.

Dioda GA 560 z NDR má stejné vztahy mezi anodovým proudem a šumovým výkonem. Žhavení se však reguluje v rozsahu pouze od 1,2 do 1,9 V a k nasycenému stavu dojde při anodovém napětí 120 V.

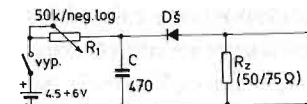
Závěrem je nutno zdůraznit, že sonda s elektronkou musí být v kovovém krytu a celý přístroj v kovové skříni, aby do měření nebyly známeny vnější vlivy.

### Polovodičové generátory šumu

Často postačí relativní měření šumového čísla. Jde zvláště o případy nastavování vstupních obvodů přijímačů, kdy i relativní měření ukáže, zda provedený zákrok vedl ke zlepšení nebo zhoršení.

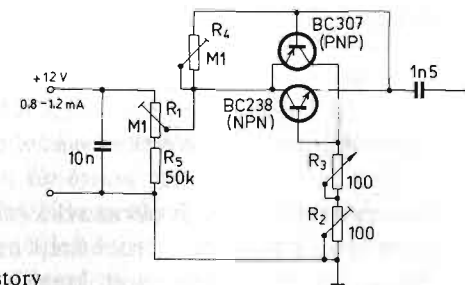
V takových případech vystačíme s malým a pohotovým generátorem šumu, který využívá šumových vlastností křemikové diody při vzrůstu proudu v závěrném směru. Můžeme použít speciální šumovou diodu TESLA 36 NQ 52 nebo vybrat z běžných diod takovou, která nejvíce šumí. Generátor vyrobíme bez diody, připojíme k přijímači a zkusíme různé diody na největší výchylku S-metru. Nejvhodnější pak vpájíme definitivně do generátoru. Na obr. 8.46 je zapojení velmi jednoduchého generátoru šumu s diodou. Velikost šumového výkonu nastavujeme potenciometrem  $R_1$ , jehož osu je možné ocejchovat v relativních jednotkách pro možnost srovnání během měření. Tyto gene-

Obr. 8.46. Generátor šumu s polovodičovou diodou



rátory umožňují absolutní měření pouze za předpokladu, že jsou individuálně oceňovány srovnáním s přesným laboratorním přístrojem. K odečtení šumového čísla se pak používá mikroampérmetru zapojeného v sérii s diodou.

Jiné zapojení polovodičového generátoru šumu je na obr. 8.47. Zdrojem šumového výkonu je komplementární dvojice tranzistorů (použitelné ekvivalenty KC147, BC157). Tranzistory pracují při proudu asi 1 mA. Postup nastavení je jednoduchý. Generátor připojíme na vstup přijímače. Potenciometry  $R_2$ ,  $R_3$  a  $R_4$  vytočíme na maximální odpor. Pomocí  $R_1$  nastavíme proud na 0,8 až 1,3 mA. Pak nastavíme  $R_4$  na hodnotu, kdy na S-metru bude největší výchylka šumu.  $R_2$  nastavíme na hodnotu minima šumu. Otáčením  $R_3$  regulujeme úroveň výstupního šumu od minimální hodnoty do maxima. Protože generátor je vhodný pouze pro relativní měření, ocejchujeme  $R_3$  poměrnými jednotkami.

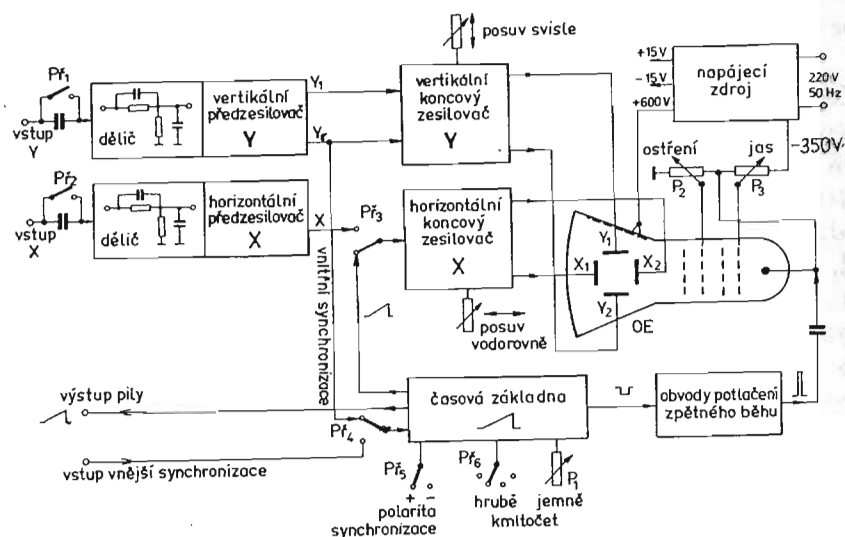


Obr. 8.47. Generátor šumu s tranzistory

### Osciloskop

Osciloskop patří mezi důležité přístroje měřicí techniky. Je však zařízením nákladným. Jeho hlavní výhodou je, že činí průběhy měřených

veličin v závislosti na čase viditelnými. Umožňuje kontrolovat čistotu průběhu výstupního napětí oscilátoru, pomáhá zabezpečit malé zkreslení signálu v modulátorech, nastavit úroveň budících signálů vysílače. Dokáže měřit napětí bez ohledu na tvar signálu. Pomocí osciloskopu můžeme zjistit neznámý kmitočet oscilátoru, ocejchovat nf generátor.



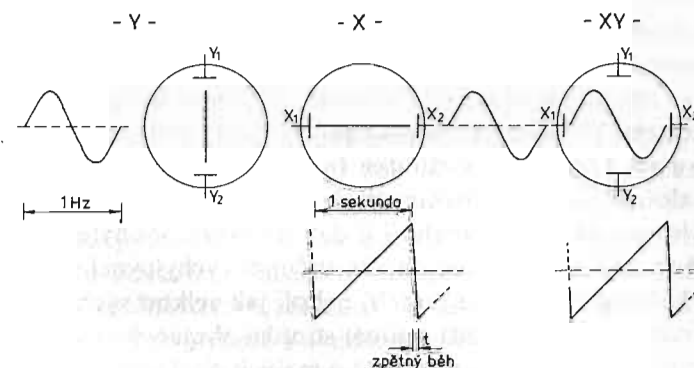
Obr. 8.48. Skupinové schéma osciloskopu

Základem osciloskopu je obrazovka (viz obr. 8.48). Elektrony, emitované katodou obrazovky, procházejí mřížkou, která reguluje jejich množství, a dále soustavou anod, které je usměrňují do bodu ve středu stínítka. Stínítka je pokryto luminoforem, který po dopadu elektronů svítí. Podle délky doby dosvitu luminoforu rozeznáváme obrazovky s dlouhým, středním a krátkým dosvitem.

Obrazovky pracují s vysokým napájecím napětím, které bývá u malých obrazovek okolo 1 kV, u větších obrazovek pak až několik kV.

Dva páry vychylovacích destiček slouží k elektrostatickému vychylování paprsku po stínítku. Přivedeme-li na dvě protější destičky na-

pětí, dojde k vychýlení paprsku směrem ke kladné destičce. Destičky označené  $Y_1$  a  $Y_2$  ovládají paprsek ve svislém (vertikálním) směru a destičky  $X_1$  a  $X_2$  pak ve směru vodorovném (horizontálním). Směr od zdola nahoru vyžaduje kladnou polaritu destičky  $Y_1$  a směr zleva doprava kladnou polaritu na destičce  $X_2$ .



Obr. 8.49. Princip vychylování paprsků osciloskopu

Výchylka ve vodorovném směru je závislá na čase a výchylka svislá na amplitudě. Na obr. 8.49 je znázorněna podstata zobrazování. Přivedeme-li mezi destičky  $Y$  střídavé napětí (destičky  $X$  jsou bez napětí), vytvoří se na stínítku svislá čára, jejíž výška je úměrná rozkmitu přivedeného napětí. Napětí přivedené na destičky  $X$  ( $Y$  jsou bez napětí) vytvoří vodorovnou čáru, opět úměrnou rozkmitu přivedeného napětí. Má-li být vodorovná stopa měřítkem času, musí mít napětí na destičkách  $X$  pilový průběh o známé době trvání pily. Po dobu narůstání pily se pohybuje paprsek zleva doprava. Po dosažení vrcholu, kdy paprsek dosáhne pravého okraje stínítka, musí napětí co nejrychleji poklesnout na nulovou hodnotu, paprsek přeběhne na levou stranu a děj se opakuje. Přestože je přeběhnutí paprsku na levý okraj velmi rychlé, vytvoří stopu na stínítku. Tato stopa musí být potlačena, protože narušuje sledování měřených průběhů.

