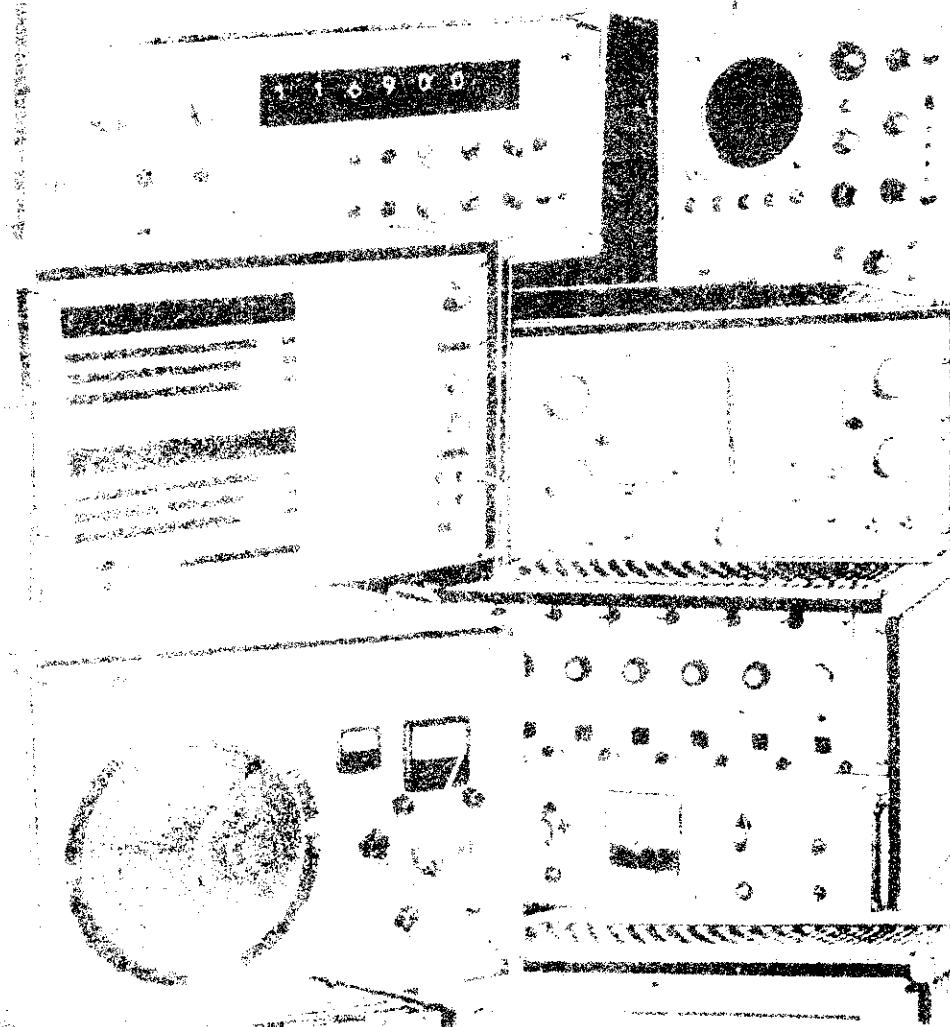


SBORNÍK PŘEDNÁŠEK SEMINÁŘE

LEKTORŮ TECHNIKY VKV 1980



Náplň přednášek sborníku semináře lektorů techniky VKV.

- 1.). Ing. Mašek Úvod do problematiky; měřicí metody a měření parametrů VKV zařízení se zaměřením na části přijímací
- 2.). Klátil Jednoduché přípravky a metody pro měření zařízení VKV
- 3.). Bittner Části vysílací-směšovače, zesilovače, PA, vF kompresor v TXu
- 4.). Ing. Smítka CSc Měřicí metody v amatérské praxi. Měření a výběr součástek a polovodičů pro VHF a UHF.
- 5.). Šír Číslicové měření kmitočtu-vstupní zesilovače a tvarovače pro střední i vysoké kmitočty UHF

Sborník je doplněn několika tabulkami, které dodal OK 1 AIB a OK 1 KHL. Věříme, že Vás jeho obsah zaujme a každý v něm najde co potřebuje ke své radioamatérské práci.

Za holické radioamatéry

Holice, květen/červen 1980

VY 73

radioklub

OK 1 KHL

Sborník připravili : Myslivec S. OK 1 VEM, Václavík J. OK 1 KHL, Metelková Alenka, Švejda J. OK 1 MSJ

Za původnost a věcnou správnost příspěvků ručí autoři a rozmnožování je dovoleno výhradně s jejich souhlasem.

Problematika měření na VKV přijímačích, zejména pak praktická realizace alespoň některých nejdůležitějších měření v tzv. "amatérských" podmínkách, je velmi obsáhlá tematika, přímo závislá na konkrétních možnostech. Proto se zaměříme pouze na ty parametry, které jsou v amatérské praxi nejzajímavější a často diskutované, jako např. činitel šumu, citlivost přijímače pro určitý poměr s/š, resp. (s+š)/š, šířka pásma propustnosti (selektivita), odolnost proti silným rušivým signálům, potlačení nežádoucích příjmů, intermodulační odolnost a pod. Některé z těchto parametrů lze měřit i relativně přístupným zařízením, které v řadě případů může být alespoň krátkodobě k dispozici. Zmíníme se též o některých chybách či nepřesných úvahách, kterých se lze při měření dopustit, zejména při náhradních metodách.

Obecně je nutně upozornit na to, že velmi často čím zdánlivě jednodušší a méně náročný je určitý měřicí postup, tím náročnější bývá na podrobnou znalost problematiky a správnou interpretaci výsledků.

V dalším nebudou uváděny podrobné metodiky měření, ale spíše praktické poznámky se snahou objasnit podstatu věci a upozornit na některé důležité a často opomíjené skutečnosti.

1. Činitel šumu a citlivost VKV přijímačů

Tento parametr je stále nejpobulárnějším přes určitý pokles zájmu na 145 MHz ve prospěch odolnosti přijímače vůči silným rušivým signálům.

Lze říci, že činitel šumu přijímače vztahený na vstupní svorku přijímače, udává, kolikrát více šumí daný přijímač, než by šuměl ideální přijímač, zakončený na vstupu reálným odporem, rovným jmenovité impedanci vst. svorky přijímače.

Činitel šumu vlastně udává mezní citlivost přijímače bez ohledu na šířku propustného pásma (selektivitu přijímače).

Uvažme, že na vstupu ideálního přijímače je místo antény zapojen reálný odpor $R = Z_0$, jehož teplota je rovna teplotě okolí $T_a [K] = 273 + T_a' [^{\circ}C]$. Tento odpor vytváří tepelný, tzv. "bílý šum", jehož výkon $p_{\text{š}_0}$ při šířce pásma B je dán vztahem:

$$p_{\text{š}_0} = k T_a B,$$

kde $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ J/K je Boltzmannova konstanta,

$B = \text{ef. šířka prop. pásma přijímače}$, ve které tento výkon, obvykle na výstupu přijímače měříme,

$T_a = \text{teplota odporu, rovná teplotě okolí.}$

Připojíme-li k odporu $R = Z_0$ skutečný přijímač, můžeme celkový vlastní šum přijímače vyjádřit přidaným šumovým výkonem:

$$p_{\text{š}} = k T_{\text{š}} B,$$

který se přičítá k výkonu $p_{\text{šo}}$. $T_{\text{š}}$ je potom tzv. šumová teplota přijímače, která vlastně jako by zvyšovala teplotu T_a odporu $R = Z_0$, tj. na vstupu přijímače je přítomen šumový výkon $p_{\text{š}} + p_{\text{šo}} = p_{\text{šc}}$, vytvářený jednak od odporu $R = Z_0$ a jednak vlastním RX.

Poměr $(p_{\text{š}} + p_{\text{šo}})/p_{\text{šo}}$ označujeme jako činitel šumu přijímače

$$F = \frac{p_{\text{š}}}{p_{\text{šo}}} + 1 = \frac{T_{\text{š}}}{T_a} + 1,$$

$$\text{tj. } T_{\text{š}} = T_a \cdot (F - 1)$$

Činitel šumu vyjadřujeme např. $F = 2$ (3dB). Občas se používá výrazu šumové číslo, vyjadřované v násobcích $p_{\text{šo}}$, tj. např. $2 kT$ (3 dBKT), případně míra šumu.

Lze tedy konstatovat, že při měření citlivosti či činitele šumu je na vstupu RX šumový výkon

$$p_{\text{šc}} = F \cdot p_{\text{šo}} = k T_a B \cdot F,$$

který po zesílení v přijímači za předpokladu jeho linearity (tj. SSB RX) vytvoří na výstupu RX šumový výkon $P_{\text{šc}}$.

Přivedeme-li na vstup RX užitečný signál o výkonu p_s , soustředěný do šířky pásma menší než B , vytvoří se na výstupu RX užitečný výkon P_s , jehož poměr vůči $P_{\text{šc}}$ je poměr

$$s/\text{š} = P_s/P_{\text{šc}} \text{ resp. } \frac{s+\text{š}}{\text{š}} = \frac{P_s+P_{\text{šc}}}{P_{\text{šc}}} = \frac{P_s}{P_{\text{šc}}} + 1,$$

který vždy na výstupu RX měříme (uvedené neplatí samozřejmě např. u kmitočtové modulace - \neq M VKV.)

Je tedy při $P_s = P_{\text{šc}}$ na výstupu RX poměr $(s + \text{š})/\text{š} = 2$ (3 dB) a nikoliv 1 (0 dB).

Závislost poměry $(s + \text{š})/\text{š}$ na $s/\text{š}$ je na obr. 1

Z uvedených vztahů lehce vypočteme pro určitý činitel šumu F přijímače jeho citlivost pro žádaný poměr $(s + \text{š})/\text{š}$ při měření za teploty T_a .

Pro orientaci jsou v tab. 1 uvedeny citlivosti pro SSB VKV RX se šířkou pásma 2,5 kHz a $T_a = 290 \text{ K}$ (17 °C) což je totéž jako $B = 2,4 \text{ kHz}$ a $T_a = 300 \text{ K}$ (27 °C).

Z tabulky 1 je zřejmé, že určení činitele šumu F ze změřené citlivosti je silně nepřesné; protože např. chyba v určení citlivosti $0,39 \mu\text{W} = 1,5 \text{ dB}$ znamená nepřesnost v určení čin. šumu $F = 3 \pm 1$, tj. možný rozsah F ať 2 4 (3 6 dB).

Navíc zde přistupuje chyba v určení šířky pásma B , která velmi často vykazuje u SSB RX - u (i tovární provedení) zvlnění amplitudové kmitočtové charakteristiky (špatné přizpůsobení či nastavení amatérského filtru).

Nastavujeme-li vř signál. generátor na maximální amplitudu nř zázněje, vůči které určujeme poměr $(s + \check{s})/\check{s}$ na výstupu RX, bývá efektivní šířka pásma B z hlediska šumu prakticky vždy zřatelně menší než předpokládaná ef šíře pásma B pro pokles o 3 či 6 dB (obr. 2).

Naměření citlivosti pro určitý poměr $(s + \check{s})/\check{s}$ (tab. 1) pak odpovídá lepší činitel šumu F než ve skutečnosti je. Tuto nepřesnost lze odstranit jedině změřením tvaru křivky a její integraci (grafickou, početní).

Proto při malých hodnotách F raději měříme čin. šumu pro dané kmit. pásmo vhodným generátorem šumu než pomocí citlivosti RX - u.

F měříme obvykle tak, že na vstup RX přivedeme známou hodnotu šumového výkonu, která způsobí zdvojnásobení výst. šumového výkonu RX, tj. musí být rovna hodnotě $(p\check{s} + p\check{s}_0) = F \cdot p\check{s}_0$. Přesnost měření (linearitu demodulátoru či detektoru) vhodně kontrolujeme měřením více hodnot pro šumový výkon rovný násobkům F (výkon 3F má dát 4-násobný výst. výkon RX apod.) Na šířce pásma B ani na tvaru přenosové chárky RX zde nezáleží, protože se u obou. měření projevují stejně.

Je vhodné uvážít následující:

1. Je třeba pracovat v lineární části amplitudové chárky RX, tj. u AM detektoru musí být úroveň šumu větší než asi 1 V pro přesná měření. Určitého snížení tohoto požadavku lze dosáhnout použitím diod typu GAZ 51 či u Si diod předpětím v prop. směru (tzv. linearizace chárky).

U SSB demodulátoru tento problém odpadá, pokud je skutečně lineární (ochylky od linearity se mohou vyskytovat u nepsprávně nastavených zapojení při nulovém ust. napětí a při velkých vst. napětích demodulátoru).

Pozor je třeba dát na to, aby hladina nř šumu neovlivňovala měření, tj. při "zřažení" vř zisku či odpojením napájení MF zesilovače musí hladina výst. nř šumu poklesnout minimálně několikrát. Na druhé straně pozor na to, aby v nř zesilovači nedocházelo k omezování špiček šumu při velké úrovni šumu.

U AM detektoru lze problém lin. detektoru obejít vřazováním útlumu 3 dB do MF zesilovače před vlastní detektor v době zapnutí šumového výkonu na vstup RX. Tím měříme úroveň šumu za stejných poměrů na detektoru. Problém může být v realizaci přesného útlumu 3 dB na vyšších MF kmitočtech a jeho zapínání v součinnosti s generátorem šumu.

Optimální jsou samozřejmě přístroje, které automaticky měří na výstupu RX poměr $(s + \check{s})/\check{s}$, kde s není signál, ale šumový výkon ze šum. generátoru. Rychlost zapínání bývá několik desítek Hz, realizace není natolik obtížná, bude o ní zmínka v přednášce.

Přístroj je optimální pro nastavení na min. dosažitelný F.

2. Pro měření výkonu šumu na výstupu RX je nejvhodnější měřič střední efekt. úrovně, který obsahuje kvadratický usměrňovač a integrátor, tj. indikátor s vhodně dlouhými čas. konstantami, které vyloučí příliš velké kolísání ručky přístroje, snižující přesnost odečtu.

Vyhovují však plně i běžné nf V-motory s dostatečně dlouhou čas. konstantou. Důležité je, aby jejich cejchování bylo správné a umožnilo vyhovující odečet zvýšení měřené úrovně šumu o 3 dB (tj. 1,414-krát napětově) či o jinou hodnotu (viz. dále).

Pro zvýšení přesnosti měření lze i zde použít útlum 3 dB, zapínaný v součinnosti s generátorem šumu. Jeho realizace na nf kmitočtech nemůže činit žádné obtíže.

3. Generátor šumu poskytuje rovnoměrný šum bez ohledu na kmitočet (s určitým omezením u vyšších kmitočtů, tedy zejména na vyšších VKV pásmech). Tato rovnoměrnost znamená, že na výstupu RX budeme indikovat výsledný šumový výkon, který projde RX v celém kmitočtovém pásmu šum. generátoru. Bude-li potlačení nežádoucího příjmu např. na zrcadlovém kmitočtu velmi malé, část šumového výkonu ze zrcadla se přičte k šum. výkonu na přijímaném kmitočtu a tím naměříme zdánlivě lepší hodnotu činitele šumu (na rozdíl od měření citlivosti *vf sig. generátorem*). Tento problém není zanedbatelný na vyšších pásmech, zejména je-li na vstupu RX diodový směšovač pouze s jedním LC obvodem a poměrně nízký kmitočet první MF. Potlačení zrcadla může v tomto případě být i jen 0 dB a potom naměříme činitele šumu až o 3 dB (2x !) lepšího než je skutečnost.

Proto se zavádí pojem tzv. jednopásmového činitele šumu F (označován pozn. SSB - single sideband, einseitenband), zejména na vyšších pásmech při nízkém mf kmitočtu, tj. 1296 MHz a výše.

Je tedy žádoucí pomocí *vf* signálu ověřit hodnotu potlačení zrcadlového kmitočtu a korigovat naměřenou hodnotu činitele šumu. Při potlačení zrcadla 10 dB bude skutečný činitel šumu asi o 10 % horší než naměřený a při potlačení ke 20 dB již není třeba naměřenou hodnotu korigovat.

4. Dodržení jmenovité (a reálné) výst. impedance generátoru šumu na daném kmitočtu příslušného VKV pásma je velmi důležité, protože na ni závisí nejen dodávaný šumový výkon, ale i zamezení vzniku stojatých vln na koaxiálním kabelu mezi gen. šumu a měřeným přijímačem, které způsobí odrazy šum. výkonu a tím závislost optimálního nastavení *vst.* obvodu přijímače na délce kabelu. Přizpůsobení (ČSV) výst. obvodu gen. šumu lze kontrolovat (nastavit) např. reflektometrem, který musí mít ale vysokou citlivost, protože na výst. obvod generátoru šumu, zejména s polovodičovou diodou můžeme z pomocného vysílače příslušného VKV pásma přivést jen velmi malý výkon (cca 2 μ W, tj. 10 mV/50 Ohm).

Uvedeme ještě některé skutečnosti, na které se občas zapomíná. Je-li potlačení zrcadlového kmitočtu malé, působí problémy nastavení vst. obvodu 2x (naladění, vazba) pomocí generátoru šumu. Příčinou bývá to, že do ladění na min. F zahrnujeme zrcadlový šum a tedy čím méně je zrcadlo potlačeno (klesající Q_p , velká vazba), tím lepšího čin. šumu získáme. Proto je vhodnější nastavení vst. obvodu v tomto případě provádět na slabý signál z antény (malý poměr s/š) a teprve výsledné nastavení ověřit generátorem šumu. Tím se vyhneme např. tomu, že vst. obvody naladíme na zrcadlový kmitočet, což lze považovat za dobrý "šprým" ve stylu vidím dobře, slyším špatně.

Změníme-li činitel šumu přijímače, změřili jsme celkový činitel šumu F_c , který je závislý na činitelích šumu F_i a výkonu zisku A_i jednotlivých stupňů přijímače včetně případného tzv. antenního zesilovače. Ze známého vztahu:

$$F_c = F_1 + \frac{F_2 - 1}{A_1} + \frac{F_3 - 1}{A_1 A_2} + \dots + \frac{F_n - 1}{A_1 \dots A_n},$$

snadno odvodíme, že

$$F_c = F_1 + \frac{F_{2c} - 1}{A_1},$$

kde F_{2c} je změřený činitel šumu RX-u, zapojeného za zesilovač, F_1 je neznámý čin. šumu samostatného zesilovače a A_1 je jeho výkonový zisk.

Změníme-li F_c a F_{2c} , potřebujeme pro určení F_1 změnit A_1 . Zisk A_1 lze změřit substituční metodou pomocí proměnného útl. článku a přiměřeně silného signálu. Můžeme jej ale snadno změřit gen. šumu, není-li A_1 příliš velký. Odpojíme zesilovač a ze šum. generátoru přivedeme takový výkon, abychom dostali stejný výst. šumový výkon RX jako ze zesilovačem, zatíženým na vstupu šum generátorem. Nestací-li výkon šum. generátoru, pomůžeme si přepočtem poměru výst. šumového napětí RX-u na poměr výkonů. Potřebný šum. výkon F_x pak udává zisk zesilovače

$$A_1 = \frac{F_x}{F_c} + \frac{F_{2c} - 1}{F_c} = \frac{F_x}{F_c},$$

pro $F_{2c} - 1 \ll F_x$, což je prakticky vždy splněno.

Vidíme, že pro změření zisku nemusí být generátor šumu cejchován absolutně, ale pouze relativně v násobcích šumového výkonu. Je-li šum. výkon gen. roven F_c , je na výstupu RX relativní výchylka 1, 0. Zvýšení této výchylky na $\sqrt{2}$ pro lineární RX odpovídá přivedení šum. výkonu $2 F_c$ atd. podle vztahu ($n = 0, 1, 2, \dots$)
rel. výchylka = $\sqrt{n + 1}$, šum. výkon = $n \cdot F_c$.

Známe-li A_1 , vypočteme čin. šumu samostatného zesilovače ze vztahu:

$$F_1 = F_c - \frac{F_{2c} - 1}{A_1}$$

Měníme-li F_c , F_{2c} a F_x přes útlum b_k koax. kabelu budou skutečné hodnoty F_c , F_{2c} a F_x o útlum kabelu b_k nižší:

Příklad: $f = 432 \text{ MHz}$

$$F_c = 1,76 \quad F_{2c} = 4,0 \quad F_x \approx 60 \text{ (přepočtem)}$$

$$A_1 \approx 15,3 \text{ dB} \quad F_1 = 1,76 - \frac{3}{34} = 1,67 \text{ (2,2 dB)}$$

což j. vůbec mín. dosažitelná hodnota čin. šumu s daným zesilovačem.

Bude-li zesilovač zapojen u antény a k RX připojen přes kabel s útlumem např. $b_k = 3 \text{ dB}$ (19 n VFKV 630/432 MHz), potom celko j. příkon čin. šumu bude

$$F_c = F_1 + \frac{(F_{2c} + b_k) - 1}{A_1} = 1,67 + \frac{(4,0) - 1}{34} = 1,88 \text{ ,7 dB}$$

tj. zhoršení asi o 0,5 dB vůči F_1 .

Bude-li mezi zesilovač a anténu zapojen kabel o útlumu cca 0,5 dB (3 m VFKV 630), potom výsledný čin. šumu přijímací cesty bude

$$F_c' = F_c + 0,5 \text{ dB} = 2,1 \text{ (3,2 dB)},$$

tedy znatelně horší než F_1 , ale podstatně lepší než F_c' bez zesilovače, který by byl

$$F_c'' = F_{2c} + b_k + 0,5 \text{ dB} \quad (6 + 3 + 0,5) \text{ Db} = 8,9 \text{ (9,5 dB)!}$$

Na závěr k činiteli šumu ještě jednou k poměru s/s , resp. $(s+\dot{s})/\dot{s}$, který na výstupu přijímače vyhodnocujeme, vůči poměru s/\dot{s} . Je zřejmé, že zdánlivě vysoký poměr $(s+\dot{s})/\dot{s} = 3 \text{ dB}$ představuje poměr $s/\dot{s} = \hat{\theta} \text{ dB}$, tj. ef. hodnota signálu je rovna ef. hodnotě šumu.

Často se uvádí, že např. zapojením předzesilovače se zlepšil poměr $(s+\dot{s})/\dot{s}$ na výstupu přijímače o tolik a tolik dB. Tento údaj, zejména na vyšších VKV pásmech je naprosto bezpředmětný a často může být nesprávně chápán po převedení na poměr s/\dot{s} jako zlepšení čin. šumu přijímače o tutéž hodnotu.

Můžeme si uředit, že anténa svým okolím sice reprezentuje při měření své impedance odpor $R = Z_0$ při ČSV $\rightarrow 1$, ale její tepelný šum neodpovídá teplotě okolí T_a , ale teplotě prostoru, do kterého anténa míří.

Na 145 MHz může být šumová teplotě T_{sa} antény větší než několikrát set K i při elevaci větší než 0° (min. hodnotu lze očekávat asi 300 až 400 K, tj. šum antény je stejný či mírně větší než šum odporu $R \neq Z_0$. Z toho plyne, že čin. šumu v místě připojení antény menší než cca 2 (3 dB) již nemá většinou prakticky žádný význam.

Z hlediska čin. šumu vlastního RX však musíme uvážit útlum ant. napáječe, který bývá běžně 1 - 2 dB, zejména pak u stálých QTH.

Na 432 MHz a výše však již šumová teplota antény T_{sa} klesá až pod 200 K i při nulové elevaci a menším zisku antény. Tak již F menší než 2 (3 dB) má význam, samozřejmě v nepřítomnosti jiného rušení, např. průmyslového v civilizačních centrech.

V předchozím jsme určili celkový čin. šumu F_c přijímače, případně přijímače s ant. zesilovačem. Uvažme nyní dosažitelný poměr $(s + \check{s})/\check{s}$ při $F_c \rightarrow 1$ a malé šumové teplotě antény T_{sa} , která je zapojena přes určitý útlum b koax. kabelu, byť krátkého či kvalitního s teplotou okolí T_a .

Výsled. čin. šumu na svorkách antény bude

$$F_{\text{in}} = b \cdot F,$$

tj. šum. teplota přijímače na svorkách antény bude

$$T_{\check{s}_{\text{in}}} = (F_{\text{in}} - 1) \cdot T_a$$

Z prostoru přicházející signál s výkonem P_s

spolu se šumovým výkonem antény $p_{\check{s}_a} = K T_{\check{s}_a}$. B vytváří poměr

$$\left(\frac{s}{\check{s}}\right)_0 = \frac{P_s}{p_{\check{s}_a}}, \text{ resp. } \left(\frac{s + \check{s}}{\check{s}}\right)_0 = \left(\frac{s}{\check{s}}\right)_0 + 1.$$

Tento poměr se snižuje působením šumu přijímače

$$p_{\check{s}_{\text{in}}} = K T_{\check{s}_{\text{in}}} \cdot B$$

na hodnotu

$$s/\check{s} = \left(\frac{s}{\check{s}}\right)_0 \cdot \left[1 + \frac{T_a}{T_{\check{s}_a}} \cdot (b F_{\text{in}} - 1)\right]^{-1}.$$

Z toho
$$\frac{s + \check{s}}{\check{s}} = \left(\frac{s}{\check{s}}\right)_0 + 1.$$

Veličina

$$A = \left[1 + \frac{T_a}{T_{\check{s}_a}} (b F_{\text{in}} - 1)\right]^{-1}$$

vyjadřuje obecně zhoršení vůbec možného max. poměru s/\check{s} , resp. poměru $(s+\check{s})/\check{s}$ pro konkrétní hodnotu $(s/\check{s})_0$, což je poměr výkonu signálu vůči anténou přijímanému šumu. výkonu. Vidíme, že $(s/\check{s})_0$ je sice pro obecné úvahy vhodnější, protože nezávisí na absolutní hodnotě poměru kao $(s + \check{s})/\check{s}$, ale na druhé straně "maskuje" fakt, že při malém poměru $(s/\check{s})_0$ znamená jeho zdánlivě značné zhoršení jen malé malé zhoršení poměru $(s + \check{s})/\check{s}$, který je v amatérské praxi rozhodující, nepoužíváme-li integrační či jiné postdetekční metody pro zlepšení poměru $(s + \check{s})/\check{s}$.

Změřený $(s + \check{s})/\check{s}$ lze přepočítat na $(s/\check{s})_0$ a obráceně např. s pomocí grafu na obr. 2. Značný rozdíl těchto poměrů pro hodnoty $(s+\check{s})/\check{s}$ menší než asi 9 .. 10 dB. Pro hodnoty $(s + \check{s})/\check{s}$ od cca 10 dB je prakticky (s chybou menší než 0,5 dB)

$$(s + \check{s})/\check{s} = s/\check{s}!$$

Pro většinu VKV spojení (při nulové elevaci antény) tedy není třeba se diskutovanými věcmi příliš zatěžovat. Ty mají význam pouze pro spojení na úrovni šumu, jako je EME apod., kterých je ovšem v souhrnu jako "šafařů".

Pro tyto speciální případy uvedeme ještě několik úvah, které snad problematiku příjmu signálů na úrovni šumu a souvislost s parametry přijm. zařízení alespoň trochu objasní pro amatérské použití.

V tab. 2 jsou uvedena zhoršení poměru $(s/\check{s})_0$ v (dB) pro různé parametry zařízení (RX), tj. F_{in} , útlumu kabelu b , šum. teplota $T_{\check{s}a}$ antény při $T_a = 300 \text{ K} = 27 \text{ }^\circ\text{C}$. Z hodnot lze posoudit zlepšení výst. poměru s/\check{s} při změně hodnot F_{in} , b , $T_{\check{s}a}$. Hodnoty v tab. 2 budou zřejmě pro mnohé z nás nepřehledné, a proto se pokusíme je "odlišit". Z hlediska parametrů RX nás zajímá případ, kdy poměr (s/\check{s}) je okolo 1 (0 dB) tj. $(s + \check{s})/\check{s}$ je okolo 2 (3 dB).

Předpokládejme tedy, že na anténě je $(s/\check{s})_0 = 4 \text{ dB}$, tj. $(\frac{s + \check{s}}{\check{s}}) = 4,5 \text{ dB}$

Obr. 2. Pro konstantní $T_{\check{s}a} = 30 \text{ K}$ bude i výkon přijímaného signálu konstantní a se změnou b a F_{in} se bude výstupní poměr $(s + \check{s})/\check{s}$ měnit podle první části tab. 3. Vidíme, že i při $b = 0 \text{ dB}$ roste poměr $(s + \check{s})/\check{s}$ s klesajícím F_{in} poměrně pomalu. Výraznější vzrůst nastává až při $F_{in} \rightarrow 1,0$ (0 dB). Např. pro $f = 432 \text{ MHz}$ je zesilovač s BFR 91 schopen poskytnout $F_{in} \approx 2 \text{ dB}$.

Jeho náhradou za velmi drahý Ga As FET s $F_{in} \approx 0,5 \text{ dB}$ zlepšíme $(s + \check{s})/\check{s}$ o 2 dB a máme ještě teoretickou rezervu dalších 2,2 dB na zlepšení, když $F_{in} = 0 \text{ dB}$. Zdvojnásobení ant. systému (cca + 2,7 dB) přinese u BFR 91 zlepšení jen 0,8 dB u $F_{in} = 0,5 \text{ dB}$ již 1,7 dB a teoreticky pro $F_{in} = 0 \text{ dB}$ by zlepšení bylo 2 dB. Současné zdvojení ant. systému a snížení F_{in} z 2 dB na 0,5 dB přinese zlepšení asi 3,7 dB (zdvojení ant. systému navíc při menších elevačních úhlech snižuje $T_{\check{s}a}$ vlivem snížení vyzařovacího svazku).

Vše samozřejmě platí pro $(s/\check{s})_0 = 4$ dB, pro poměr $(s/\check{s})_0$ menší než 4 dB budou zlepšení menší, pro $(s/\check{s})_0$ větší než 4 dB budou zlepšení větší.

Pro $b > 0,5$ dB nepřináší snížení F_{in} ani zdvojení ant. systému prakticky žádný zisk (jen několik desetin dB)!

V druhé části tab. 3 je uvedena změna výst. poměru $(s + \check{s})/\check{s}$ Rx-u také v závislosti na b a F_{in} s tím, že $(s/\check{s})_0 = 4$ dB je při $T_{\check{s}a} \text{ max.} = 1000$ K a pro nižší $T_{\check{s}a}$ se $(s/\check{s})_0$ úměrně zlepšuje, tj. pro $T_{\check{s}a} = 500$ K je 7 dB atd..

Vidíme, že pro hodnoty $T_{\check{s}a}$ větší než několik set K (145 MHz), nepřináší snížení F_{in} ze 3 dB na 0,5 dB podstatnější změnu výst. poměru $(s + \check{s})/\check{s}$, tj. mezní citlivost RX zlepšit jedině snížením $T_{\check{s}a}$, resp. v daném QTH jedině zvýšením zisku antény a případně elevací antény větší než 0° .

Určování či měření $T_{\check{s}a}$ je kapitola sama pro sebe a nemůžeme se jí zde věnovat. K otázce měření poměru $(s + \check{s})/\check{s}$, kterým hodnotíme přijímaný signál ještě malou poznámku k určení úrovně přijímaného signálu ve stupních S (S-metr).

Konference IARU v roce 1978 přijala nový standard S-úrovně, který vychází pro VKV pásma z $S_9 = -93$ dBm, což je $5 \mu\text{V}/50$ Ohm, resp. $6,13 \mu\text{V}/75$ Ohm. Stupeň S zůstává 6 dB. Obvody, určující úroveň S (S-metr) by měly pracovat jako quasi-špičkový detektor (s ohledem na SSB signály) s náběhovou čas. konstantou $10 \mu\text{s}$ ($\pm 2 \mu\text{s}$) a méně důležitou vybíjejíci čas. konstantou min. 500 ms. Hodnoty S1 až S9 + 40 dB jsou uvedeny v tab. 4.

Vidíme, že S1 odpovídá přibližně úrovni šumu, tj. $s/\check{s} = 0$ dB, resp. $(s + \check{s})/\check{s} = 3$ dB podle tab. 1 při $F = 1$ (0 dB), $B = 2,4$ kHz (efektivní šířka pásma, tzv. šumová) i při F větší než 1 bude poměr $s/\check{s} > 0$ dB a S1 má tedy význam. Je zřejmé, že stupeň S nezávisí na šířce pásma na rozdíl od poměru s/\check{s} či $(s + \check{s})/\check{s}$, pouze na zisk antény a tedy podstatně více absolutní než poměr s/\check{s} , který závisí na problematicky určované efektivní šířce pásma (včetně nf přenosové chárky na př.). Na druhé straně ovšem tato výhoda je kompenzována problematickou "přesností" S-metru, ať již odvozených ad AVC či přímo detekujících (závislost na změnách zisku RX-u).

2. Šířka pásma propustnosti (selektivita) a potlačení nežádoucích příjmů VKV přijímačem

Toto měření v rozsahu cca 20 dB (viz. Obr. 1) lze realizovat velice snadno pomocí stabilního (amplitudově i kmitočtově) signálu tak, a že výstup RX-u (TRX-u) připojíme nf V-metr a vhodný typ nf kmitočtoměru či číslicového měřiče kmitočtu. Přeladováním RX-u (nejlépe pomocí RIT) nastavujeme záznej na žádaný kmitočet od $- \Delta f$ přes nulový záznej až do $+ \Delta f$ a měříme výstupní nf úroveň.

Dosažitelný dyn. rozsah je dán citlivostí měniče kmitočtu a jeho "přebuditelností". Pozor musíme dát na to, že měříme přenosovou charakteristiku (statickou selektivitu) včetně přenosové (amplitudově kmitočtové) charakteristiky nf zesilovače, z které lze určit výslednou efektivní šíři pásma B (viz. odst. 1). Chceme-li zjistit charakteristiku samotného krytal. filtru, musíme měřit přínos na výstupu SSB detektoru bez omezení nf pásma.

Pozor musíme dát též na to, abychom v maximu křivky nepřebudili nf zesilovač a nezměnili tak "krásně plochou" charakteristiku. Podle změřené křivky případně provedeme korekci zatěž. impedancí (R i C) krytal. filtru v přijímací cestě TRX-u (obdobně postupujeme při měření na vysílací cestě TRX-u).

Pro měření celé křivky statické, tj. jednosignálové selektivity je nutné použít vf signální generátor s cejchovaným útlumem vnitřním nebo externí útlumový člen. Potom při rozladění vf generátoru nebo přijímače TRX-u nastavujeme výst. napětí vf generátoru na stejnou výst. úroveň SSB demodulátoru (pozor na omezení vf charakteristiky při větších Δf , nelze použít běžný nf zesilovač v TRX-u), kterou měříme nf mV-metrem s rovnou kmitočtovou charakteristickou min. do 20 až 30 kHz. Případně lze měnit přímo vstupní mf napětí na SSB demodulátoru, ale to bývá příliš malé.

Přesnější a více prakt. odpovídající je měření dvousignálové selektivity, kdy měříme úroveň rušícího signálu při určitém kmitočt. odstupu Δf , která způsobí definované zhoršení poměru $(s + š)/š$, vytvářeného užitečným signálem. Obvykle se mění na úrovni $(s + š)/š = 10$ dB a pro zhoršení poměru o 3 dB, nebo pro snížení výst. úrovně o 3 dB podle toho, který jev nastává dříve. Další výhodou je možnost měřit při velkých Δf bez omezení nf chárkou mV-metru jako výše u statické selektivity. Obdobným způsobem měříme i potlačení nežádoucích příjmů, tj. především potlačení příjmů na zrcadlových kmitočtech, na kmitočtu mezi-frekvence a potom na dalších kmitočtech. Přitom podle kmitočtové tvorby v RX-u si předem vypočteme kmitočty, na kterých by nežádoucí příjem mohl být, protože měření v celém pásmu od nejnižšího mf kmitočtu až do 1000 MHz či více je těžko realizovatelné a nelze vyloučit "přejetí" některého nežádoucího příjmu. Je samozřejmé, že při měření nesmí být na vstupu RX-u jiný silný vnější signál byt úplně mimo přijímané kmit. pásmo.

Za vyhovující hodnotu lze považovat dvousignálovou selektivitu mimo propouštěné pásmo větší než cca 80 dB na 145 MHz pásmu, potlačení zrcadlového kmitočtu má být větší než 70 dB a potlačení mf kmitočtu větší než 90 dB, lépe 100 dB.

Potlačení ostatních nežádoucích příjmů by nemělo být menší než cca 70 dB, raději více.

Pro vyšší VKV pásma (432 MHz a výše) mohou být uvedené hodnoty, zejména zrcadlový příjem a ostatní nežádoucí příjmy nižší, ale spíše z důvodů konstrukčních (obvodových) než obecně.

3. Odolnost VKV přijímače proti silným rušivým signálům

Tento parametr bývá v poslední době, zvláště na 145 MHz pásmu velmi diskutován. V podstatě jde o vstupní díly přijímače s vysokou linearitou a tím odolností vůči posobení silných signálů a vůči intermodulačnímu rušení. Obecně lze říci, že zvýšení těchto odolností znamená značné zvýšení energetické spotřeby přijímače, protože čím větší signály mají aktivní prvky zpracovávat, tím na větší výkonové úrovni musí pracovat. To platí i pro Schottkyho diody - balančních směšovačích, nejen pro tranzistory ať bipolární či FET.

Přítomnost kmitočtově blízkého rušivého signálu může mít 3 druhy působení:

- a) signál ruší vlastním "spektrém" ať šumovým či vlivem jeho přemodulování (zkreslení modulace),
- b) signál způsobí tzv. reciprokým směšováním ve směšovači RX-u vzrůst šumu, úměrný šumovému spektru vlastního oscilátoru přijímače, který zhoršuje přijímaný poměr s/š,
- c) signál způsobí přetížení některých obvodů přijímače (nemusí to být vždy vstupní obvody), tím dojde k posuvu prac. bodů a změně (poklesu) zesílení přijímače, čímž se přijímaný poměr s/š či absolutní amplituda signálu mění v rytmu změny amplitudy rušivého signálu.

Který případ je častější lze těžko říci, rozhodující je vzájemná relace parametrů rušícího TX-u a rušivého RX-u.

Na bližší diskuzi není místo a proto jen krátce k měření na straně přijímače. K objektivnímu měření odolnosti přijímače vůči působení silného signálu podle bodů b) a c) je naprosto nezbytný pomocný měřicí signál, jehož šumové spektrum je nižší než vlastního oscilátoru směšovače. Tozno., předpokládáme-li např., že šumové spektrum oscilátoru má relativní úroveň (tj. vůči výkonu oscilátoru) nižší než -120 dB/Hz ve vzdálenosti 25 kHz, potom měřicí signál musí mít šumové spektrum lepší než cca -130 dB/Hz při stejném kmit. odstupu, chceme-li naměřit přesné hodnoty.

Při malém kmit. odstupu by šumové spektrum oscilátoru mělo klesat přibližně o 6 dB/okt., při větším odstupu pak pomaleji až k úrovni šumu pozadí, určeného celk. čin. šumu řetězce oscilátoru (vlastního oscilátoru a případných zesilovačů výkonu) podle vztahu:

$$P_{sr} \sim F K T_a \left[1 + \left(\frac{f_0}{2Q f} \right)^2 \right]$$

$$\text{tj. } \Delta P_{sr} \doteq 20 \log \frac{\Delta f_2}{\Delta f_1}, \text{ pro } \frac{f_0}{\Delta f} \gg 2Q.$$

např. pro $\Delta f_2 / \Delta f_1 = 2$ je $\Delta P_{\text{šr}} \approx -6\text{dB}$

Čin. šumu F je ef. čin. šumu akt. prvku oscilátoru, závislý na velikosti proudu (prac. bodě), meznímu kmitočtu apod., Q je činitel jakosti obvodu oscilátoru (u krystalů až řádu 10^5), Δf je kmit. odstup od nosné.

Uvedený průběh může být při malém kmit. odstupu ovlivněn parametry fázového závěsu včetně šum. spektra pomocného krystal. oscilátoru, vyjimečně VFO (pokud by pracovalo na vyšším kmitočtu).