Je-li doba trvání pily 1 s, paprsek přeběhne stínítko za tuto dobu. Jestliže přivedeme na svislé destičky střídavé napětí o kmitočtu 1 Hz

neboli jeden kmit za sekundu, zobrazí se tento kmit na stínítku obrazovky. Připojíme-li na destičky *Y* napětí o kmitočtu např. 10 Hz, zobrazí se v uvedeném sekundovém úseku 10 celých kmitů sinusovky.

Pilové kmity vyrábí obvod, který se nazývá časová základna. Rozsah doby trvání vyráběných pilových průběhů závisí na horním kmitočtu, který je osciloskop schopen zpracovat. Časová základna má možnost hrubého a jemného nastavení doby trvání pily. Z časové základny jsou dále odvozeny impulsy k potlačení zpětného běhu paprsku. Pilové napětí je obvykle vyvedeno na panel k dalšímu využití (např. rozmitač). Nastavení časové základny je cejchováno v jednotkách času na 1 dílek šířky stínítka (např. 1 ms/1 dílek) a umožňuje odečítat dobu trvání pozorovaných dějů.

Vychylovací destičky potřebují k dostatečnému vychýlení paprsku poměrně vysoké napětí. Toto napětí, určující vychylovací citlivost, se udává v katalogu hodnotou mm/V, neboli jak velkou výchylku v mm způsobí napětí 1 V. Čím větší průměr stínítka obrazovka má, tím vyšší napětí musíme na destičky přivést. I u malých obrazovek s průměrem stínítka 70 mm vycházejí potřebná napětí dosti vysoká. U starších obrazovek bylo nutné používat elektronek s vysokým napájecím napětím. Moderní obrazovky se již vyznačují mnohem lepší citlivostí a dovolují konstrukci celotranzistorových osciloskopů.

Vychylovací destičky jsou napájeny ze zesilovačů. Ty se dělí na dvě samostatné jednotky, a to koncový zesilovač a předzesilovač. Do koncových zesilovačů se zavádějí ovládací prvky, které umožňují posuv stopy ve vodorovném a svislém směru. Koncové zesilovače jsou řešeny jako symetrické nebo nesymetrické, podle způsobu provedení vychylovacích destiček obrazovky (na obr. 8.48 je symetrické zapojení destiček). Koncové zesilovače musí zajistit lineární vychylování přes celé stínítko. Úkolem předzesilovače je dodat dostatečně zesílený signál pro vybuzení koncových zesilovačů s ohledem na požadovanou citlivost. Dobré osciloskopy dosahují citlivosti 10 mV na 1 cm výchylky na stínítku. Zde je třeba zdůraznit, že všechny údaje týkající se citlivosti jsou v jednotkách mezivrcholového napětí (špička – špička). Pokud nás zajímá přepočtená na efektivní hodnotu, je třeba údaje dělit 2,8krát. Na vstupech předzesilovačů jsou zařazeny kmitočtové kompenzované děliče, aby bylo možno měřit i napětí vyšší. Vstupní svor-

ky jsou od děličů odděleny vazební kapacitou, kterou je možno zkraťovat, pokud jsou zesilovače stejnosměrně vázány a je tak možno měřit i stejnosměrná napětí (jako voltmetr ss).

Jednoduché osciloskopy často nemívají horizontální předzesilovač a horizontální koncový zesilovač zesiluje pouze napětí časové základny.

Tvar měřených veličin můžeme zobrazit pouze za předpokladu, že časová základna má dobu trvání, která je celistvým podílem délky periody pozorovaného signálu. Vzhledem k různým nestabilitám se však zobrazení dlouho na stínítku neudrží a museli bychom často měnit jemné nastavení kmitočtu časové základny. To pochopitelně odpoutává pozornost od vlastního měření. Aby obraz zůstal na stínítku stabilní, zavádí se do časové základny synchronizační signál. Může být vnější, přivedený na svorky na panelu, nebo vnitřní, kdy se část měřeného signálu odebere z vertikálního zesilovače a z něj se odvozuje okamžik spouštění časové základny. V časové základně je další pomocný obvod, který vybere k synchronizaci fázově vhodnou část měřeného signálu, a to s kladnou nebo zápornou polaritou.

---

## Literatura

---

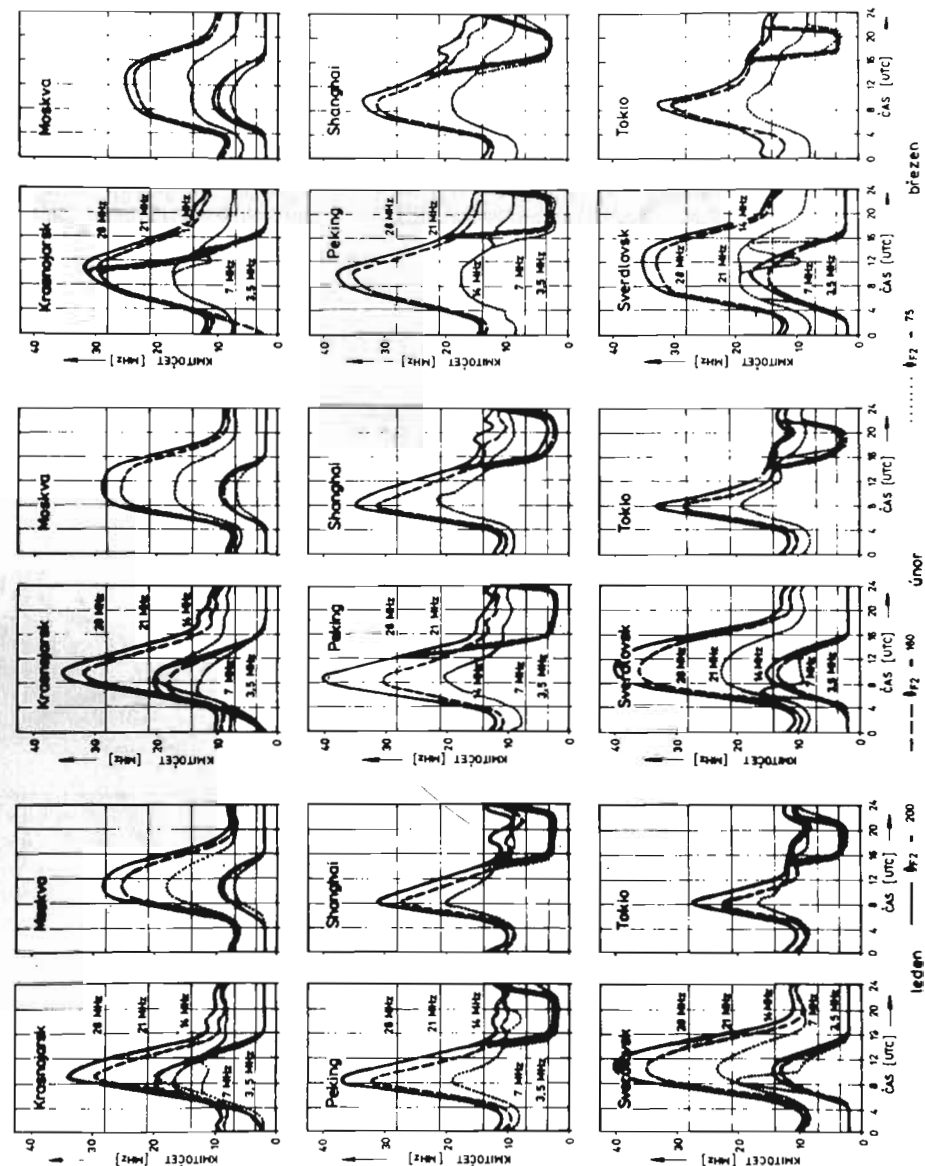
- [1] AMATEURFUNK – Handbuch für den Funkamateur. Militärverlag DDR, 1978.
- [2] Direct-reading ohmmeter needs no calibration. Electronics, Nov. 11, 1976, str. 115–116.
- [3] Induktivitäts-Messgerät als Zusatz für Zähler. cq-DL 10/1979, str. 454.
- [4] Simple Capacitance Meter. cq-DL 4/1981, str. 179.
- [5] Amatérské rádio č. 3/1977, str. 109.
- [6] Funkschau, č. 5/1977, str. 213.
- [7] The Radio Amateurs Handbook, ARRL 1973.
- [8] Rusgrove, J.: An FET Volt-ohmmeter with Linear Ohms Readout. QST, March 1978, str. 16–18.
- [9] Hayward, W.: Defining and Measuring Receiver Dynamic Range. QST, July 1975, str. 15–21.