Optimálním pro uvedená měření by mohl být krystalový oscilátor s velmi kvalitním krystalem vyššího kmitočtu (harmonický), který se násobí jen např. dvěma a který pracuje s co největším výkonem, jaký dovolí přípustný ztrátový výkon na krystal. rezonátoru. Tento oscilátor doplníme kvalitním odděl. stupněm s malým čin. šumem, velkým proudem (či linearizovaným zpětnou vazbou) a proměnným útl. článkem definovatelného útlumu, což bude největší, ale řešitelný problém, protože nepřesnosti útlumu např. 3 dB jsou plně přípustné - nezáleží příliš na tom, je-li odolnost 5 nebo 7 mV, ale na tom, aby úpravami zařízení ji bylo možné měřitelně (indikovatelně) zlepšovat. Odolnost vyhodnocujeme nejlépe tak, že přijímač naladíme na slabý stabilní vf signál, který dá poměr $(s+\text{š})/\text{š} = 10\text{ dB}$ (měříme nf mV - metrem se signálem a bez signálu). Přivedením, resp. naladěním přijímače na odstup Δf od silného ruš. signálu pozorujeme zhoršení poměru $(s+\text{š})/\text{š}$, resp. případné snížení nf úrovně. Volíme zhoršení poměru o 3 dB (z 10 na 7 dB), resp. pokles nf úrovně o 1 (3) dB podle toho, který jev nastane dříve.

Hodnotu Δf postupně zvyšujeme, čímž získáme závislost odolnosti na kmit.odstupu. Pokud dochází k poklesu nf úrovně dříve než k poklesu poměru $(s+\text{š})/\text{š}$, při a malých Δf , znamená to obvykle, že selektivita krystal. filtru (potlačení mimo propustné pásmo) je malá a dochází k zahlcování nf zesilovače, vyjimečně se tento jev objevuje u vst. obvodů (vst. zesilovač a směšovač).

Odolnost určujeme buď absolutně bez ohledu na čin. šumu (citlivost), ale správněji ji určujeme vůči citlivosti přijímače pro vytvoření poměru $(s+\text{š})/\text{š}$.

Pro představu uvedeme hodnoty, měřené na TRX-u "Klínovec" (OK 1 KIR):

Δf (kHz)	Odolnost [dB] vůči Analog. PLL	citlivosti digitální PLL (FA 2)	Poznámka
25	73,2	84,7	Změna vF úrovně
50	76	91,4	3 dB pouze pokles (s+š)/š na 7 dB
75	79,2	-	tj. zvýšení šumu o 3 dB. Mez měření
100	85,1	100	cca 100 dB
200	95,2	-	
300	98,3	-	
citlivost 10 dB(s+š)/š	0,108 μV	0,085 $\mu V/75$	
Sfla S	cca S3	cca S3	viz. tabul
Čin. šumu	$\sim 2,4$	$\sim 2,1$	změna vstup. tranzistoru

Přepočtem na abs. hodnoty vidíme, že odolnost, 100 dB při $\Delta f = 100$ kHz představuje vst. silný rušivý signál cca 8,5 mV. Dosažení hodnot přes 100 mV apod. je možné jen při velmi silných užitečných signálech, tj. (s+š)/š \gg 10 dB (cca S 7), kdy ovšem bude již docházet k poklesu nF výst. úrovně zahlcováním již na vst. obvodech (směšovač, vst. zesilovač apod.) i při dostatečném potlačení (selektivitě) krystal. filtru ze směšovačem. Vliv na signály S 7 apod. nás však příliš nezajímá, protože za takového stavu budou signály S 3 apod. naprosto nečitelné, resp. o nich nebudeme vůbec vědět. Je proto vhodné měření provádět při slabých užitečných signálech, kdy hodnoty větší než desítky mV při malých Δf jsou jen velmi obtížně dosažitelné, protože uvedené hodnotě 100 dB při $\Delta f = 100$ kHz odpovídá postr. šum oscilátoru RX-1, cca - 131 dB/Hz (měřeno přes vysílací cestu TRX "Klínovec").

Za předpokladu stejné konverzní strmosti u reciprokého směšování by z hodnoty 100 dB vyplýval postr. šum cca $-(100 + 33,5 + 8,5) = -142$ dB/Hz.

Hodnota 33,5 dB odpovídá $B = 2,2$ kHz vůči 1 Hz šum. pásma a hodnota 8,5 dB je poměr předaného šumu vůči užiteč. vst. signálu, který vytváří (s+š)/š = 10 dB, jež zhoršíme přidáním šumem na 7 dB.

Nepoměr hodnot - 142 dB/Hz a - 131 dB/Hz může být způsoben přidáním šumem ve vysílací cestě TRX (další směšování se signálem 9 MHz) a nižší konverzní strmostí u reciprokého směšování.

Měřicí signál měl šum cca - 146 dB/Hz při $\Delta f = 100$ kHz a nemohl výsledky negativně ovlivnit, spíše naopak.

4. Intermodulační odolnost VKV přijímače

Intermodulační (dále jen im) odolnost vyjadřuje schopnost přijímače zpracovat silné signály poblíž přijímaného kmitočtu, jejichž kmitočtový odstup je takový, že jimi vytvářejí tzv. im produkt padá na přijímaný signál a ruší jej. Im produkt může vznikat např. podle vztahu

$$f_{im} = f_{přij} = 2 f_{r1} - f_{r2} \quad (2 f_{r2} - f_{r1})$$

nebo $f_{im} = f_{přij} = (f_{r1} \pm f_{r2} \pm f_{r3})$

a pak hovoříme o im produktu 3. řádu. Amplitudy rušivých signálů f_{rj} mohou, ale nemusí být stejné. Pro posouzení odolnosti přijímače měříme obvykle pomocí 2 signálů (f_{r1} , f_{r2}) stejné amplitudy s kmit. odstupem Δf (u f_{r1}) a $2 \Delta f$ (u f_{r2}) tak, že im produkt je roven citlivosti přijímače pro poměr $(s + \check{s})/\check{s} = 10$ dB. Poměr úrovně f_{r1} (f_{r2}) vůči citlivosti udává im odolnost přijímače pro daný kmit. odstup Δf .

Můžeme měřit pro různé úrovně im produktu a Δf .

Např. u TRX-u "Klínovec" (OK 1 KIR) byly naměřeny tyto hodnoty (směšovač 40 673, 8-kryst. filtr 9 MHz):

$$\begin{array}{ll} f = + 25/+50 \text{ kHz} & \text{im odolnost} = 73,2 \text{ dB} \\ \quad + 50/+100 \text{ kHz} & = 75,0 \text{ dB} \quad (\text{cca } 480 \mu\text{V}) \end{array}$$

(poměr $(s+\check{s})/\check{s} = 10$ dB, citlivost $0,085 \mu\text{V}/75 \text{ Ohm}$)

Protože na vytváření im produktu typu $2 f_{r1} - f_{r2}$ se podílí kubický člen převodní chárky směšovače, vzrostla úroveň im produktu o $3 + 10$ dB při zvýšení úrovně f_{r1} , f_{r2} o 10 dB. Za předpokladu, že by tato závislost byla lineární i pro velké úrovně $f_{r1,2}$, došlo by při určité úrovni $f_{r1,2}$ na vstupu přijímače k tomu, že im produkt, převedený na vstup přijímače bude mít tutíž úroveň. Tuto úroveň označujeme jako IP (intercept point), česky snad intermodulační bod, který vlastně charakterizuje im odolnost přijímače a je vhodné jej určovat z měření na malých úrovních im produktu, tj. na citlivosti přijímače např. pro $(s+\check{s})/\check{s} = 10$ dB.

Označujeme-li im odolnost Δ_{im} , což je rozdíl úrovně p_p rušících signálů a úrovně p_{citi} pro daný $(s+\check{s})/\check{s}$, lze psát

$$IP = p_r + \frac{\Delta_{im}}{2} \quad [dBm, dBm, dB]$$

$$\text{tj.} \quad \Delta_{im} = 2 (IP - p_r),$$

$$\text{nebo.} \quad \Delta_{im} = \frac{2}{3} (IP - P_{citl.}).$$

úrovně počítáme např. v dBm (dB vůči 1 mW) na vst. svorce RX-u.

Pro uvedený případ TRX - "klínovec" je při $f = 100 \text{ kHz}$ $IP \hat{=} -18 \text{ dBm}$ o čemž se výpočtem můžeme přesvědčit. Hodnota to není nijak exkluzivní, ale provozně vyhovuje, daleko důležitější je odolnost vůči silnému signálu (2-signalová selektivita, zahlcení), diskutovaná v odst. 3.

Použitím "běžného" DBM se Schottkyho diodami, řádně přizpůsobeným, lze dosáhnout IP na směšovači ke 20 dBm při správném přizpůsobení na krystal. filtr (případný zesilovač musí mít IP přes cca 15 dBm), což při celkovém vf zisku asi 13 dB (minimum pro vyhovujícího čin. šumu) dá na vstupu RX-u IP asi 2 dBm. Tuto hodnotu ale nemusí např. řada 2-báz. MOSFET-ů již poskytnout (rozsah IP na 145 MHz podle typu a prac. bodu asi -5 ... +5 dBm) a vstupní IP tedy bude v rozsahu asi -5 ... +2 dBm.

Im odolnost Δ_{im} se tím zlepší např. pro daný případ TRX-u "klínovec" (při zachování citlivosti $0,085 \mu\text{V}/75 \text{ Ohm} = -130,8 \text{ dBm!}$) z 75 dB na 83 ... 88 dB, což bude mít znatelný význam při existenci většího počtu silných signálů na vstupu RX. Odolnost proti silným signálům (zahlcení RX-u) se tím ovšem nezmění.

Závěr:

Pro stručnost nebylo zdaleka možné uvést vše, co bylo původně zamýšleno, protože by to vystačilo na knihu. Přesto je příspěvek k měření některých zajímavých parametrů přijímací části VKV transceivru poměrně obsáhlý.

Řada dalších úvah, poznámek a doplnků bude proto uvedena v přednášce.

Tab. 1 citlivost VKV přijmače při měření

Celkový čin. šumu RX F		Citlivost přijmače (B = 2,4 kHz , Ta = 290 K = 17 °)								
		(s+š)/š = 3 dB			(s+š)/š = 10 dB			(s+š)/š = 20 dB		
		ps dBm	u _s uV		ps dBm	u _s uV		ps dBm	u _s uV	
50	75		50	75		50	75			
1	0	-140	0,022	0,028	-130,5	0,066	0,084	-120	0,22	0,28
2	3	-137	0,032	0,039	-127,5	0,096	0,117	-117	0,32	0,39
3	4,8	-135,2	0,039	0,048	-125,7	0,117	0,144	-115,2	0,39	0,48
4	6	-134	0,045	0,055	-124,5	0,135	0,165	-114	0,45	0,55
5	7	-133	0,050	0,062	-123,5	0,150	0,186	-113	0,50	0,62
6	7,8	-132,2	0,055	0,068	-122,7	0,165	0,204	-112,2	0,55	0,68
8	9	-131	0,063	0,077	-121,5	0,189	0,231	-111	0,63	0,77
10	10	-130	0,071	0,087	-120,5	0,213	0,261	-110	0,71	0,87
16	12	-128	0,089	0,109	-118,5	0,267	0,327	-108	0,89	1,09
20	13	-127	0,100	0,123	-117,5	0,300	0,369	-107	1,00	1,23

Tab.2. Zhoršení poměru (s/š)₀ vlivem čin.šumu Fin RX-u a šumové teploty Tša antény (viz text)

Útlum kabelu b [dB]	zhoršení Δ [dB]						
	Tša = 30K (Ta = 300 K)						
	Fin	2	1,8	1,58	1,26	1,12	1,0
		3 dB	2,55 dB	2 dB	1 dB	0,5 dB	0 dB
0	/	10,40	9,54	8,45	5,56	3,42	0
0,5	/	11,30	10,50	9,53	7,10	5,52	3,46
1	/	12,10	11,37	10,37	8,36	7,08	5,55
2	/	13,56	12,9	12,14	10,40	9,42	8,36

Útlum kabelu b [dB]	zhoršení Δ [dB] (Ta=300 K)							
	Fin = 2 (3 dB)							
	Tša K	30	100	150	300	500	700	1000
0	/	10,4	6,0	4,8	3,0	2,0	1,55	1,1
0,5	/	11,3	6,75	5,4	3,5	2,4	1,86	1,4
1	/	12,1	7,45	6,1	4,0	2,8	2,2	1,63
2	/	13,6	8,8	7,3	5,0	3,6	2,9	2,2
Fin = 1,6 (2 dB)								
0	/	8,45	4,5	3,4	2,0	1,3	1,0	0,7
0,5	/	9,5	5,3	4,1	2,5	1,7	1,3	0,9
1	/	10,4	6,1	4,8	3,0	2,1	1,6	1,15
2	/	12,1	7,5	6,1	4,0	2,8	2,2	1,65
Fin = 1,12 (0,5 dB)								
0	/	3,4	1,3	0,9	0,5	0,3	0,22	0,15
0,5	/	5,5	2,5	1,8	1,0	0,6	0,45	0,3
1	/	7,1	3,5	2,6	1,5	1,0	0,7	0,5
2	/	9,4	5,2	4,1	2,5	1,7	1,25	0,9

Tab.3 Poměr (s+š)/š na výstupu RXu při poměru (s/š)₀ = 4 dB na anténě
v závislosti na F_{in} a T_{ša}

Útlum kabelu b [dB]	Výstupní poměr (s+š)/š přijímače						
	F _{in}	T _{ša} = 30 K			(T _a = 300 K)		
		2	1,8	1,58	1,26	1,12	1,0
		3 dB	2,55dB	2 dB	1 dB	0,5dB	0dB
0		0,90	1,00	1,3	2,25	3,3	5,5
0,5		0,74	0,90	1,0	1,7	2,3	3,25
1		0,60	0,74	0,9	1,3	1,7	2,25
2		0,45	0,50	0,6	0,85	1,05	1,3

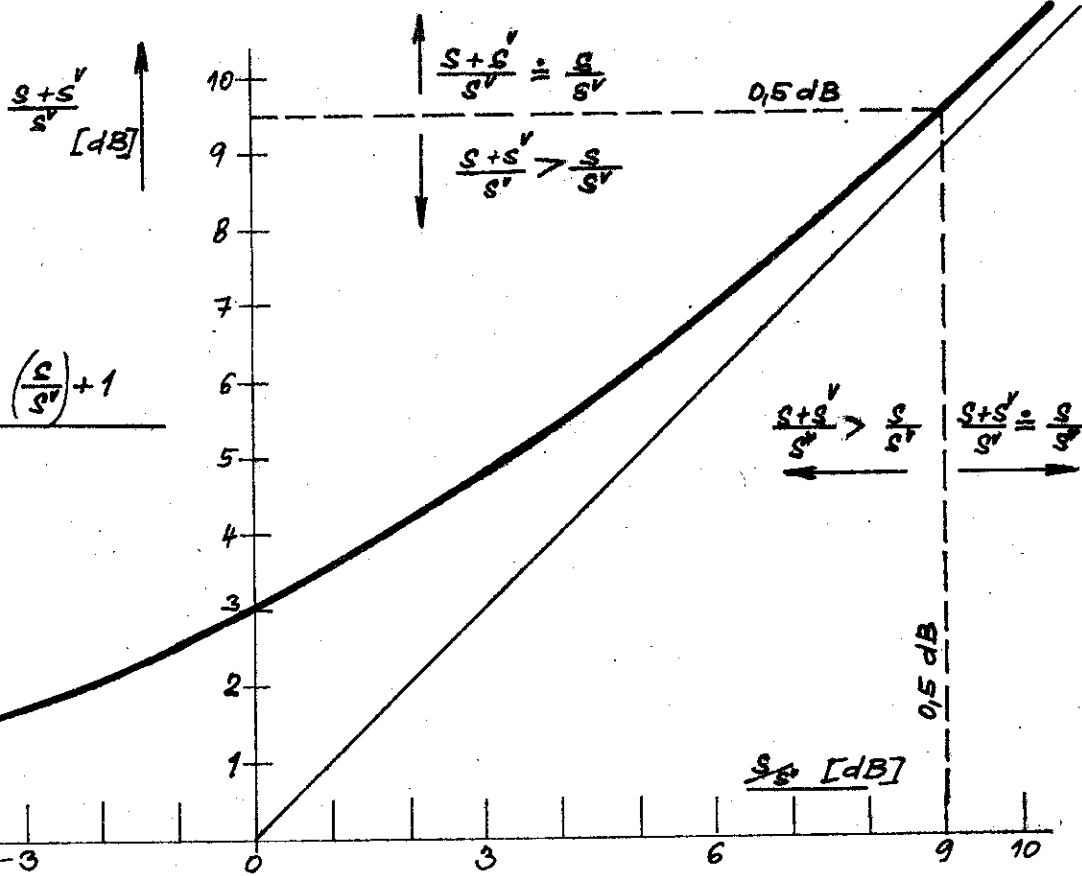
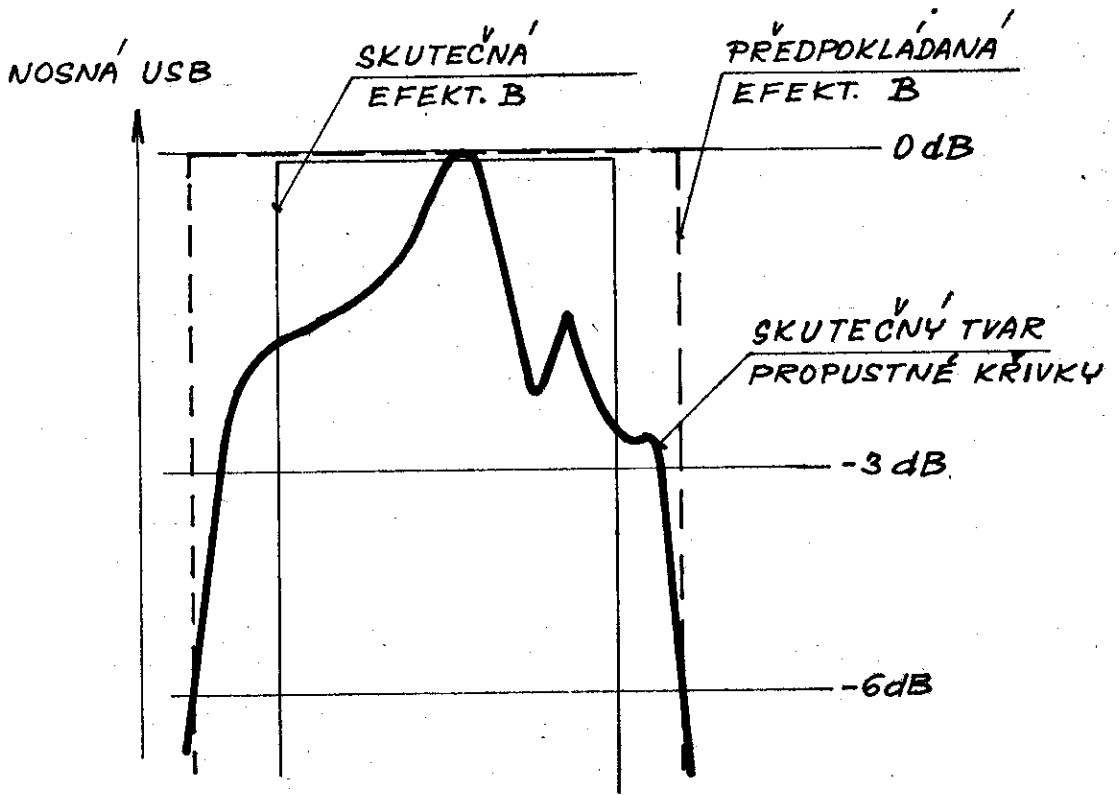
Útlum kabelu b [dB]	Výstupní poměr (s+š)/š přijímače								
	T _{ša} [K]	F _{in} = 2 (3dB)				(T _a = 300 K)			
		30	100	150	300	500	700	1000	
0			8,6		7,1	6,2		4,7	
0,5			7,95		6,75	5,9		4,5	
1			7,35		6,4	5,65		4,35	
2			6,35		5,65	5,05		4,0	
F _{in} = 1,6 (dB) (T _a = 300 K)									
0			9,95		7,95	6,70		5,00	
0,5			9,20		7,50	6,45		4,85	
1			8,50		7,10	6,15		4,65	
2			7,35		6,40	5,65		4,35	
F _{in} = 1,12 (0,5 dB) (T _a = 300 k)									
0			12,9		9,25	7,5		5,4	
0,5			11,8		8,85	7,25		5,3	
1			10,8		8,4	6,9		5,15	
2			9,3		7,5	6,45		4,85	

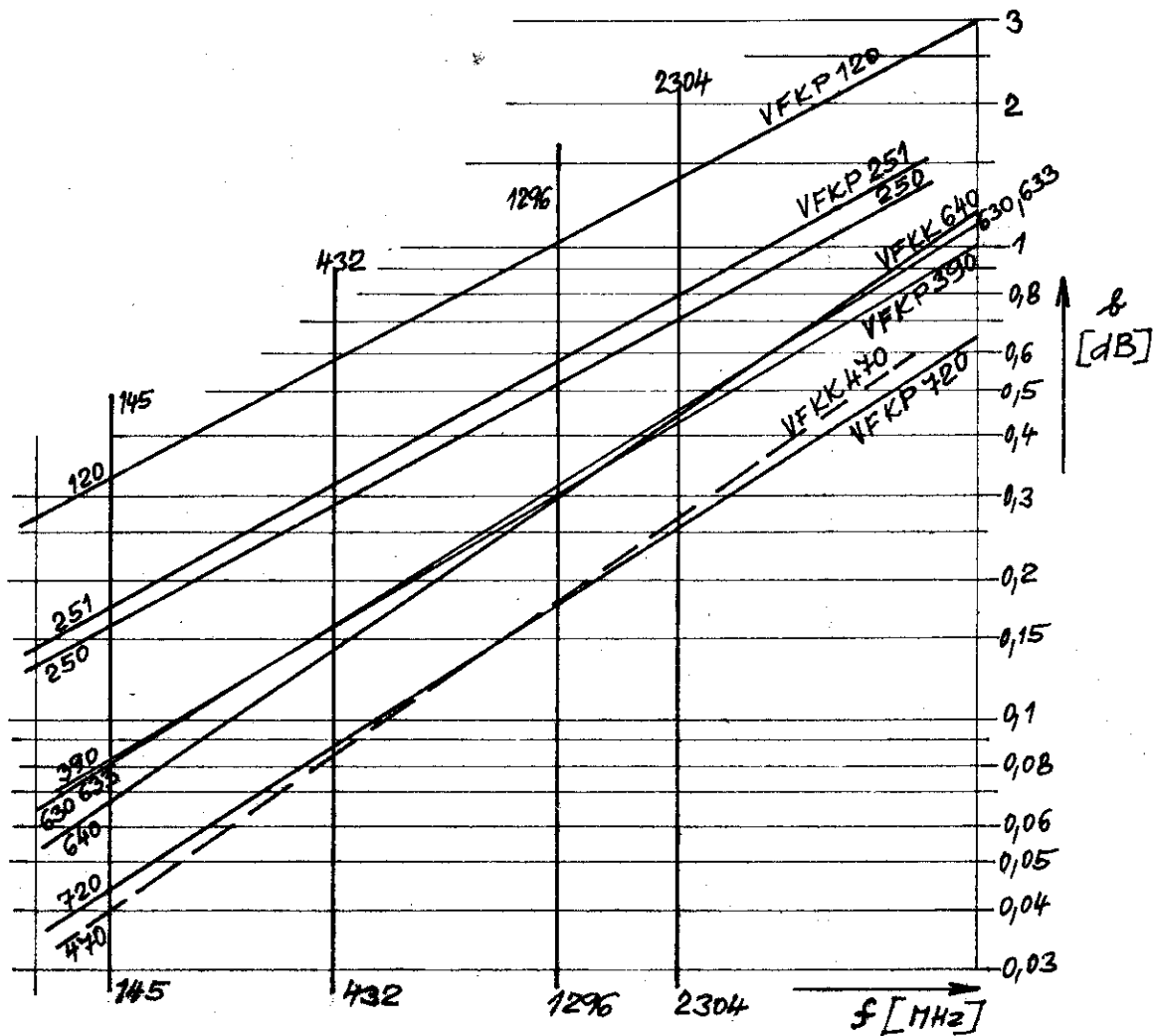
Tab.4 Standardní hodnoty S-stupňů na VKV RXu

Stupeň S	Přijímaný signál		
	[dBm]	na 50 Ohm	na 75 Ohm
S 9 + 40 dB	-53	500 mV	613 mV
+ 30 dB	-63	160 mV	194 mV
+ 20 dB	-73	50 μ V	61,3 μ V
+ 10 dB	-83	16 μ V	19,4 μ V
S9	-93	5 μ V	6,13 μ V
S8	-99	2,5 μ V	3,07 μ V
S7	-105	1,25 μ V	1,54 μ V
S6	-111	0,626 μ V	0,77 μ V
S5	-117	0,313 μ V	0,384 μ V
S4	-123	0,156 μ V	0,192 μ V
S3	-129	0,078 μ V	0,096 μ V
S2	-135	0,038 μ V	0,048 μ V
S1 +	-141	0,020 μ V	0,024 μ V

+ Úroveň S 1 odpovídá přibližně úrovni šumu při čin.šumu $F = 1$ (θ dB), šířce pásma $B = 2,4$ kHz ($T_a = 290$ K), tj. poměru $S/\bar{s} = \theta$ dB, resp. $(s+\bar{s})/\bar{s} = 3$ dB (tab.1). Pro $F > 1$, ale $B \ll 2,4$ kHz samozřejmě signál S1 dá poměr $s/\bar{s} > 0$ dB, resp. $(s+\bar{s})/\bar{s} > 3$ dB.

Poznámka. Přímý přepočítání síly S na poměr $(s+\bar{s})/\bar{s}$ na výstupu RX není možný, protože při daném F a B závisí poměr $(s+\bar{s})/\bar{s}$ na šumové teplotě $T_{\bar{s}}$ antény.





ÚTLUM KOAX. KABELU β [dB] NA KMITOČTU f [MHz] JE:

$$\log \beta = \frac{\log b_2 \cdot \log (f/f_1) + \log b_1 \cdot \log (f_2/f)}{\log (f_2/f_1)}$$

ZNÁME-LI ÚTLUM b_1 [dB] NA f_1 [MHz]
 b_2 [dB] NA f_2 [MHz]

JE-LI $f_1 = 200$ MHz, $f_2 = 1000$ MHz POTOM:

$$\beta = \text{arctg} \left[\frac{\log b_2 \cdot \log \frac{f}{200} + \log b_1 \cdot \log \frac{1000}{f}}{0,7} \right]$$

PRÍKLAD: VF KP 120: $b_1 = 3,9$ dB/200 MHz } $l_k = 10$ m $\beta = ?$ / 145 MHz
 $b_2 = 9$ dB/100 MHz }

VÝPOČTEM $\beta \approx 3,3$ dB tj. 0,33 dB/m

SOUHLAS S GRAFEM NA OBR. JE VEĽMI DOBRÝ

Je všeobecně známé, že získání kvalitního SSB signálu je podmíněno řadou měření, byť i jednoduchými dostupnými přístroji a metodami. Doba oživování vysílacího zařízení "šroubovákem a Avometem" je již za námi a koncesní podmínky každému amatéru vysílači ukládají dodržení základních technických parametrů zařízení. Jelikož většina amatérů nemá možnosti měřit svá zařízení na profesionálních přístrojích, je tato informace věnována pomůckám a metodám, které jsou pro většinu zájemců o provoz SSB dostupné. Následující body se týkají budičů, ve kterých je použito k získání SSB signálu filtrové metody.

Při oživování a nastavování parametrů budiče SSB je nutno provést tyto základní úkony:

1. Oživit oscilátor nosného kmitočtu.
2. Naladit a nastavit obvody balančního směšovače.
3. Změřit orientačně útlumovou charakteristiku použitého filtru (U továrního filtru, kde jsou jeho parametry zaručeny možno vynechat).
4. Přizpůsobit impedančně filtr k výstupu bal. směšovače a vstupu zesilovače vf.
5. Seřadit oscilátory nosného kmitočtu a pomocí dvoutónového generátoru nastavit úroveň nosného a modulačního kmitočtu včetně linearitu vf. stupně za filtrem.

Pro nastavení budičů SSB podle uvedených bodů je třeba použít těchto základních přístrojů tovární nebo amatérské výroby.

- a) Osciloskop - nejlépe širokopásmový do 10 MHz, možno použít i jednodušší typ, např. Tesla BM370, Křížík T565 a pod. s výstupem pilového napětí pro frekvenční modulátor nebo rozmítač.
- b) Generátor - frekvenční rozsah do 10 až 15 MHz, podle použitého filtru. vf. Výstupní úroveň regulovatelná do 1V.
- c) Generátor - frekvenční rozsah do 50 až 100 kHz, výstupní úroveň nf. regulovatelná do 1V.
- d) Frekvenční modulátor Tesla nebo amatérsky zhotovený rozmítač. (Nutné pouze pro vizuální kontrolu průběhu a přizpůsobení filtru).
- e) Jednoduché měřicí pomůcky uvedené v textu.

Oživení a nastavení jednotlivých obvodů budičů SSB. (Bod 1 až 5)

1. Oscilátor nosného kmitočtu.

Oscilátor na obr. 1 je vhodný pro napájení balančního směšovače s diodovým kruhovým modulátorem. Pro správnou funkci modulátoru je třeba, aby oscilátor dodal napětí o úrovni asi 0,5 V ef. Pro zlepšení stability oscilátoru je vhodné umístit za vlastní x-tal. osc. oddělovací stupeň. Není to však nutností, je možno tento stupeň vynechat. Používáme-li oscilátor v transceiveru kde požadujeme přepínání postranních pásem je možné provést úpravu zapojení podle obr. 2- Zapojení na obr. 2 je určeno pro bal. směšovač s integr. obvodem MA3006. Výstupní vf. napětí přiváděné z oscilátoru nosného kmitočtu na směšovač má úroveň asi 20 mV ef. a nastavíme jej pomocí odporu 150 Ω v emitoru.

Jestli oscilátor s daným x-talem kmitá, zjistíme osciloskopem nebo vf. sondou, kterou připojíme na body označené M. Výstup vf. sondy připojíme na vstup ss. voltmetru s vyšším vstupním odporem. (Nejvhodnější tranzistorový nebo elektronkový voltmetr.) Nasazení oscilací je podmíněno vhodným nastavením kapacitního děliče v bázi T1 a kapacitou v serii s x-talem. Zapojení jednoduché, víceúčelové sondy vf. je na obr. 3.

Oscilátor budiče SSB je třeba napájet ze stabilizovaného zdroje. Frekvence oscilátoru je dána použitými x-taly, malé změny frekvence možno provádět seriovou kapacitou.

2. Obvody balančního směšovače

Většina budičů SSB signálu používá v obvodu balančního směšovače kruhového modulátoru, tvořeného čtveřicí vybraných diod nebo továrně vyráběných kruhových modulátorů jako je např. typ IE 500 apod. Mimo to je možno s výhodou použít pro balanční směšovače i integr. obvody typu CA 3028, CA 3053, MA 3006 apod. Tyto obvody potřebují pro svou funkci minimální úroveň přiváděného vf a nf. signálu, což se příznivě projeví v lepší stabilitě a frekvenční čistotě výstupního signálu. Dosažené potlačení nosného kmitočtu je o něco horší než u kruh. modulátoru, nastavené potlačení se však nemění a nastavení je jednodušší. Potlačení nosného kmitočtu se pohybuje kolem hodnoty 40dB. Dále popisované nastavení se bude týkat těchto dvou typů bal. směšovačů. Zapojení obou typů je na obr. 4 a obr. 5. Popis funkce není předmětem informace. Počty závitů a rezonanční kapacity výstupních obvodů L1 a L2 nejsou uvedeny, neboť jsou dány použitým filtrem. Co se týče provedení indukčností je třeba, aby výstupní obvod byl umístěn ve stínícím krytu a vinutí provedeno podle nákrese v obr. 4 a 5. L1 a L2 jsou mezi sebou odděleny proužkem voskovaného papíru. Po zapojení směšovače nejdříve naladíme obvod L1. V případě zapojení na obr. 4 přivedeme signál nosného kmitočtu na vstup směšovače a potenc. 220 Ω vytočíme do jedné krajní polohy. Tím směšovač rozvážíme, takže na výstupu L2 se objeví signál nosného kmitočtu. Tento signál sledujeme vf. sondou podle obr. 3.

Je-li úroveň vf. napětí malá, použijeme vf. zesilovač s detekcí podle obr. 6. Tento přípravek je vhodný i pro další různá měření. Vstupní obvod je opatřen proměnnými odpory, kterými zjišťujeme např. nejvhodnější přizpůsobení x-tal filtru apod. Jedna poloha je bez odporu, pro zvýšení vstupní impedance zesilovače. V této poloze byly měřeny parametry, které jsou uvedeny v obr. 7 a 8. Naměřené hodnoty platí pro uvedený vzorek přístroje. Vlivem nestejných součástí je třeba každý kus individuálně ocejchovat podle známého generátoru. Podle získané tabulky možno provádět dosti přesná měření vf. napětí v rozsahu frekvencí až 10 MHz. Stejným způsobem je možno ocejchovat i vf. sondu z obr. 3 pro větší signály. Celý zesilovač je umístěn i se zdrojem v kovové krabici. Připojíme-li popsaný zesilovač na výstupu L2, bude ukazovat výchylku, způsobenou průchodem nosného kmitočtu přes rozvážený bal. směšovač. Změnou kapacity připojené paralelně k L1 nastavíme max. výchylku, čímž je obvod naladěn do rezonance. Obvod L1 je vlivem odporů zatížen, takže max. naladění bude dosti ploché. Předběžné vybalancování směšovače provedeme na minimální výchylku vf. foltmetru střídavým nastavením potenciometru 220 Ω a kapacitního trimru 15 pF. Vše provádíme bez nf. signálu na vstupu bal. směšovače.

Podobným způsobem nastavíme bal. směšovač podle obr. 5. Na bod 3 MA 3006 přivedeme signál z osc. nos. kmitočtu o úrovni asi 20 mV ef. Bod 1 uzemníme přes odpor 2K2, čímž směšovač rozvážíme. Na výstupu L2 připojíme vf. voltmetr podle obr. 3 nebo 6 a na bod 12 MA 3006 připojíme kladné napětí asi 9V. Kondenzátorem paralelně k L1 nastavíme max. výchylku. Odpojením odporu 2K2 od bodu 1 a otáčením potenciometru 1K5 nastavíme min. výchylku. Hodnoty napětí uvedené na bodech MA 3006 by měly být dodrženy. Součástky použité v obou zapojeních bal. směšovačů by měly být vybrány, zejména diody, odpory použít s kovovou vrstvou. Po připojení nf. signálu na směšovač je na výstupu L2 signál DSB. To znamená dva kmitočty, vzdálené od potlačeného nosného kmitočtu o \pm modulační kmitočet. Při konstrukci a návrhu TRXu většinou používáme buď dvou samostatných stejných filtrů zvlášť pro příjem a vysílání a nebo pro obě funkce využíváme jediného filtru. Podle toho je výstup z bal. směšovače připojen na filtr přímo nebo přes diodový či tranz. přepínač. Různé koncepční varianty byly již několikrát publikovány ve sbornících VKV seminářů.

3. Měření útlumové charakteristiky filtru

Máme-li jistotu, že filtr, který v budiči chceme použít má zaručené parametry, můžeme měření vypustit a filtr zapojíme podle doporučení výrobce. V případě amatérských filtrů raději průběh zkontrolujeme. Postupujeme podle následujícího blokového schéma na obr. 9.

Místo frekvenčního modulátoru možno použít jednoduchého amatérského rozmítače, který pracuje přímo na frekvenci filtru. Tím odpadne vf. generátor a frekv. modulátor. Zapojení jednoduchého přípravku je na obr. 10. Potenciometrem M1 nastavujeme frekvenční zdvih, potenc. 22 K pracovní bod varaktoru. Frekvenční rozsah rozmítače je možno měnit jádrem v L. Výstup připojíme při měření přímo na filtr podle obr. 9. Pilové napětí z čas. základny osciloskopu přivedeme na potenc. M1. Nejlepší parametry průběhu filtru nastavíme proměnným odporem R a kapacitou C. Tím filtr správně impedančně přizpůsobíme. Hodnoty odporů a kapacit si poznačíme. Tímto způsobem sledujeme vizuálně tvar propustné křivky filtru. Informuje nás zhruba o tvaru, zvlnění filtru v propustném pásmu, strmosti boků, šíři propustného pásma a to do útlumu asi 40 dB. Měření útlumu filtru v oblasti větší než je 40 dB je třeba provádět jinou metodou.

Další jednoduchou metodou při které však musíme křivku filtru kreslit bod po bodu je na obr. 11a. K měření používáme oscilátoru nosného kmitočtu a bal. směšovače v měřeném zařízení. Místo proladování filtru generátorem vf. proladujeme filtr jemně jedním postraním kmitočtem, který vznikne přivedením nf. signálu na vstup bal. směšovače podle schema na obr. 11b. Pouze je třeba x-tal v oscilátoru nosného kmitočtu vyměnit za jiný, vzdálený od filtru o 10 až 100 kHz. Údaj napětí snímáný voltmetrem vynášíme na milimetrový papír. Zjistíme tak snadno, poměrně přesně, základní údaje o filtru. Při všech výše uvedených měřeních musíme přivádět na vstup měřeného filtru tak velké napětí, aby nebyl přebuzen vstup měřícího přípravku z obr. 6. V případě měření z přípravkem na obr. 10 použijeme za filtrem sondu podle obr. 3. Nejvhodnější zatěžovací odpor však musíme připojit přímo na výstup filtru.

4. Impedanční přizpůsobení filtru k výstupu bal. směšovače a vstupu vf. zesilovače

Pokud jsme si podle předcházejícího bodu poznačili odpory a kapacity připojené k filtru pro nejlepší průběh je přizpůsobení celkem jednoduché. Vf. zesilovač zapojený za filtrem má obvykle několikrát vyšší vstupní impedanci, takže prakticky neovlivní průběh filtru. Vstupní strana filtru je na přizpůsobení citlivější a změřený odpor je třeba podle zapojení upravit. Záleží na tom, jaká je výstupní impedance obvodu, ze kterého je filtr napájen. Ke kontrole přizpůsobení použijeme principu uvedeného na obr. 11 a a 11b. s tím rozdílem, že ss. voltmetr připojíme až za nastavený vf. zesilovač. Na výstup připojíme sondu podle obr. 3. Blokové zapojení pracoviště je na obr. 12. Doporučené zapojení továrního filtru XF-9a do tranzistorového zařízení je uvedeno na obr. 13.

Správné impedanční přizpůsobení filtru v budiči SSB signálu má podstatný vliv na výslednou kvalitu. Je tedy vhodné přizpůsobení věnovat zvýšenou pozornost. Vylatí se to zejména při funkci filtru v provozu "příjem". Je možno provést kontrolu průběhu opticky osciloskopem, ale to jen v tom případě, že před filtrem je oddělovací stupeň ve formě sledovače, zesilovače apod. Optická kontrola je vhodnější při použití bal. směšovače podle obr. 5. Tam stačí pouze rozvášit obvod připojením odporu 2K2 na zem z bodu 1 MA 3006 a na vstup 3 přivést signál z frekv. modulátoru nebo rozmítače. Měření je stejné jako při měření průběhu filtru podle obr. 9.

5. Seřízení oscilátorů nosného kmitočtu a nastavení linearitu budiče dvoutónovým generátorem.

Dvoutónový generátor je jednoduchý přístroj, pomocí kterého můžeme nastavit linearitu budiče i následujících zesilovacích stupňů až po koncový stupeň. Zapojení jednoduchého dvoutónového generátoru je na obr. 14. Princip přístroje je patrný ze schematu. Nastavení přístroje provedeme tím způsobem, že nastavíme frekvence oscilátorů, potenciometr 1K nastavíme do střední polohy a potenciometrem 2K2 nastavíme stejné nf. napětí jako je na výstupu pot. 1K. Potenciometrickým trimrem 220 Ω nastavíme max. výstupní napětí generátoru pro mikrofonní vstup zařízení. Potenciometrem 2K5 řídíme plynule výstupní úroveň od 0 do zvolené hodnoty. Vypínačem v kolektoru T1 můžeme vyřadit z činnosti generátor 1,7 kHz a použít přístroje jako generátoru 1 kHz pro různá jiná měření, např. měření výkonu apod.