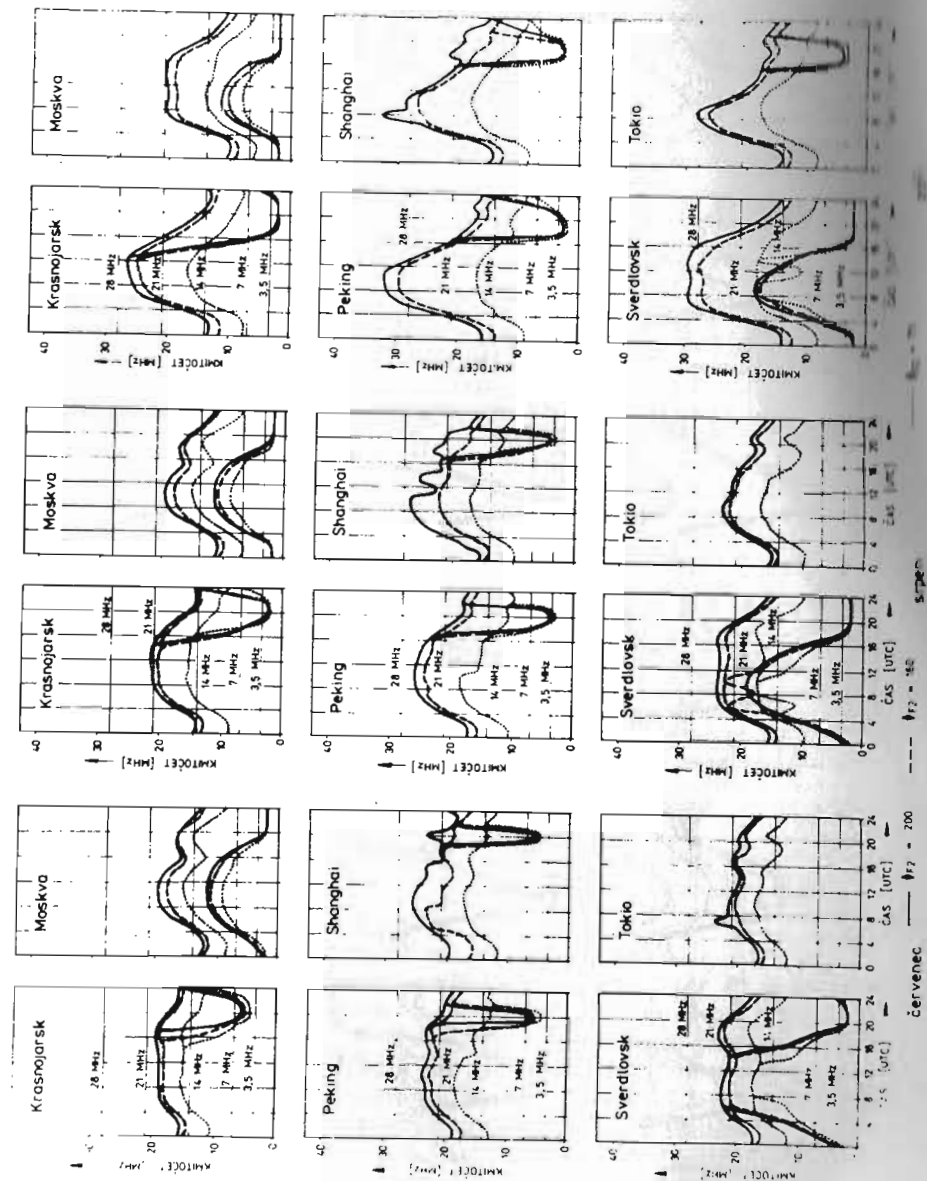
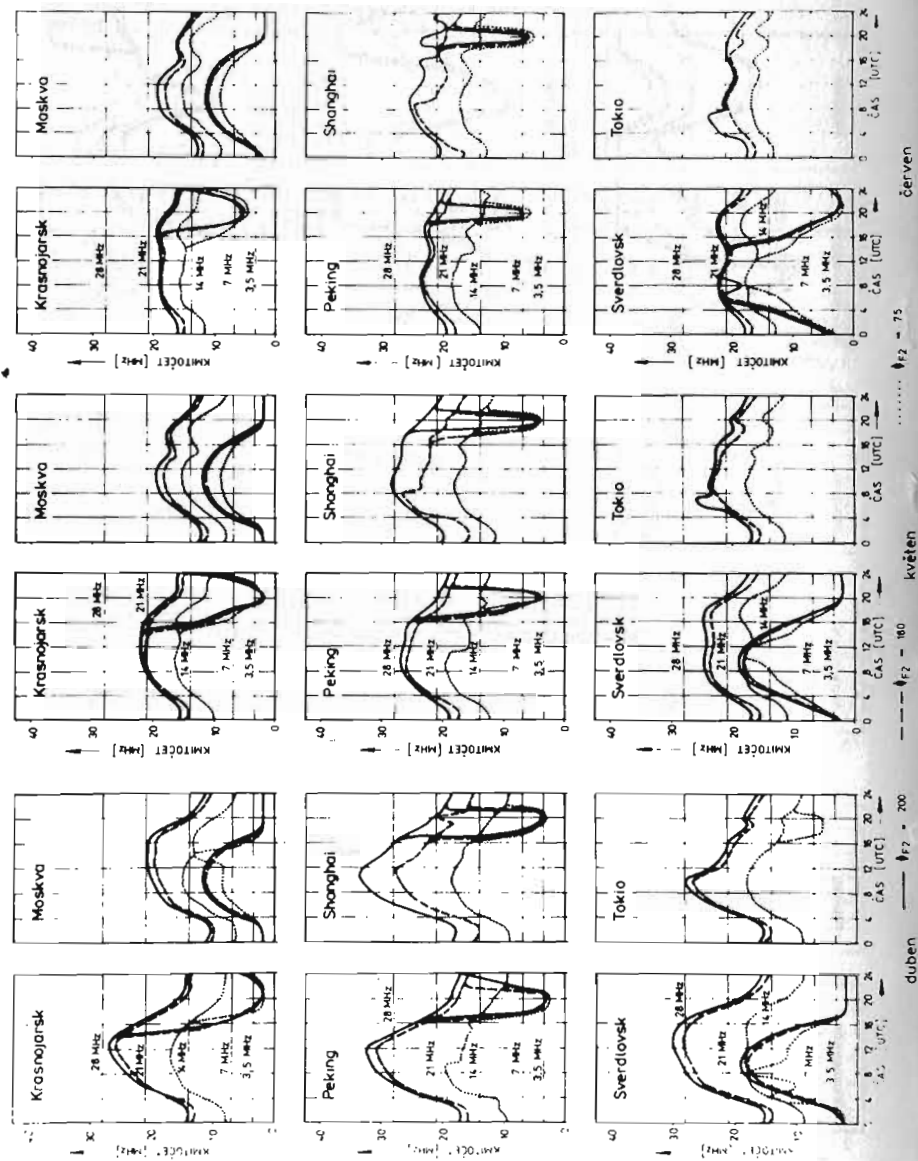
- [10] *Závada, L.*: Vstupní děliče elektronických voltmetrů. AR-A-11/1978, str. 425–426.
- [11] *Richter, S.*: Berechnung des frequenzkompensierten Spannungsteilers. Funkamateurl. 10/1977, str. 495–496.
- [12] *Kořínek, J.*: Digitální indikace přijímaného kmitočtu. AR-A-6/1977, str. 231, AR-A-7/1977, str. 271.
- [13] *Kellner, L.*: Přímoukazující měřič kmitočtu s IO. AR-A-5/1975, str. 182–184.
- [14] cq-DL 8/1981, str. 392.
- [15] *Doug DeMaw*, WICER: A Simple Field-Strength Meter and how to Calibrate It. QST, August 1975, str. 21.
- [16] *Lewis, F. D.*: The Anatomy of a Solid-State Dipper. QST, December 1972, str. 23–27.
- [17] *Waxweiler, R.*: Niederfrequenz-Zweitton-Generator. cq-DL 8/1981, str. 385–386.
- [18] Funkschau, č. 18/1978, str. 897.
- [19] *Brunnhöfer, V.*: Signální generátor a Q-metr. AR-A-8/1981, str. 11–14.
- [20] *Belza, J.*: Rozmítač. AR-A-3/1980, str. 91–93.
- [21] *Bahnes, H.*: Eichteiler, cq-DL 8/1981, str. 387–388.
- [22] *Šoupal, Z.*: V<sub>f</sub> dělič 90 dB. AR, 11/1976, str. 427–430 a AR 12/1976, str. 465 (dokončení).
- [23] *Šoupal, Z.*: Generátor šumu. AR 9/1976, str. 331–333.
- [24] DB3RC: Schaltung eines Rauschgenerators. cq-DL 4/1977, str. 153.
- [25] *Schultz, J.*: Wide range IC audio oscillator. 73 Magazine, January 1974, str. 25–28.
- [26] *Říha, J.*: Tranzistorový osciloskop. AR-A-3/1978, str. 92–97.
- [27] *Borovička, J.*: Vstupní obvody přijímačů, mf zesilovače a demodulátory. Přednášky z amatérské radiotechniky, svazek 1, ÚV Svazarmu 1979.
- [28] *Mašek, V.*: Budicí a výkonové zesilovače. PZAR, svazek 2, ÚV Svazarmu 1980.
- [29] *Jordan, K.*: Antény. PZAR, svazek 2, ÚV Svazarmu 1980.
- [30] *Geryk, V.*: Mezi anténou a zemí. AR 7/1972, str. 271–272.
- [31] *Pappot, G.*: Noise bridge. Ham radio, January 1973, str. 62–64.
- [32] *Fischer, K. H.*: Antennenbau und Optimierung mit Hilfe der Antennenrauschbrücke. cq-DL-10/1981, str. 477–479.
- [33] *Borovička, J.*: Měřič PSV. AR 3/1971, str. 113–115.
- [34] *Koch, E.*: Reflektometer HM-102 mit Wattmeter. Funktechnik č. 19/1971, str. 704–741.
- [35] *Schröer, W.*: Direkt anzeigendes HF-Wattmeter und Stehwellenmessgerät für 2 bis 30 MHz. Radio Elektronik Schau č. 9/1974, str. 530–533.
- [36] *Mrázek, J.*: Zajímavá vysílání mimo amatérská pásma. AR 8/1968, str. 313–315.
- [37] *Geryk, V.*: Základní poznatky amatérské radiotechniky. PZAR, svazek 1, ÚV Svazarmu 1979.