Použití generátoru při nastavení linearitu budiče je následující. Do oscilátoru nosného kmitočtu zapojíme x-tal příslušející dolnímu nebo hornímu pásmu a nastavíme jeho frekvenci seriíovou kapacitou tak, jak je naznačeno na obr. 15. Nastavení se nejvhodněji provede tím způsobem, že na nf. vstup bal. směšovače připojíme nf. generátor a proladíme průběh filtru v oblasti vyšších modulačních kmitočtů. Postupujeme stejným způsobem jako na obr. 12. Bude-li umístěn nosný kmitočet příliš nízkou, nakreslíme číbu útlumovou křivku podle obr. 16a. Obr. 16b je správné umístění při USB, v třetím případě leží nosný kmitočet zhruba uprostřed filtru. Tytéž průběhy získáme zrcadlově, bude-li nosný kmitočet ležet vpravo, frekvenčně výše od filtru.

Máme-li uvedeným způsobem nastaven nosný kmitočet, připojíme na vstup mikrofonního zesilovače dvoutónový generátor, na výstup x-tal filtru připojíme osciloskop. (Šíře přenášeného pásma 10 MHz.) Vše je zapojeno podle obr. 17. Při buzení mikrozesilovače signálem z dvoutónového generátoru dostaneme na osciloskopu průběhy znázorněné na obr. 18.

- a) správný průběh
- b) nesprávně nastavené úrovně dvoutónového generátoru nebo velké zvlnění v propustném pásmu filtru
- c) přebuzení bal. směšovače

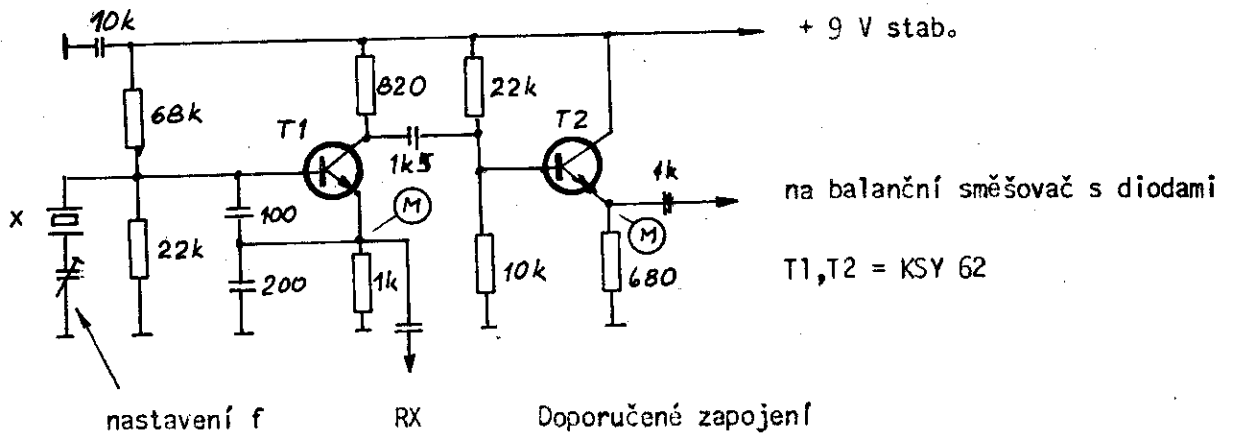
Dostaneme-li na osciloskopu průběh 18b zkontrolujeme nastavení dvoutón. generátoru. Potenciometr 1K /úroveň 1 kHz/ by měl být nastaven ve střední poloze. V případě průběhu 18c musíme upravit velikost modulačního napětí nebo úroveň nosného kmitočtu tak, abychom dostali průběh 18a. Nyní osciloskop připojíme na výstup budiče za zesilovací stupeň a průběh napětí zobrazený osciloskopem se nesmí změnit. Je-li průběh omezen upravíme pracovní bod a zesílení stupně tak, že docílíme stejného průběhu jako na výstupu filtru. Základní, parazitní kmitočty apod. okamžitě sledujeme na stínítku a snažíme se tyto blokováním apod. odstranit. Není-li k dispozici osciloskop se šíří pásma 10 MHz, můžeme použít jakéhokoliv osciloskopu, ale před něj zařadíme vf. sondu podle obr. 3 pro měření na výstupu budiče, nebo vf. sondu se zesilovačem podle obr. 6 pro měření přímo na filtru. Na obrazovce osciloskopu budeme sledovat pouze usměrněnou obálku průběhů z obr. 18. Průběhy jsou na obr. 19.

Získáme v podstatě pouze dva možné průběhy. Průběh z obr. 18b bude totožný z průběhem 19a. Čárkovaně dokreslené průběhy jsou potlačeny detektorem.

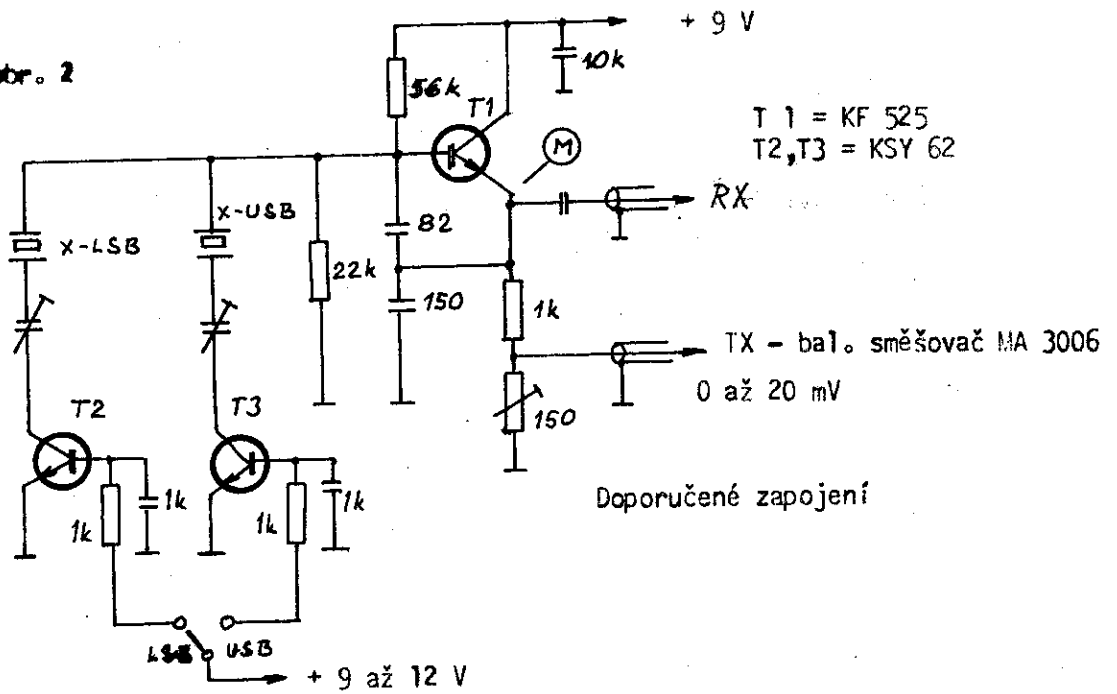
Připojíme-li místo dvoutónového generátoru na mikrofonní vstup hovorové napětí a sledujeme průběh na obrazovce širokopásmového osciloskopu, dostaneme průběh na obr. 20. Zesílení mikro nastavíme tak, aby modulační špičky nebyly větší než amplituda průběhu při dvoutónové zkoušce, těsně před limitací. Tím je zhruba SSB budič nastaven. Připojením zesilovače podle obr. 6 na výstup budiče můžeme dodatečně opravit potlačení nosného kmitočtu prvky v bal. směšovači. Mikrofonní vstup musí být uzemněn.

Je mnoho způsobů jak budiče SSB nastavovat. Záleží na použité koncepci zařízení, součástkách apod. Doufám, že uvedené jednoduché oživovací metody a přípravy poslouží těm, kteří se stavbou SSB zařízení začínají.

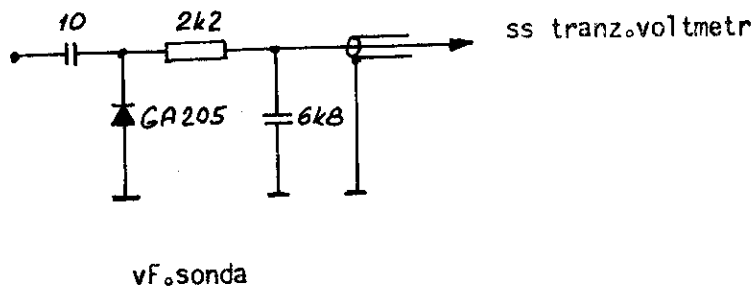
obr. 1



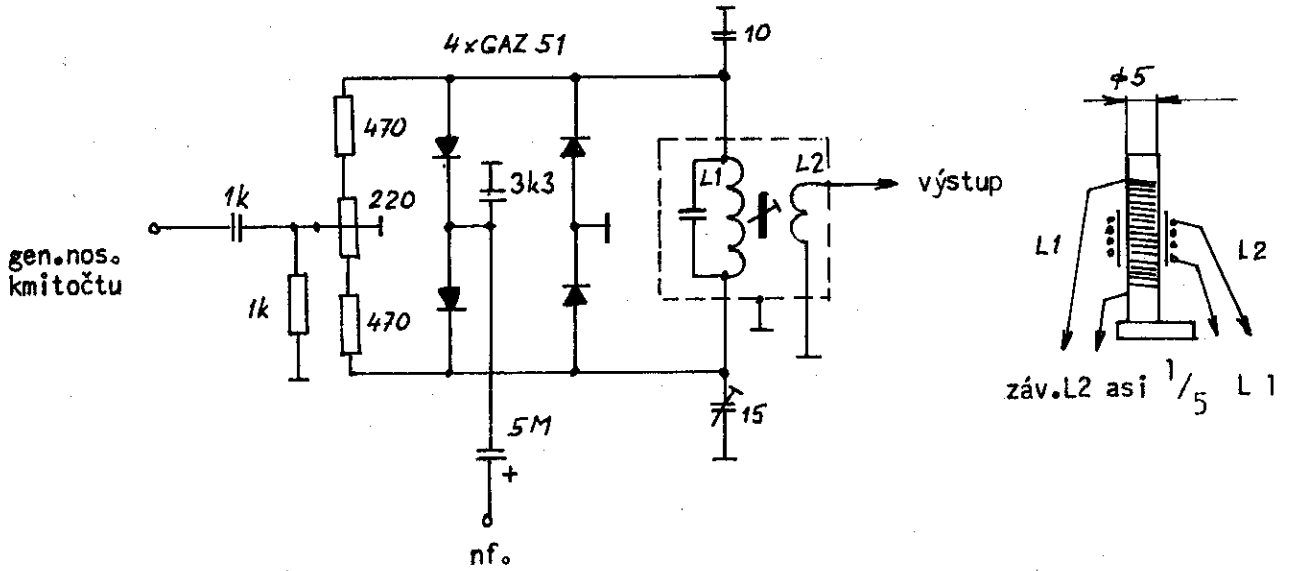
obr. 2



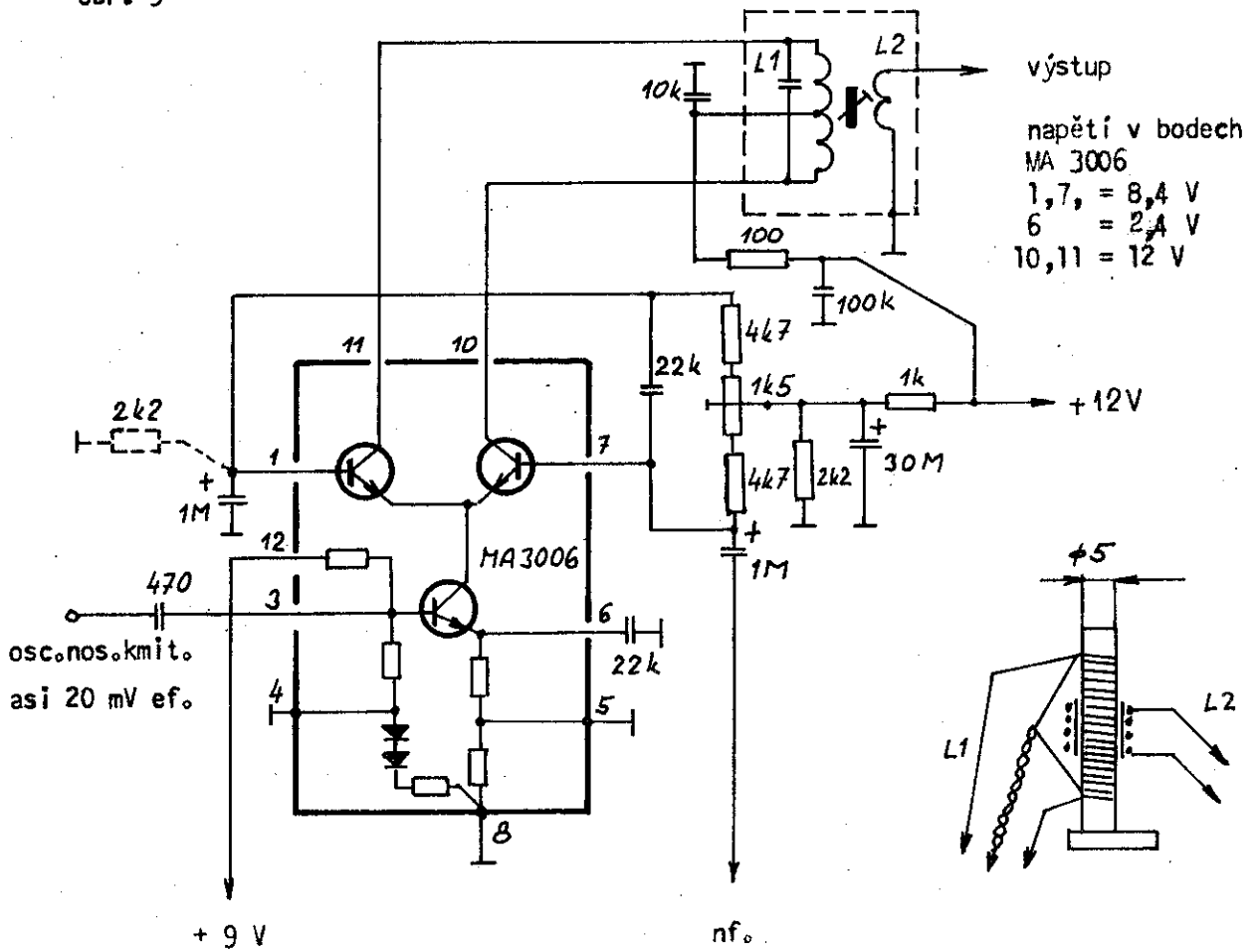
Obr. 3



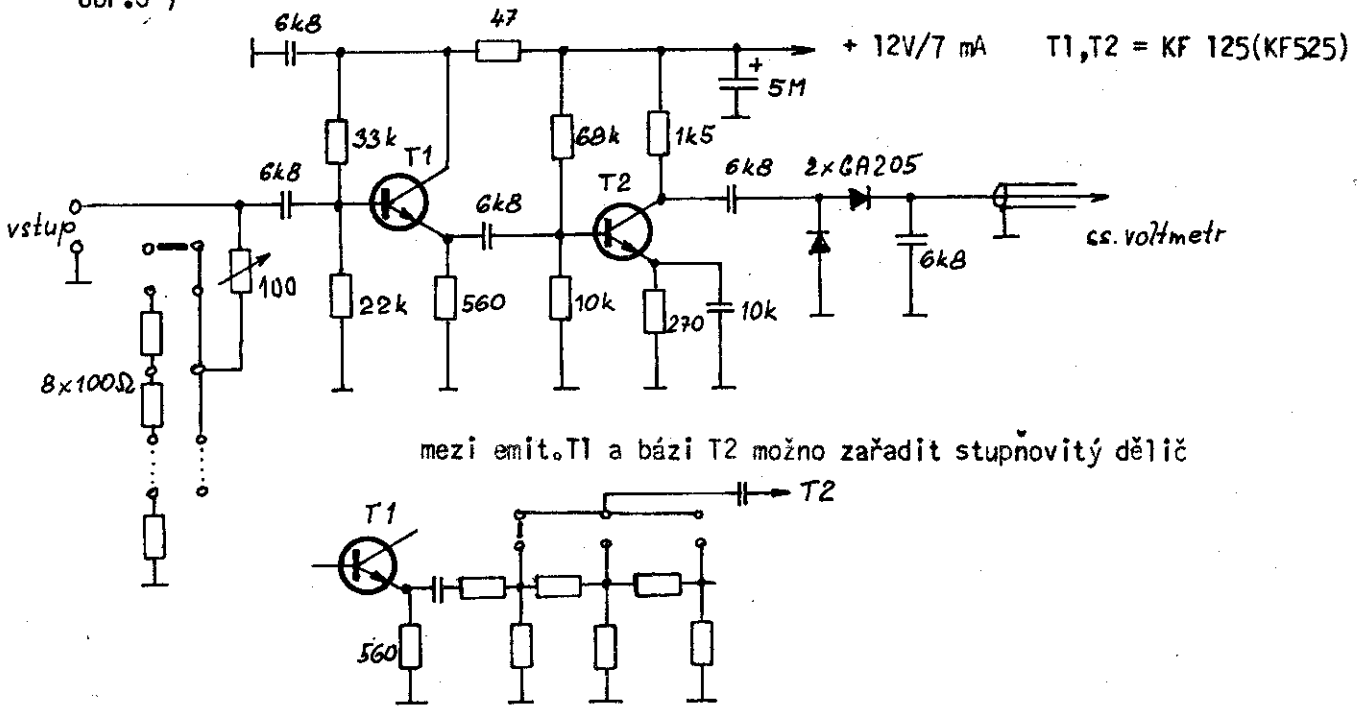
obr. 4



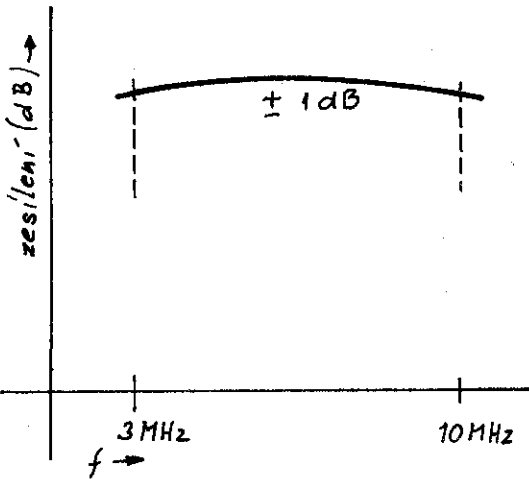
obr. 5



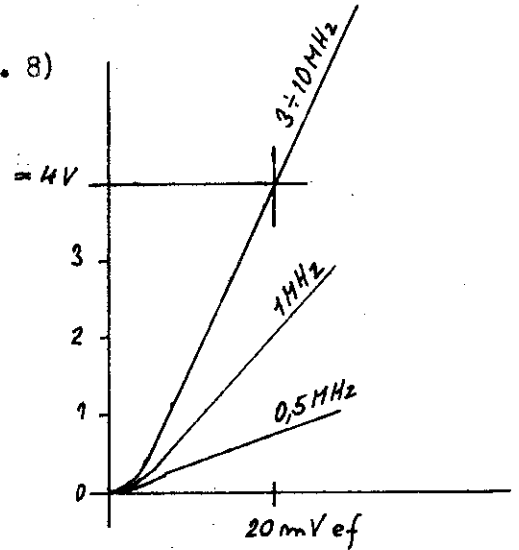
obr.6)



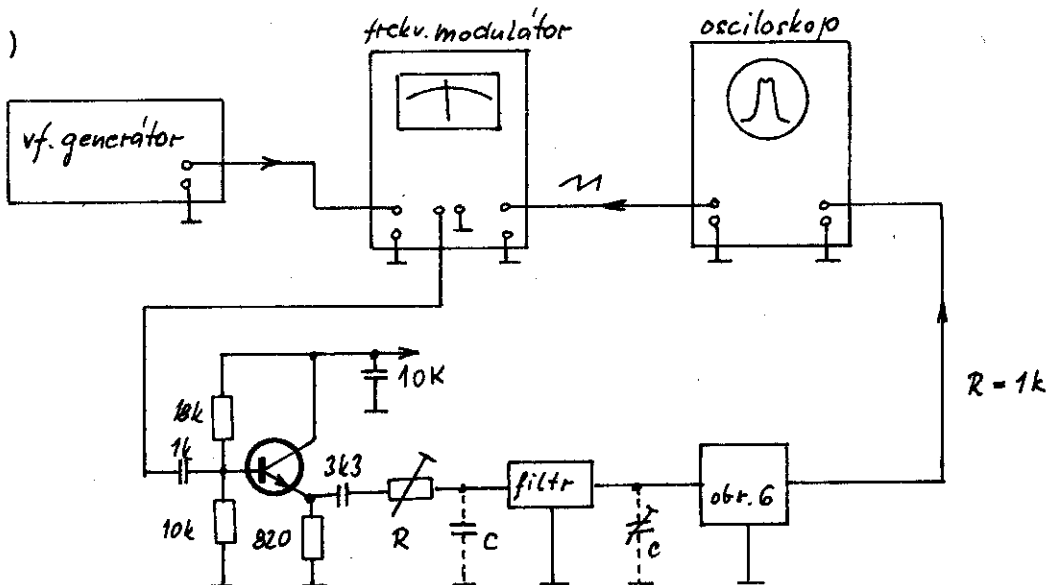
obr.7)



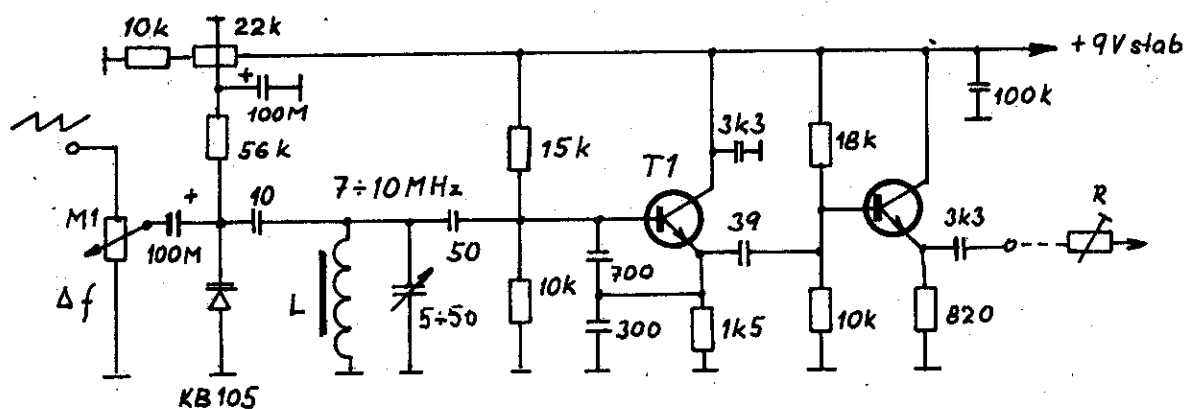
obr. 8)



obr.9)

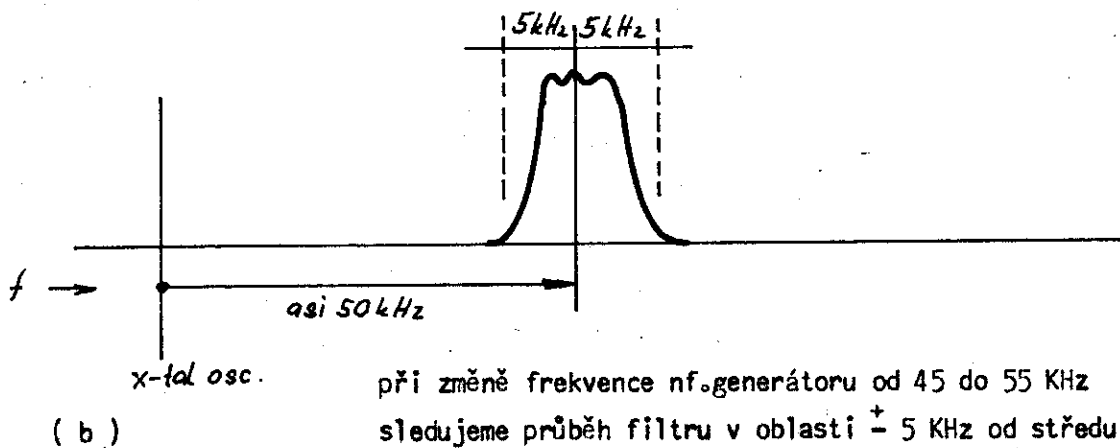
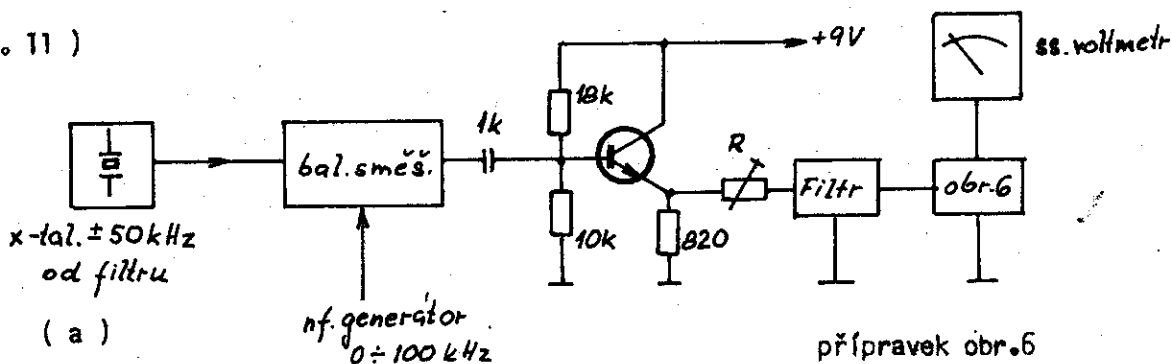


obr. 10)



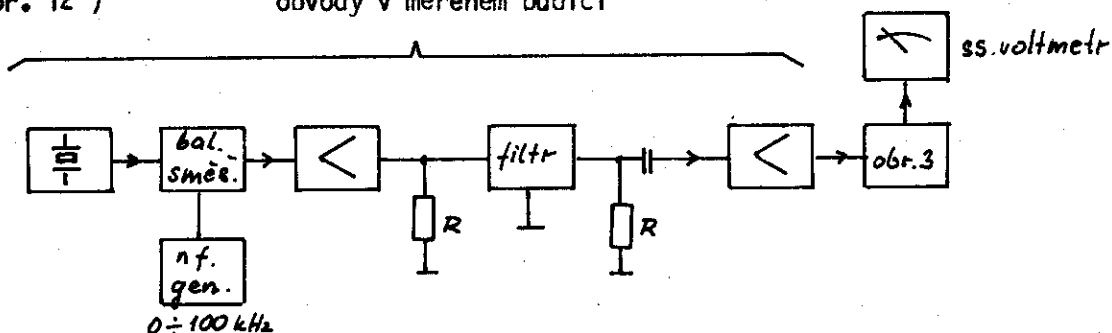
L = asi 4,6 μ H 13 záv. \emptyset 0,6 v hrpíčku (železoprach) RM 31, kapacity použít slíďové, za T2 možno použít stupnovitý dělič jako u obr.6

obr. 11)

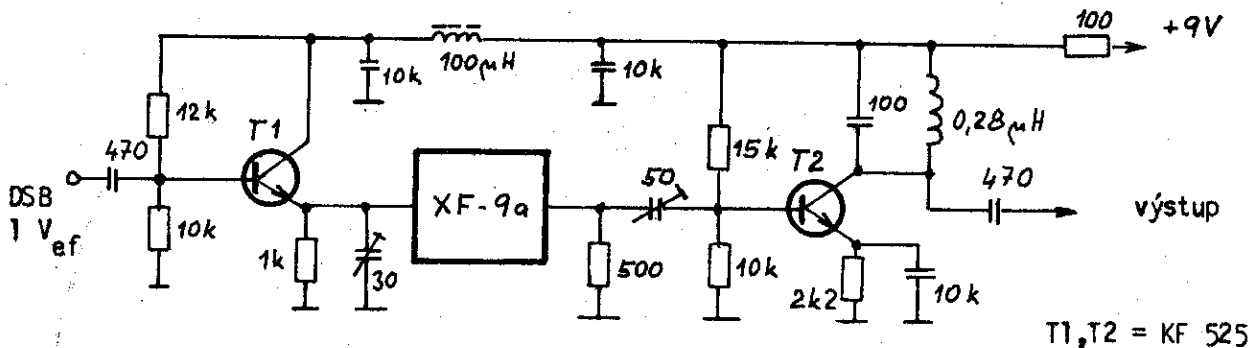


obr. 12)

obvody v měřeném budiči



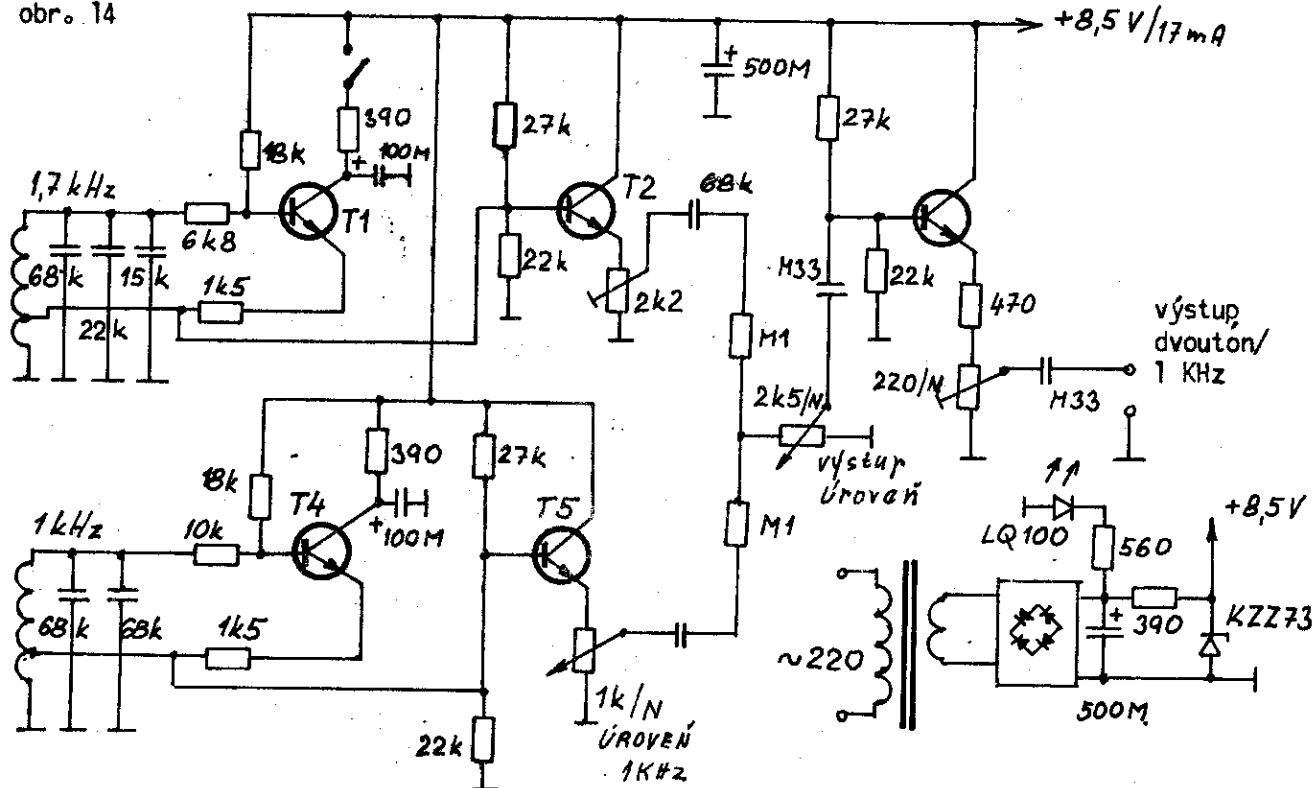
obr. 13



T1, T2 = KF 525

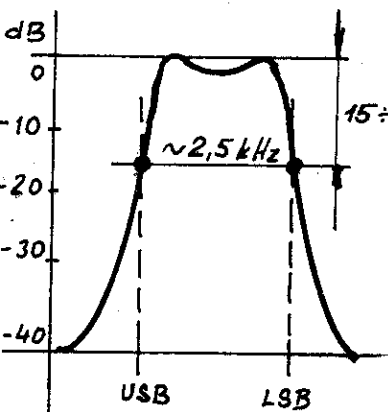
dvoutón

obr. 14

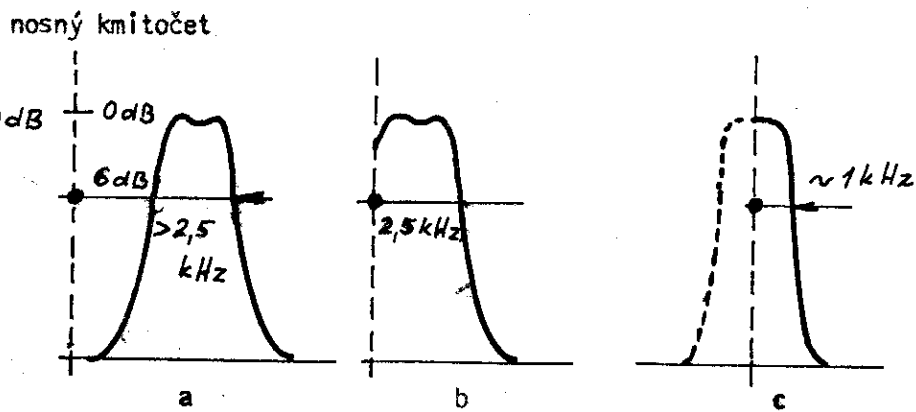


Indukčnost oscilátorů
 600 záv. \varnothing 0,18 mm
 175 záv. odbočka
 hrníček \varnothing 26-H22-AL 400 pro 1 KHz
 hrníček \varnothing 26-H22-A1 630 pro 1,7 KHz

Tr-jádru M 16 x 12 mm
 prim 5060 záv. \varnothing 0,08 mm
 sec. 300 záv. \varnothing 0,3 mm
 T1 až T5 = KC 507, (508, 509)

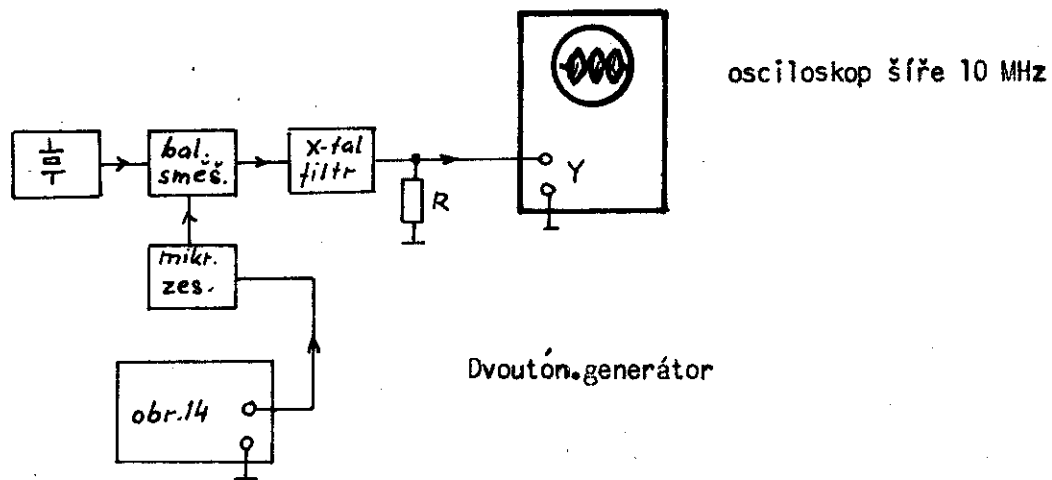


obr. 15

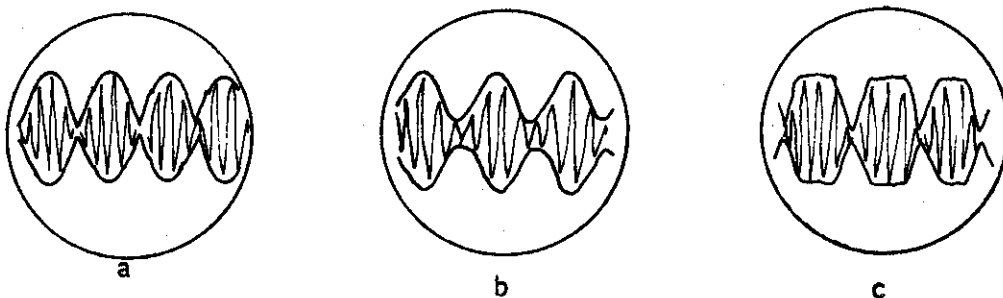


obr. 16

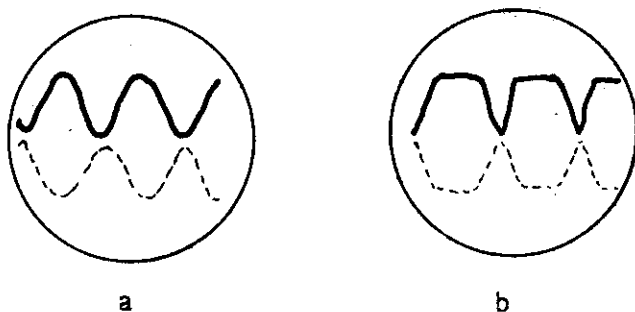
obr. 17



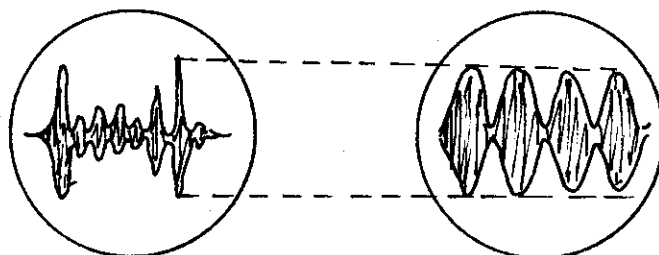
obr. 18

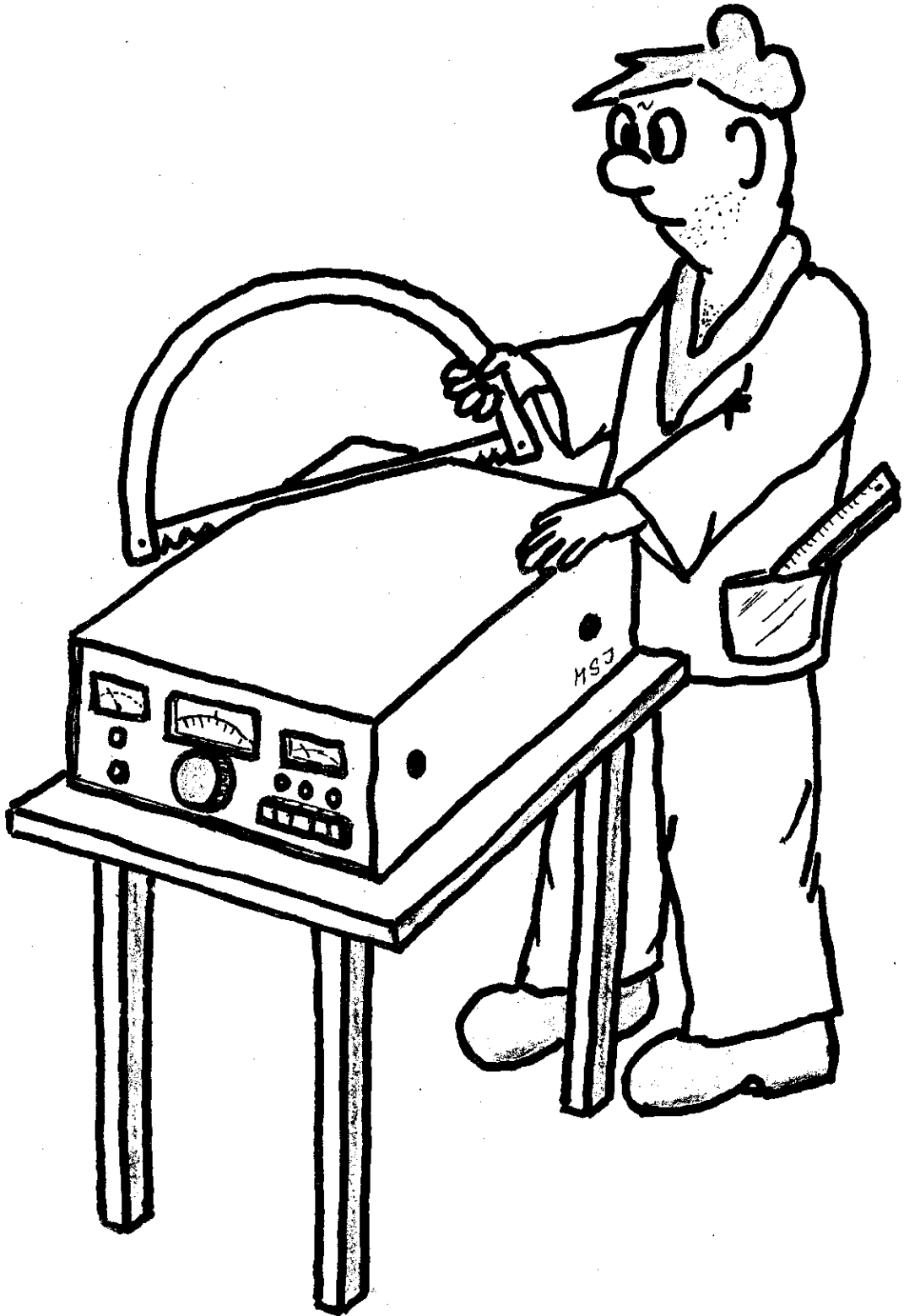


obr. 19



obr. 20





Podmínkou dosažení dobré kvality výstupního SSB signálu je získání kvalitního signálu v budiči. Důležitá je též dokonalá filtrace žádaného postranního pásma z důvodu dokonalého potlačení nežádoucích produktů vznikajících v balančním modulátoru. Nedostatečné potlačení mimo žádané pásmo může způsobit zvýšenou šířku výstupního signálu, která za určitých okolností obtěžuje ostatní stanice na pásmu.