## Dodatek k „věčné“ předpovědi ionosférického šíření

Doc. Ing. dr. Miroslav Joachim, OK1WI, Praha

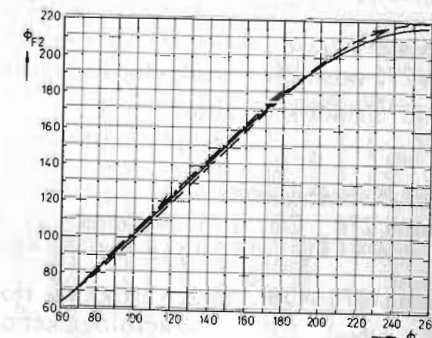
Dodatkem k „věčné“ předpovědi uveřejněné na str. 280–292 1. dílu Amatérské radiotechniky a elektroniky byly vypočteny předpovědi pro dalších 6 tras a soustředěny do 4 připojených tabulek pro 4 čtvrtletí roku.



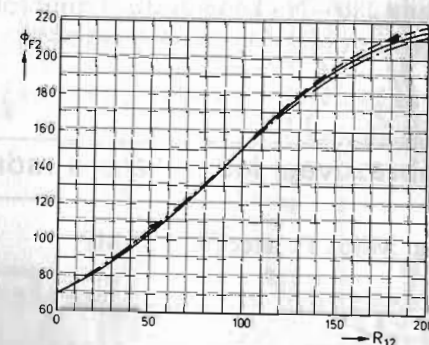


Pokud nemáte k dispozici předpověď hodnoty indexu  $\Phi_{F2}$ , ale máte předpověď  $R_{12}$  nebo  $\Phi$ , můžete pro přepočítání použít obr. 1 nebo obr. 2.

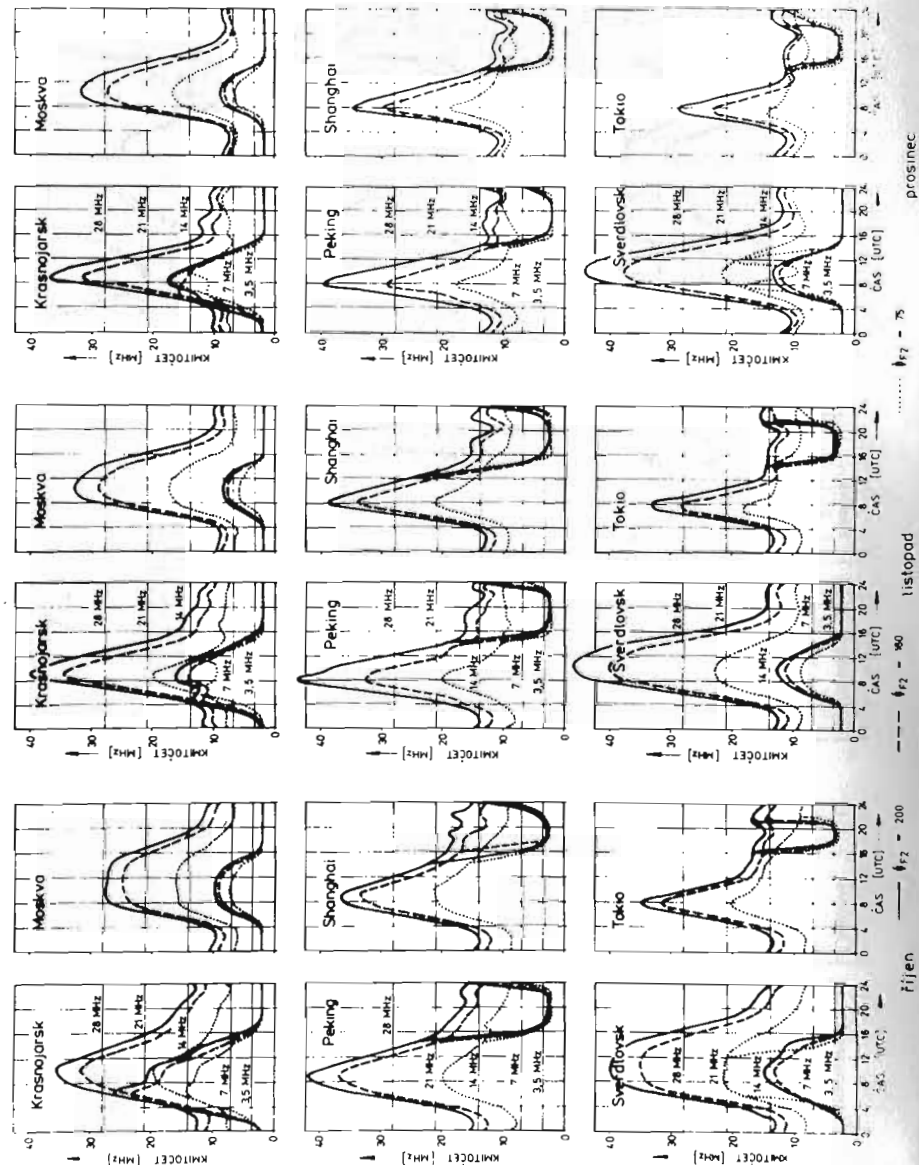
Obr. 1. Korelace mezi indexy  $R_{12}$  a  $\Phi_{F2}$ . Stoupající a klesající části slunečního cyklu a soubor obou částí