V následujícím se budu zabývat měřením vř cesty od oscilátoru přes směšovač až po koncový stupeň. V poslední době jsou velmi oblíbené různé fázové závěsy. Fázové závěsy pracují v lineárním režimu (tranzistorový směšovací porovnávací obvod nebo aplikace MAA 661) neumožňují velmi dokonalou filtraci opravného napětí pro varicap a může dojít k parazitní modulaci fázově řízeného oscilátoru. U fázových závěsů s digitální úpravou signálů (MH 7400) hrozí zejména nebezpečí průniků četných harmonických a kombinačních produktů, které se projevují rázněji na přijímači, ale i zhoršenou spektrální čistotou vysílače. Digitální FZ je nutno dokonale stínit od ostatních částí TRX a dokonale oddělit i vstup vzorkovacího signálu do FZ. Vzorkovací signál je vhodné odebírat z místa, kde je největší úroveň. Zda dochází k zanázení šumového nebo jiného parazitního spektra z FZ do oscilátoru lze amatérsky změřit na jiném přijímači (vhodný je TRX FT 221). Porovnáním šumového spektra v okolí signálu:

1. s. FZ

2. s odpojeným FZ a naladěním kmitočtu pomocí filtrovaného proměnného napětí (z baterie)

V některých případech lze zjistit přítomnost nežádoucí modulace na výstupu FZ pomocí osciloskopu. Další, velmi těžko potlačovatelný šum vzniká přímo v oscilátoru a na varicapu. Na základě rozboru a zkoušek se zdá vhodnější oscilátor s polem řízeným tranzistorem, LC obvod s co nejvyšším činitelem jakosti a výběr varicapů (vhodné KB 105).

V další úpravě signálu je nutno usilovat o dosažení co největších úrovní jednotlivých stupňů. Tak se dosáhne nejlepšího potlačení nežádoucích šumů.

Předladění kolektorových obvodů je možné pomocí GDO, problémy nastávají s navázáním obvodu a s možností přetížení následujícího stupně. Pevný kondenzátor, pokud je cívka s dolaďovacím jádérkem je vhodné nezapojovat, obvod nejdříve naladit na maximum pomocí malého (1-hrníčkového) kapacitního trimru a po odhadnutí nebo změření kapacity nahradit kondenzátorem pevným. Při ladění veškerých stupňů nesmí nikdy docházet ke skokovým změnám v proudech ani v měřeném vř napětí. Velmi dobrými univerzálními pomůckami jsou širokopásmový diodový detektor obr. 1 a laděný detektor v pásmu přibližně 80 + 160 MHz s velkým činitelem Q obr. 2. Laděný detektor je

opatřen stupnicí a jakost obvodu umožňuje odečíst i dva velmi blízké signály. Pokud dochází ke skokovým změnám při ladění obvodů, svědčí to o nasazování parazitních oscilací a je velmi nebezpečné řešení pouhým rozladěním obvodů do místa, kde oscilace ještě nenasazují. Vhodné je:

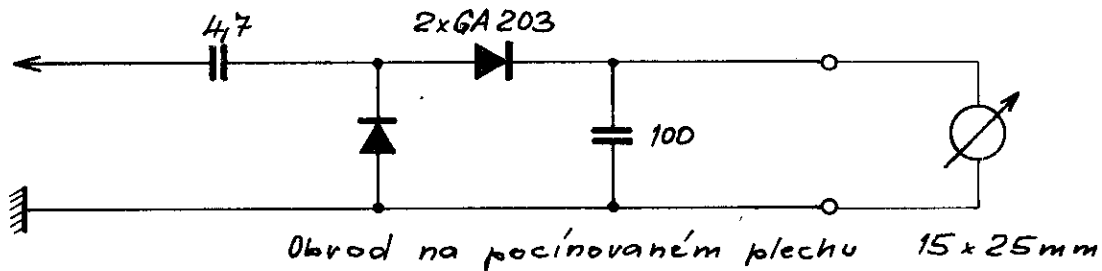
- a) zařazení odporu $10 + 100 \text{ Ohmů}$ do serie s kolektorem
- b) ztlumení L_c obvodu ($1 + 10 \text{ kOhmů}$)
- c) odstranění nežádoucích vazeb a změnu blokovacích kapacit
- d) zavedení neutralizace

Při nastavení směšovače lze s výhodou použít selektivní detektor k potlačení oscilátorového napětí (nastavení symetrie) a vyladění na maximální výstup žádaného signálu. Směšovač je též velmi citlivým místem na vznik nežádoucího šumového spektra a spretrů. Snaha musí být zaměřena na dosažení co největších vstupních úrovní, které je směšovač schopen zpracovat lineárně. Ze strany vstupu SSB signálu ztlumením laděného obvodu a současně zvýšeným budícím výkonem se zlepšuje poměr signál/šum na výstupu.

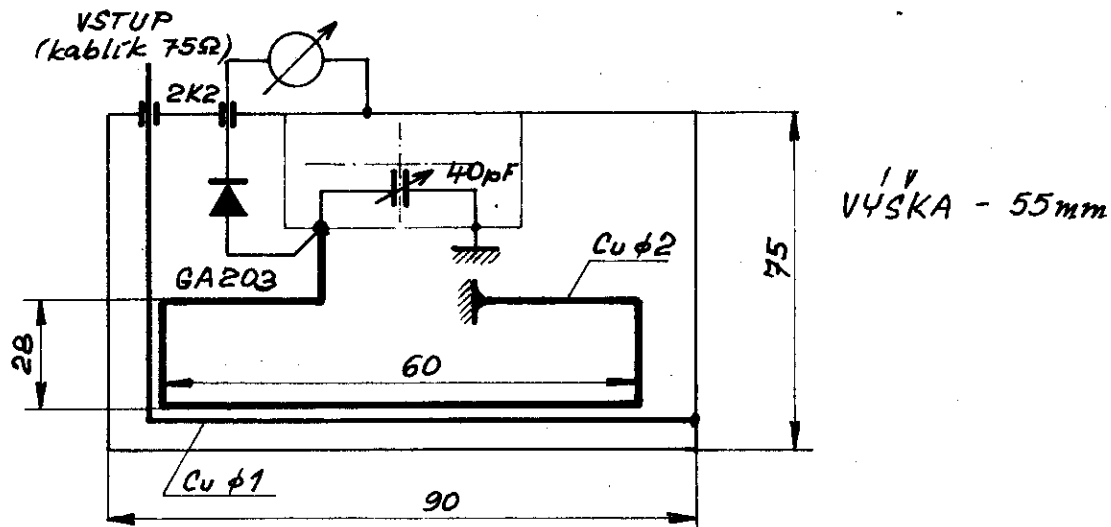
Linearitu je vhodné kontrolovat dvoutónovou zkouškou. Za směšovačem musí následovat dobrý filtr, účinně potlačující zrcadlový kmitočet.

U následujících zesilovačů platí zásada absolutní stability a nastavení dostatečného klidového proudu. Jak již bylo řešeno je vhodné dbát již od směšovače o co nejvyšší možné úrovně signálů, přes to však žádný stupeň nesmí signál omezovat (vznik spretrů). Proto při kontrole pomocí dvoutónové zkoušky a zvyšování budící úrovně musí dojít k limitaci nejdříve až v koncovém stupni. Postup měření dvoutónovou zkouškou je na obr. 3. Na obrazovce kreslená sinusovka rozdílu modulačních kmitočtů se při limitaci nesymetricky zkresluje. Při sklonu k oscilacím v některém stupni dochází ke zkreslení, někdy i k skokové změně v průběhu.

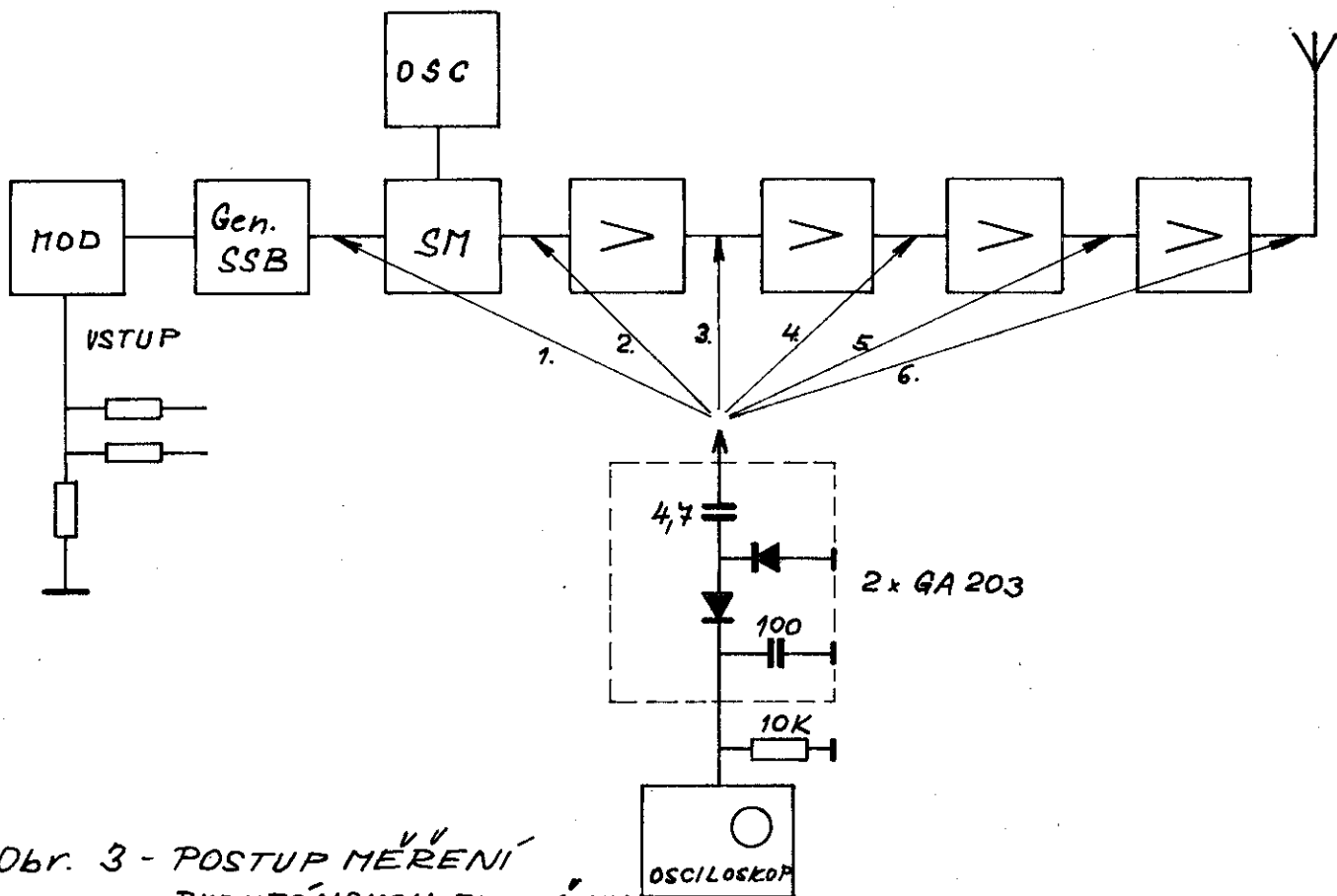
Potlačování nežádoucího šumového i frekvenčního spektra lze v amatérských podmínkách provádět pomocí kvalitního přijímače (vyhovuje FT 221) a porovnání spektra s jiným vysílačem, při vyhodnocování vždy stejné vstupní úrovně. Při nastavování koncových stupňů platí především zásada dokonalé stability a optimálního přizpůsobení anteny. Z hlediska linearity v provozu SSB by elektronkový PA stupeň neměl být přebuzován do oblasti mřížkového proudu. Nastavování a experimentování s vysílačem nesmí být prováděno do anteny. Jako umělá zátěž pro malé výkony (cca 10W) vyhovují paralelně řazené odpory s minimální indukčností. Dokonalou umělou zátěž pro velké výkony lze amatérsky těžko realizovat. Pokud je k dispozici dobrý reflektometr, lze do pocínované plechovky o obsahu asi 1 l (od kompotu) za skleněnou průchodku zapojit odpor $75 \text{ Ohmů}/1\text{W}$ s minimálními přívody. Vzhledem k tomu, že odpor je ve vodě, která má $\epsilon_r = 89$ je vstup zatížen velkou kapacitní složkou. Kapacitní složku lze vykompenzovat paralelně připojenou indukčností, kterou je nutno pomocí reflektometru nastavit na minimální odraz.



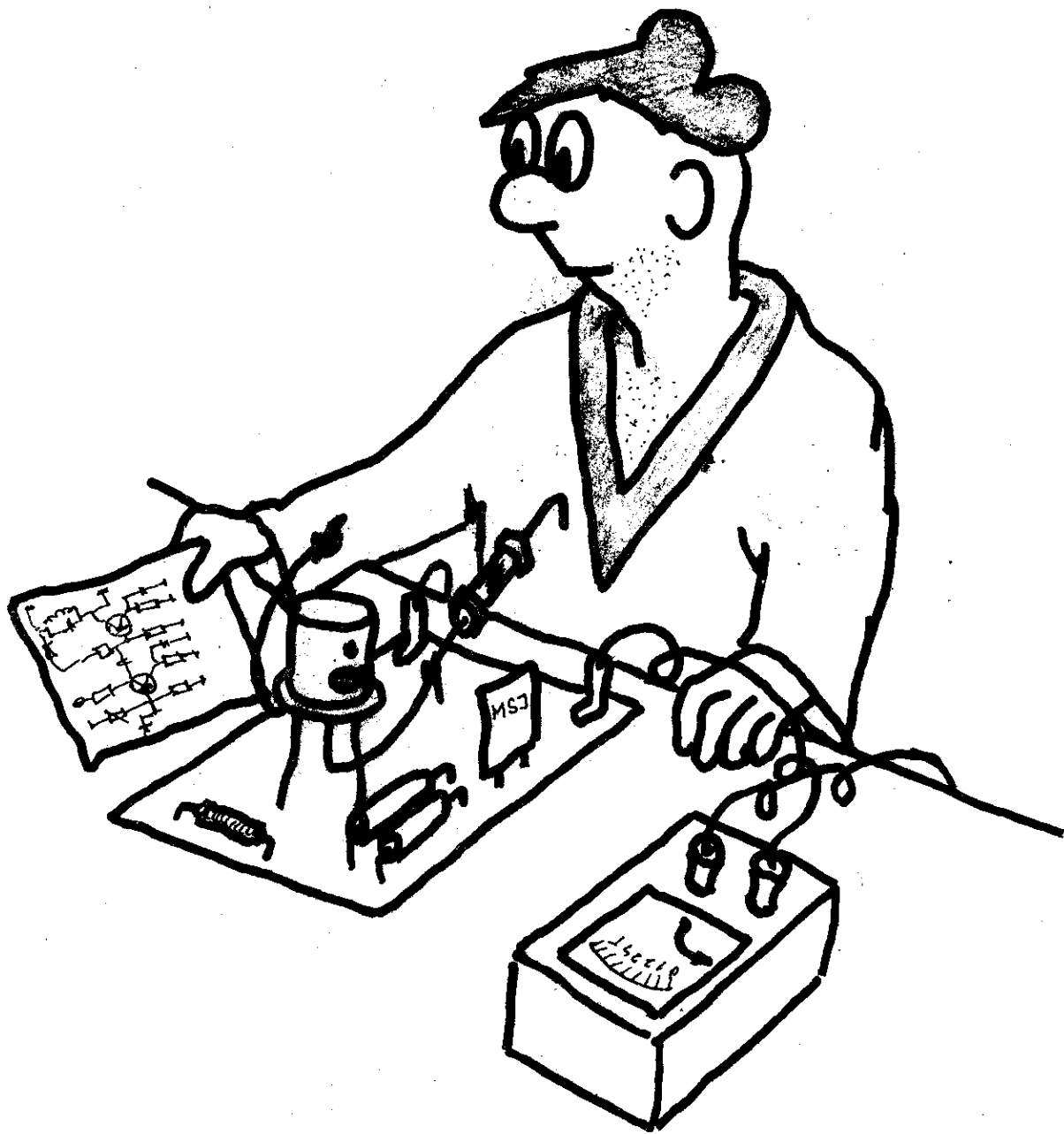
Obr. 1 - ŠIROKOPÁSMOVÝ DETEKTOR



Obr. 2 - LADĚNÝ DETEKTOR



Obr. 3 - POSTUP MĚŘENÍ
DVOUČÍNOVOU ZKOUŠKOU



Světový trend rozvoje polovodičů bohužel nevede jen tím směrem, aby zvyšoval možnosti radioamatérů. Ohromný nápor je věnován rozvoji obvodů vysoké a velmi vysoké integrace, ale vznikají účelové obvody, většinou skoro nepoužitelné pro jiná použití. Honba za vysokými kmitočty dospěla až na 400 GHz, kde generátory dodávají výkony do 10 mW. Výkonové tranzistory spínají 600 V 400 A. Diskretních součástek ubývá, výrobci polovodičů začínají stále více vyrábět moduly - celé zesilovače, směšovače, oscilátory. . . Vyráběný sortiment se značně rozšiřuje, ale většinou také o součástky, které nevyužijeme.

Přesto se porozhlédněme po jednotlivých oborech:

Vysokofrekvenční výkonové tranzistory

Vývoj za posledních 15 let je znázorněn na obr. 1. Vývoj zřetelně ještě není u konce, přitom se vyrábějí tranzistory dodávající výkon 1,2 W na 12 GHz (FLX 12), 3 W na 8 GHz (FLX 30). Ve vývoji jsou tranzistory 2,3 W 15 GHz, 7 W 10 GHz, 100 W 1 GHz. U nás jsou k dispozici tranzistory KFL 41 až 43 - řada do 40 W na 175 MHz a sovětské KT 930 b 75 W na 400 MHz a KT 931 A 80 W na 175 MHz. Výborné jsou naše KF 622 (ekvivalent 2 N 3866) a KFW 16a a KFW 17a. (ekvivalenty BFW 16a a BFW 17a). KFY 589 a KFY 590 jsou ekvivalenty BFY 90.

Nízkošumové tranzistory.