Obr. 2. Korelace mezi indexy  $\Phi$  a  $\Phi_{F2}$ . Stoupající a klesající části slunečního cyklu a soubor obou částí



I když index  $R_{12}$  (dvanáctiměsíční klouzavý průměr  $R$ ) je nadále používán, např. při stanovení úrovně sluneční činnosti při plánování rozhlasu na dekametrových vlnách, není jeho použití ničím odůvodněno, neboť hodnoty použitelných kmitočtů v určitém měsíci nemohou být ovlivněny úrovní sluneční činnosti v 6 měsících následujících po měsíci, pro nějž je předpověď stanovena. Jeho použití je přežitkem z doby, kdy nebylo možné číselně zpracovat v přijatelném čase korelaci mezi hodnotami sluneční činnosti a hodnotami kmitočtů použitelných pro ionosférické šíření.



## Troposféra a VKV

Ondrej Oravec, OK3AU

### Oprava v texte:

str. 275 odst. c) – vznik vlnovodného kanálu nastáva v ...

str. 278 riadok 13. zhora:

... s výškou (obr. 1.42 a obr. 1.43)

### Text k obrázkom:

strana 276 Obr. 1.41. Schematický rez troposférickým vlnovodom  
13.8. 1972

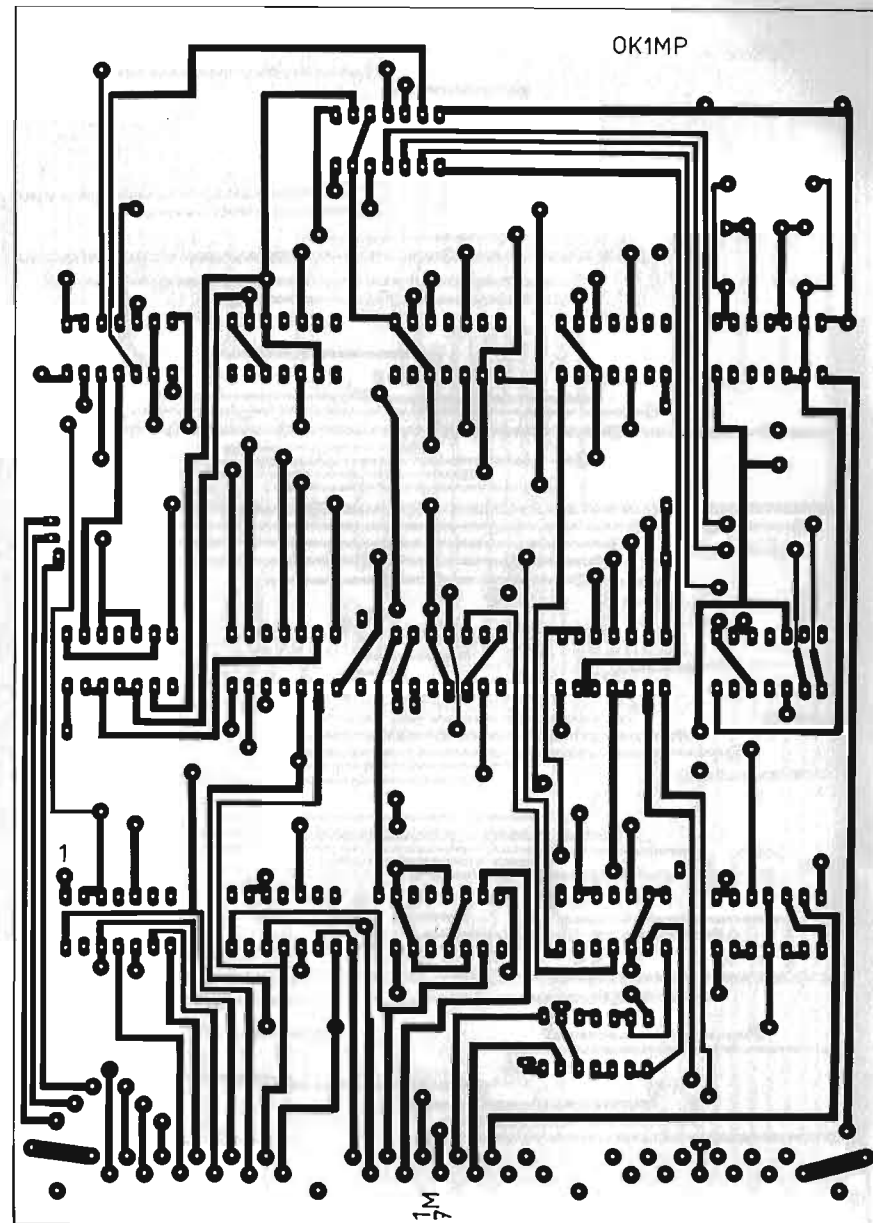
strana 278 Obr. 1.42. Vertikálny rez troposférou 13. 8. 1972 podľa  
aerologického výstupu Poprad

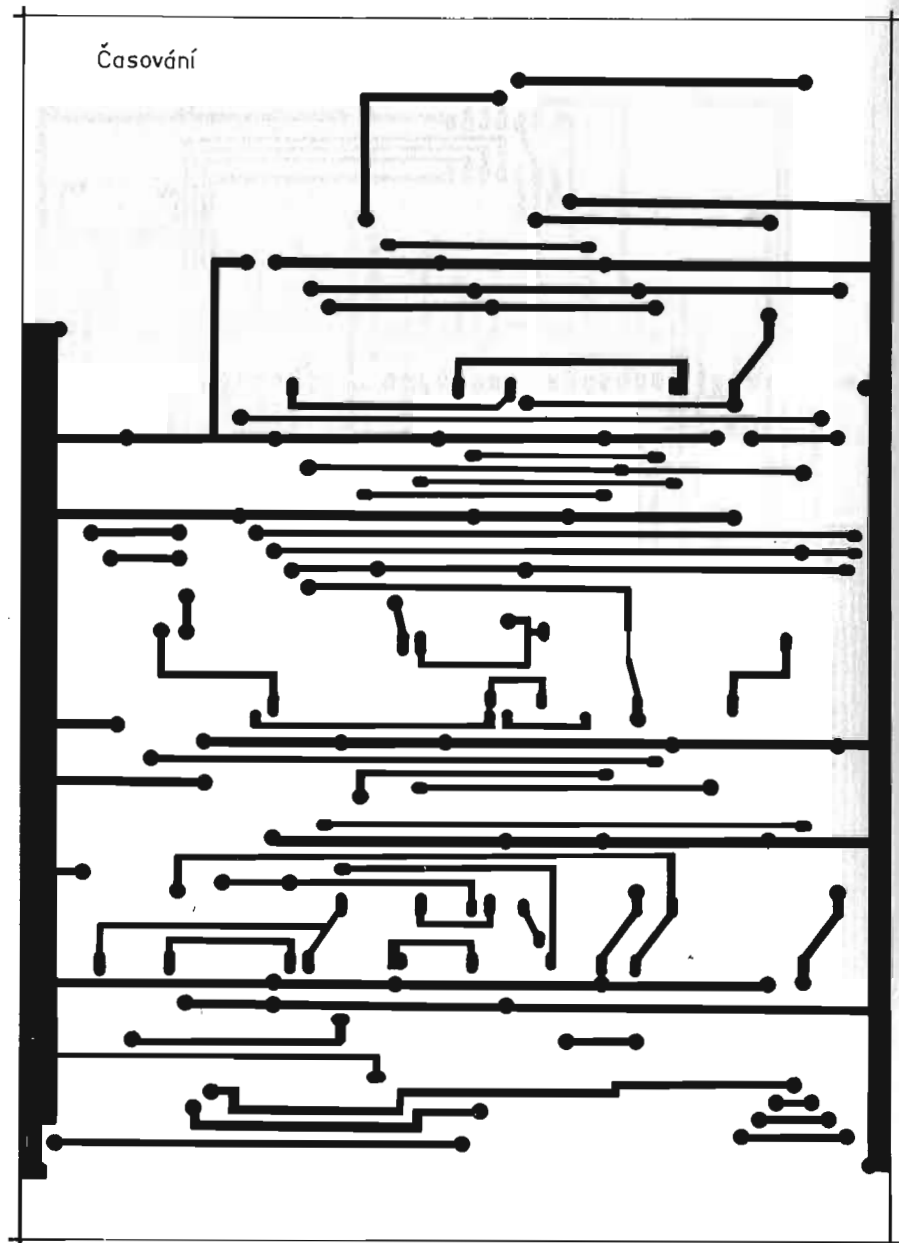
strana 279 Obr. 1.43. Synoptická mapa z 18. 9. 1975, zobrazujúca si-  
tuáciu pri výskyte diaľkového troposférického  
šírenia VKV v strednej Európe

strana 280 Na konci textu škrtnúť (obr. 1.43.) a ostane len:  
... na vzdialenosť okolo 700 km

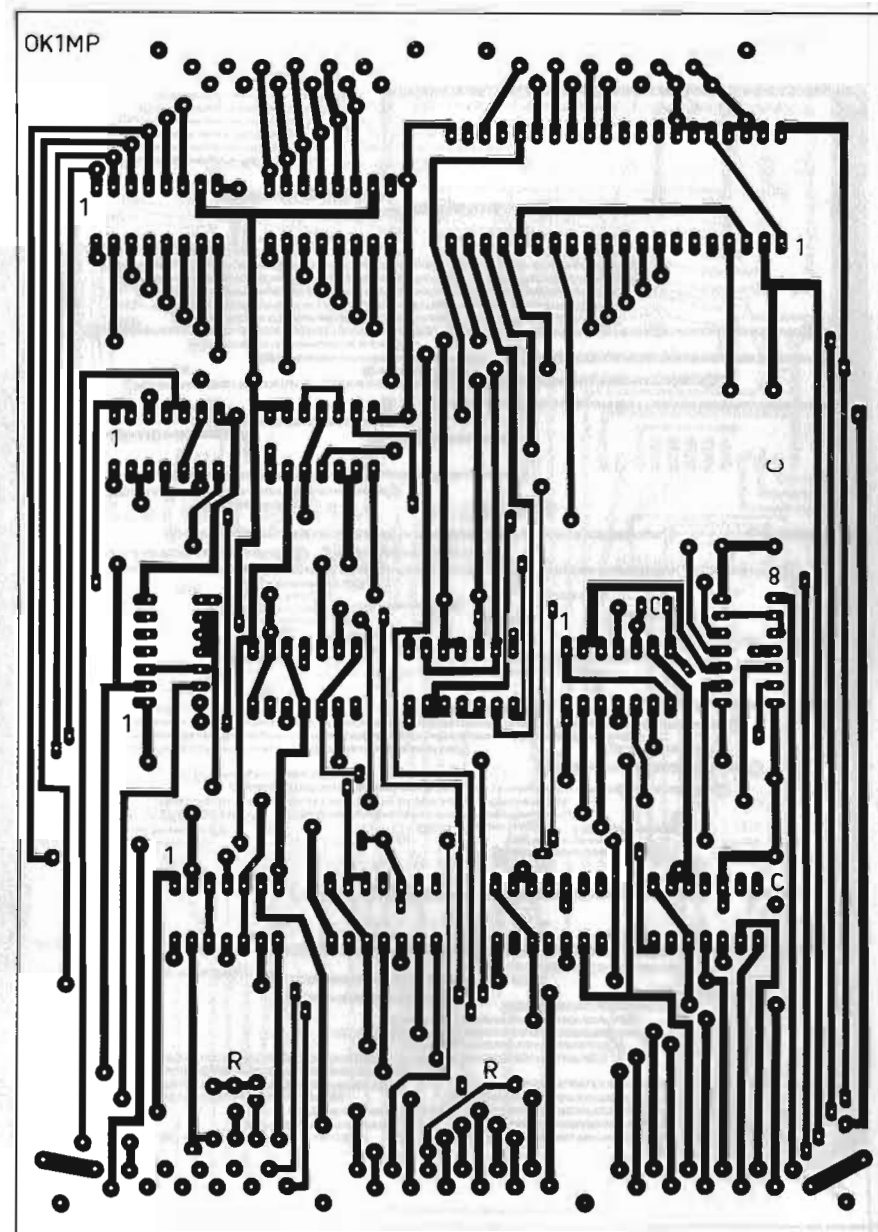
## Zobrazovací jednotka pro radiodálnopis

Ing. Miloš Prostecký, OK1MP

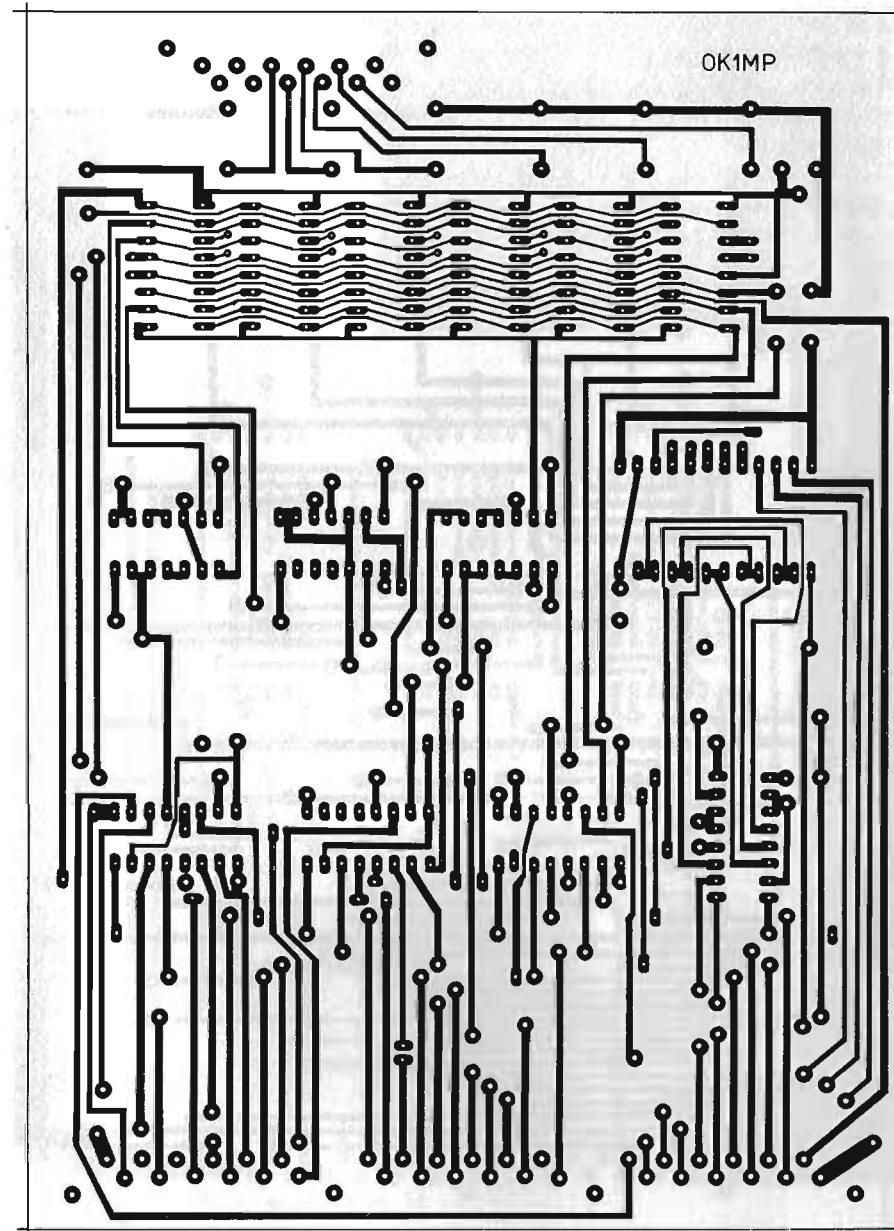
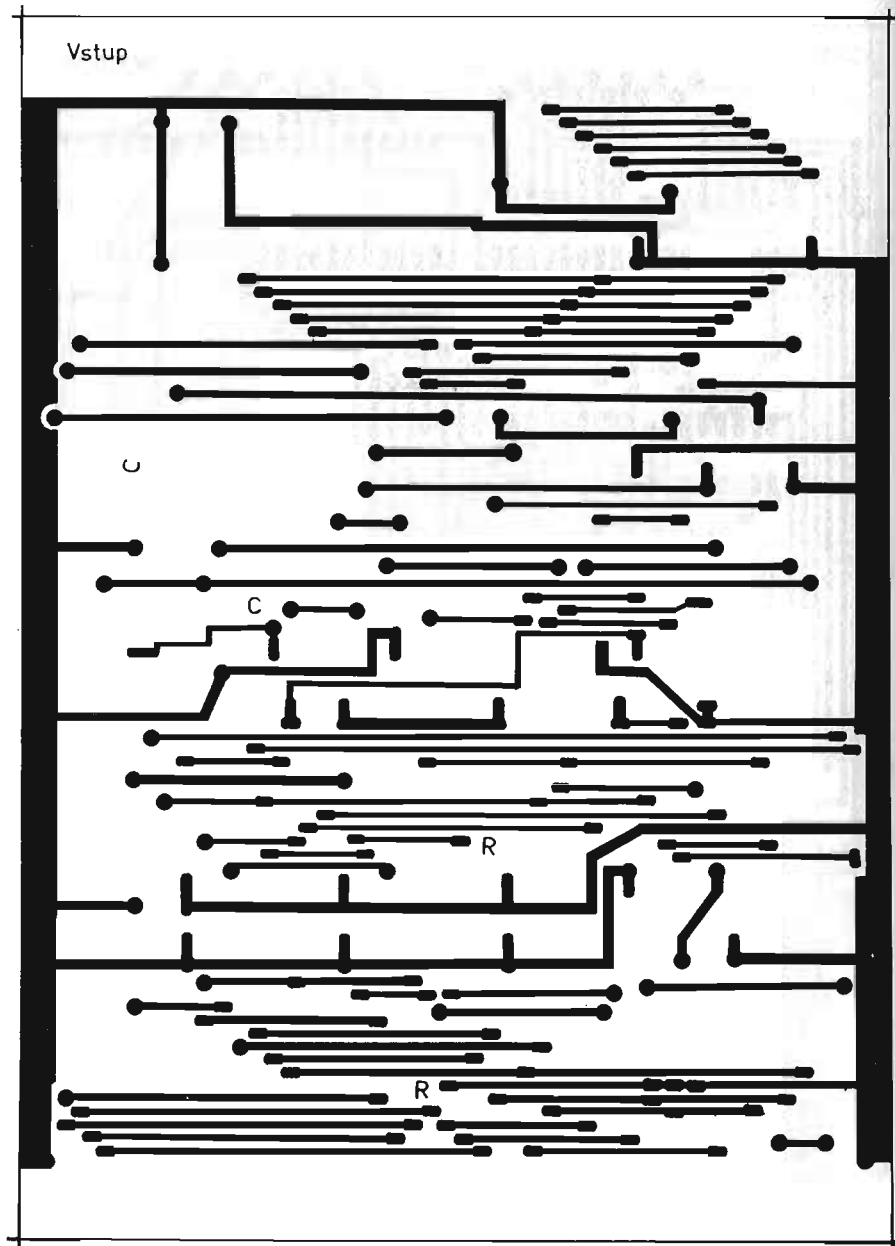


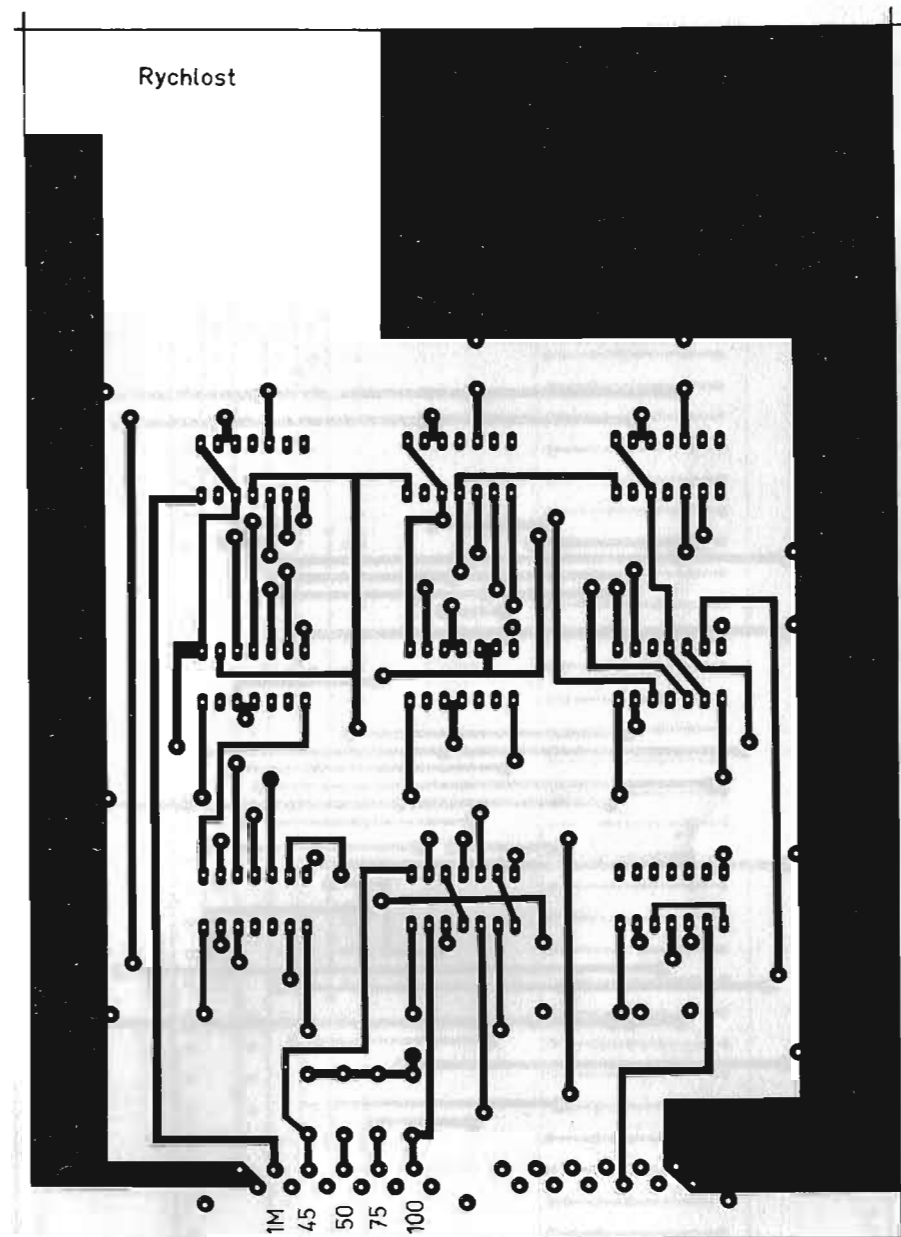
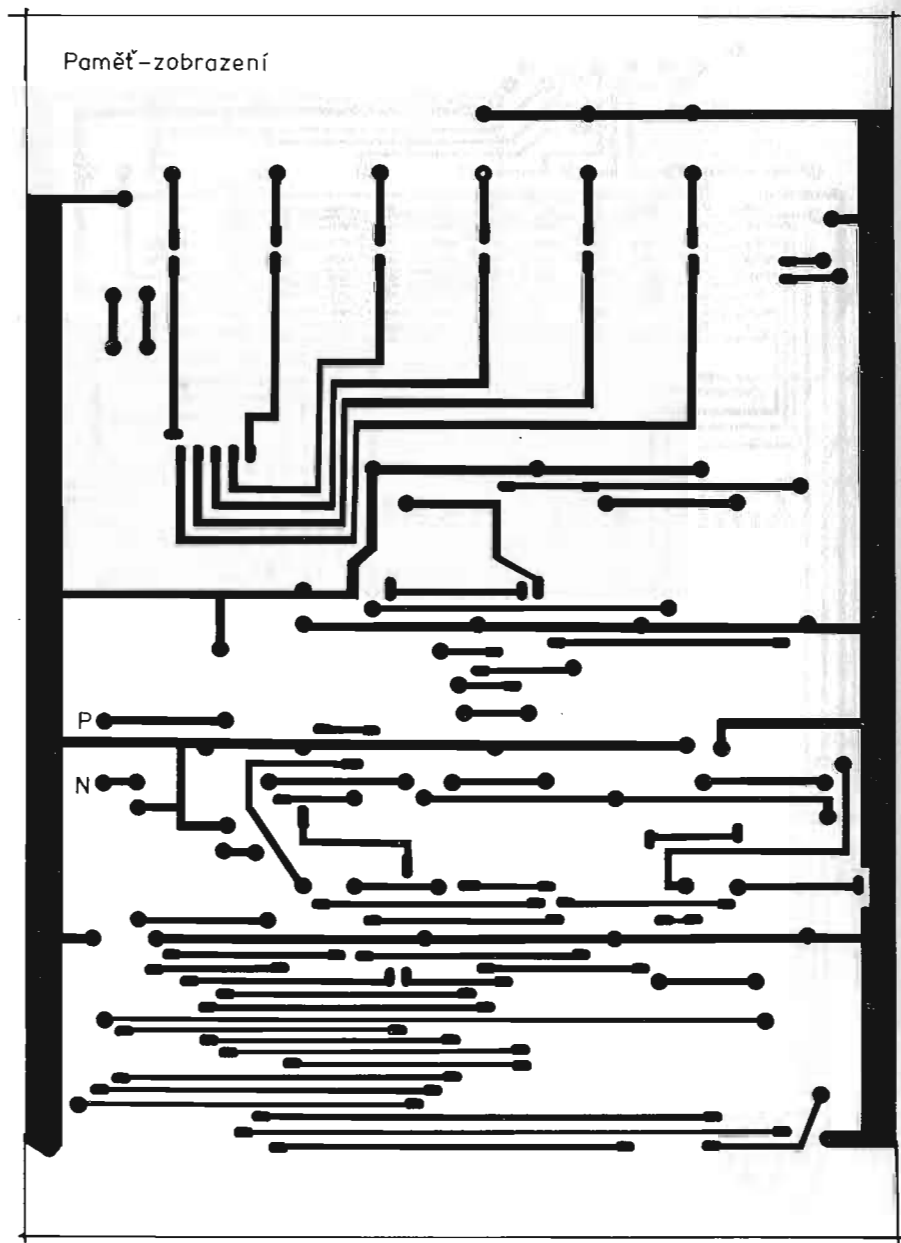


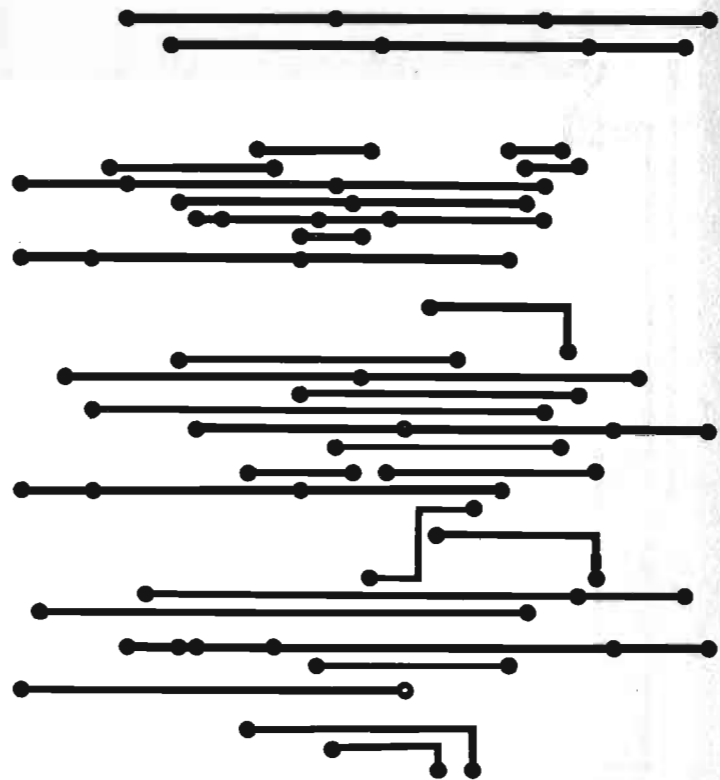
5.46. Deska časování



5.47. Vstupní deska

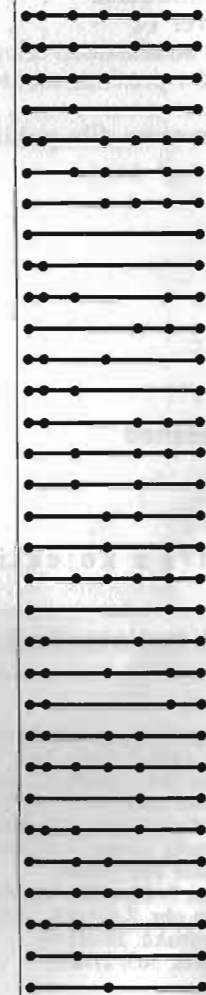
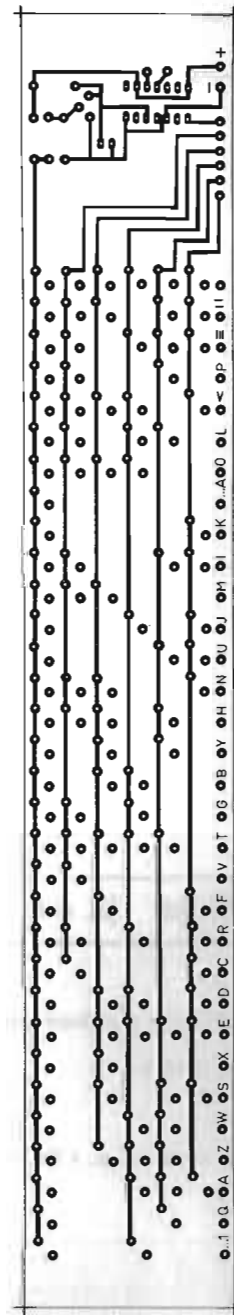






### 5.52. Deska telegrafních rychlostí

### 5.53. Deska klávesnice



#### 5.54. Deska klávesnice

---

## Obsah

---

|                                                          |     |
|----------------------------------------------------------|-----|
| Předmluva . . . . .                                      | 5   |
| Radioamatéři včera, dnes a zítra . . . . .               | 7   |
| Antény pro VKV . . . . .                                 | 11  |
| Pasívní součásti v elektrotechnice . . . . .             | 83  |
| Fyzikální základy radiotechniky . . . . .                | 128 |
| Kmitočtová modulace . . . . .                            | 273 |
| SSB transceiver T2 . . . . .                             | 360 |
| Od historie k současnosti telegrafního provozu . . . . . | 390 |
| Mikropočítač v provozu amatérské radiostanice . . . . .  | 462 |
| Měření . . . . .                                         | 508 |
| Dodatky k prvnímu dílu publikace . . . . .               | 576 |

Knížnice Svazarmu

Svazek 99

Josef Daneš a kolektiv

---

## Amatérská radiotechnika a elektronika (2. díl)

---

Vazbu navrhl a graficky upravil Pavel Rajský.

Vydání I., Praha 1986. Vydalo Naše vojsko, nakladatelství a distribuce knih, n. p. v Praze jako svou 5645. publikaci, stran 592.

Vojenskoodbornou redakci řídí pplk. PhDr. Miloslav Brožek.

Odpovědný redaktor RNDr. Jan Boukal.

Výtvarná redaktorka Larisa Dašková.

Technický redaktor Petr Husák.

K tisku schváleno 7. 10. 1986. Výtiskla tiskárna Naše vojsko n. p., v Praze.

AA 33,37 (z toho obr. 7,42). VA 34,21.

Náklad 20 000 výtisků. 28-092-86.

05/38. Váz. 40 Kčs. 505/21/856.