Současný stav vývoje je na obr. 2. Jednoznačně vedoucí unipolární MESFE tranzistory, jsou však dost drahé a zvláště na nízkých kmitočtech (pod 1 GHz) mají neúnosně vysokou vstupní impedanci. Proto se jistě ještě dlouho budou na vstupu přijímačů používat i bipolární tranzistory. Vyráběné prvky se zdaleka ještě neblíží teoreticky dosažitelné hranici, přesto se vyrábějí ještě tranzistory s šumovým číslem

0,5 dB při 1 GHz
0,9 dB při 4 GHz
1,5 dB při 8 GHz
2,5 dB při 12 GHz
4,2 dB při 20 GHz (NE 38000)

a to nechlazené, při normální teplotě. Naše KF 905 ještě nejsou hotové. Jsou k dispozici bipolární sovětské KT 391 a (F 4,5 dB na 3,6 GHz). Zajímavé jsou sovětské KT 368a (přibližně BFY 90) a KT 382, které šumí 1,5 dB na 60 MHz.

Integrované obvody

Zajímavý je rozvoj vstupních děliček pro čítače (obr. 3). Nejrychlejší jsou děliče ECL, nejspornější C MOSy. Děliče do 1000 MHz se vyrábějí již v Evropě a zdá se, že o mnoho rychlejší nejsou na cestě. Z ostatních integrovaných obvodů jsou zajímavé S 187 Siemens - obvod fázového závěsu pro kmitočtovou ústřednu.

Z našeho sortimentu jsou nesporně zajímavé paměti RAM 1024 MHB 1902 na chytré automatické klíče opakující cokoli, MDA 2020 na nf zesilovače, nové operační zesilovače MA 725, které mají natolik vysoký zisk, že mohou sloužit bez dalšího jako modulátor (mikrofonní zesilovač včetně kompresoru dynamiky.)

Hodnocení vlastností vysokofrekvenčních výkonových tranzistorů.

Tranzistor a obvod výkonového stupně tvoří nedílný celek. Proto musíme vždy při volbě vhodného tranzistoru vycházet z požadavku na funkci obvodu, zhodnotit nejprve, čeho chceme dosáhnout.

1.) Na co má vliv

a) napájení: Napájení nízkým napětím 12 V je nevhodné. Klade vysoké nároky na vlastnosti tranzistoru a nikdy se nedosahuje nejvyšší účinnosti stupně. Lépe je volit napájení 24 nebo 28 V.

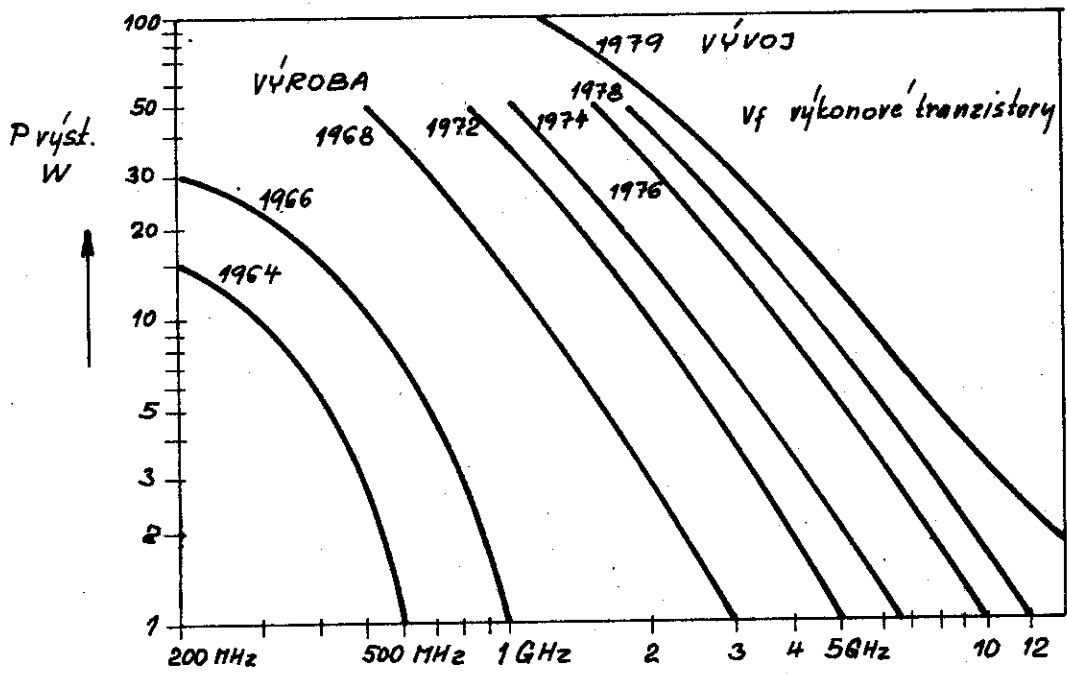
Napájení z autobaterie přináší nebezpečí přepětí. Je nutné počítat, že 12 V síť může mít za jízdy i 15,5 V a 24 V síť 31 V.

Podobně při napájení ze sítě 220V přes usměrňovač je třeba hlídat napětí zdroje naprázdno. V každém případě prospěje bezpečnosti tranzistoru, připojíme-li vhodnou zenerovu diodu paralelně k napájení stupně.

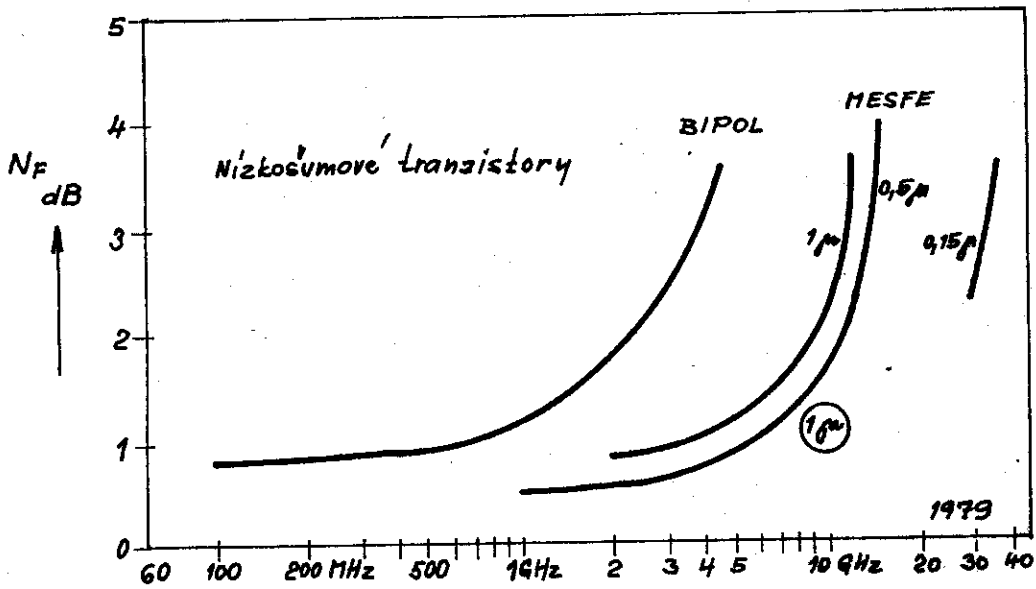
b) ladění: Tranzistorové stupně pokud možno neladíme, rozhodně je nekonstruujeme tak, aby je bylo možné ladit s panelu. Nastavení provedeme obezřetně jednou pro vždy. Z ladících obvodů, ale i z obvodu zátěže vyloučíme nejisté a nespolehlivé spoje.

c) zátěž neodpojujeme: I tranzistory moderní koncepce, přizpůsobené pro práci do průměrné zátěže to ohrožuje. Nepoužíváme žárovku jako jedinou zátěž, chcete-li vidět světlo, zapojte paralelně k solidní zátěži malou 50 mA žárovku.

d) pracovní bod: Jen málo tranzistorů snáší zatížení stejnosměrným proudem. Kromě toho není možné při plném výkonu dosáhnout dobré účinnosti. Lepší je zapojit tranzistor podle obr. 4

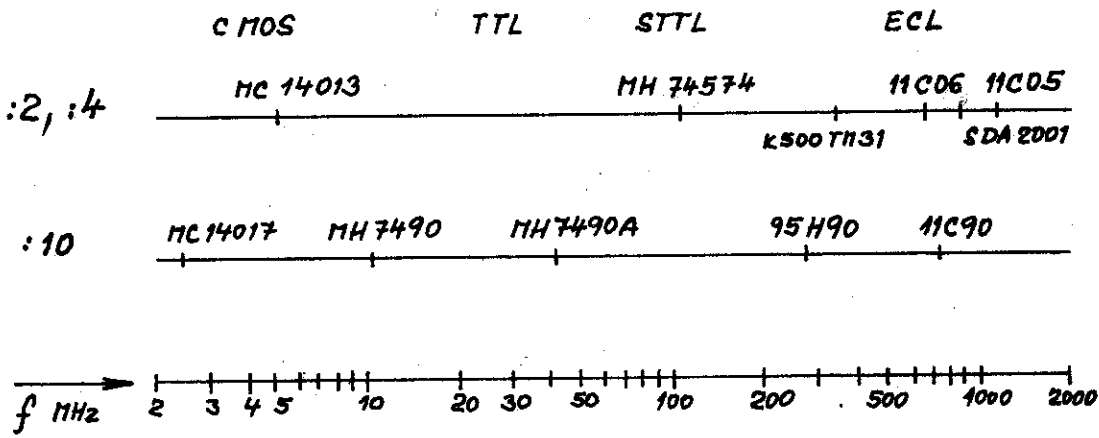


OBR. 1

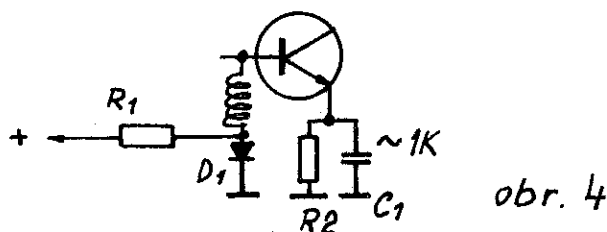


OBR. 2

MONOLITICKÉ DEVIČE KMITOČTU



OBR. 3



obr. 4

Diodu D_1 volíme přiměřeně velikou k tranzistoru. Pro 10 W stupně KY 132, odporem R_1 nastavíme přiměřený klidový proud. Vychází-li proud odporem R_1 nepřiměřený (vysoký), vyměníme diodu za horší. Jako minimální proud odporem je takový, aby se při vybuzení stupně příliš nezměnilo ss napětí na diodě.

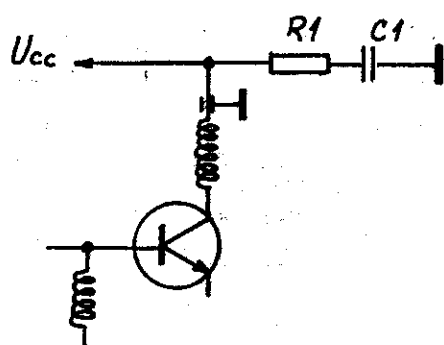
Odpor R_2 musí být hmotový nebo vrstvý alespoň zčásti, bude-li to kombinace. Hodnotu nastavíme při plném vybuzení tak, aby byla co nejvyšší účinnost stupně. Linearita takto zapojeného stupně je samozřejmě horší než u stupňů, zatížených velkým ss proudem, ale bývá postačující.

2. Na co nemáme vliv:

- mezní kmitočet f_t : Není vždy nejvhodnější tranzistor s vysokým mezním kmitočtem. Takový tranzistor je choulostivý, drahý, rád parazitně kmitá. Dobře je použít tranzistor tak, aby pracoval asi na polovině mezního kmitočtu, nebo výš, jen u lineárních stupňů níž, asi na třetině. Každý zesilovací tranzistor rád kmitá a to nejlépe obvykle na asi desetinu f_t .
 - vnitřní zpětná vazba tranzistoru je u všech tranzistorů dost veliká. Nežádejte příliš velký zisk stupně. Vhodné je volit podle kmitočtu 4 až 10 dB, na nižších kmitočtech víc.
 - Vstupní a výstupní impedance určují konfiguraci přizpůsobovacích obvodů. Zvláště tranzistory pro velké výkony (bipolární) mají nízkou vstupní impedanci (ale někdy i výstupní) a je nutné obvody řešit pro velké proudy a s ohledem na ztráty, které mohou být citelné.
 - vnitřní tepelný odpor přechod - pouzdro tranzistoru. Určuje možné výkonové zatížení přechodu. Vnější chlazení uděláme samozřejmě co nejlepší.
- V poslední době se udávají v katalogu S parametry tranzistorů. Popisují tranzistor velmi výstižně. S_{11} a S_{12} jsou vstupní a výstupní koeficient odrazu, ale bývá zvykem je kreslit přímo do Smithova diagramu jako vstupní a výstupní impedanci (při zatížení opačného výstupu charakteristickou impedancí). U většiny tranzistorů lze pro výpočet přizpůsobovacích obvodů použít přímo S_{11} a S_{22} .
- S_{21} je zesílení tranzistoru při zatížení charakteristickou impedancí. Má tedy být co nejvyšší.
- S_{12} je zpětný přenos při zatížení charakteristickou impedancí. Má být co nejmenší, aby stupeň nekmital.

V katalogu se také udává nejvyšší dosažitelný zisk nevyneutralizovaného zesilovače. Stupeň je třeba navrhnut, ale také naladit tak, aby skutečný zisk byl o něco menší. Protože tranzistory mají vždy dost velkou zpětnou vazbu, lze obvykle naladit zesilovač těsně před rozkmitáním, kdy má ohromné zesílení. Je to ale nestabilní režim.

Ze známých hodnot S parametrů lze vypočítat oblasti nestability tranzistoru, tj. oblast vstupních nebo výstupních impedancí, které nelze připojit k tranzistoru bez nebezpečí rozkmitání. Je ale potřeba vyšetřovat celý konkrétní obvod zesilovače včetně napájecích členů a to nejen na pracovním kmitočtu, ale nejméně v pásmu od $0,05 \cdot 1 f_t$. Většina tranzistorů nesnáší napájecí tlumivky, proto je třeba jejich indukčnost volit co nejnižší a indukčnost napájecích vodičů od zdroje zatížit odporem (obr. 5).



$$R_1 - 10 \div 100 \Omega$$

$$C_1 - 50K \div 0,5M$$

Napájení báze tranzistoru přes odpor (hmotový nebo vrstvý) je vhodné z hlediska vysokofrekvenční stability stupně, ale jen málo tranzistorů to snáší z hlediska stejnosměrné stability pracovního bodu. Nejlepší je nalézt vhodný kompromis případ od případu.

Napájení kolektoru přes reální odpor je nevhodné, protože se zde ztrácí zbytečně část příkonu stupně. Zapojení není možné přímo na kolektor (podobně jako u báze), protože je tu mnohem vyšší impedance a ztrácel by se i cenný vf výkon. Ale v přívodu od zdroje malý odpor prospěje bezpečnosti tranzistoru hlavně při ladění a nastavování, kdy je zvýšené nebezpečí parazitního rozkmitání.

Nízkošumové vstupní tranzistory.

V katalogu bývá vždy uveden nějakým způsobem vstupní odpor, který má tranzistor vidět směrem k anteně. Někdy bývají udány dokonce křivky šumového čísla v rovině vstupních impedancí. Středu těchto křivek se přizpůsobuje impedance anteny, aby bylo dosaženo optimálního šumového přizpůsobení.

Zajímavé jsou také křivky závislosti f_t na kolektorovém proudu. Vhodnější jsou tranzistory s plochou křivkou, jsou odolnější proti křížové modulaci. Pracovní bod nastavíme na vrchol křivky nebo doprostřed ploché části, má-li být dosaženo vysoké intermodulační odolnosti.

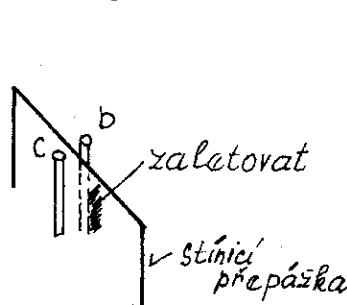
Křížová modulace však jen zřídka vzniká ve vstupním zesilovači, spíše ve směšovači. Proto opět volíme zisk vstupního zesilovače malý, jen takový, aby přešuměl směšovač. Má-li být vstupní zesilovač řízený AVC, je třeba použít tranzistor, který se řídit dá a aplikovat zapojení, doporučené výrobcem. Dobře se řídí unipolární tranzistory, zavírají se napětím hradla, bipolární se obvykle řídí otevíráním do proudu.

Zpětnovazební kapacita bývá také udána v katalogu. Čím je menší, tím se lépe kontroluje zesilovač. Neutralizaci nepotřebuje většina dvouhradlových fetů a některé bipolární tranzistory zvláště v zapojení s uzemněnou bází. Zásadně je třeba navrhovat zesílení stupně menší než max. stabilní zisk, uvedený v katalogu. Těchto několik poznámek by mělo být vodítkem, co udělat a co přechíst dřív, než tranzistor vezmeme do ruky.

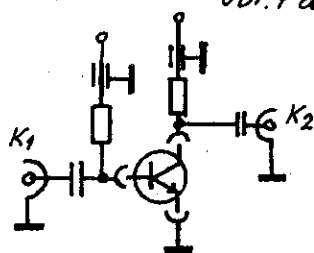
Měření na vysokofrekvenčních tranzistorech.

Prvým problémem je zapojení tranzistoru do obvodu. Příklady nechceme ničit, zkracovat, letovat a přitom je nutno zajistit dobré spojení, malou indukčnost hlavně uzemněného vývodu a malou kapacitu. Pro běžná pouzdra TO 5, TO 18 lze použít drobných trubiček stočených z měděné folie, do kterých se zastrkují vývody tranzistoru. Zeměná trubička (emiterová ev. bázová) se přiletuje k stínící přepážce (obr.6).

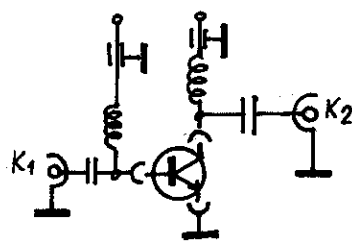
obr. 6



obr. 7 a



obr. 7 b



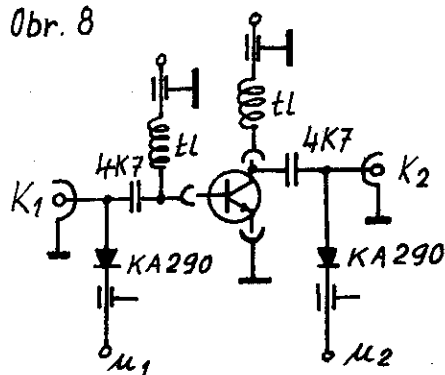
Pro různá exotická pouzdra je nutné si nějak poradit. Měřicí držák musí také obsahovat napájecí a oddělovací členy. Pro drobné tranzistory stačí napájení přes odpory (vrstevné) Obr. 7a. Větší je nutné napájet přes tlumivky, které musí být vyladěny podle kmitočtu, na kterém měříme Obr. 7b. Oddělovací kondenzátory musí mít malou indukčnost.

Měření S parametrů

S_{11} a S_{22} měříme tak, že v přípravku podle obr. 7 změříme při zvoleném proudu a dostatečně malém vf buzení jakýmkoliv způsobem impedanci na konektorech K_1 (S_{11}) a K_2 (S_{22}). Druhý konektor je vždy zatížen bezodrazovou zátěží 50 nebo 75 Ohmů. Nastavení roviny zkratu provedeme tak, že místo tranzistoru vsuneme do držáku zkrat a měřič impedance nastavíme na 0. Budete-li něco počítat, nezapomeňte, že S_{11} a S_{22} jsou koeficienty odrazu a z změřené impedance se musí vypočítat.

S_{12} a S_{21} nám řekne o tranzistoru víc. Měření, nebo snad odhad hodnot lze co do absolutní hodnoty provést amatérsky, když doplníme přípravek podle obr. 8. Přivedeme-li napětí z generátoru na konektor K_1 , konektor K_2 zatížíme bezodrazovou zátěží, je absolutní hodnota S_{21} rovna poměru u_2/u_1 . Stupnice měřících přístrojů ocejchujeme podle generátoru předem, najednou. Spojíme přitom svorky pro kolektor a bázi.

Obr. 8



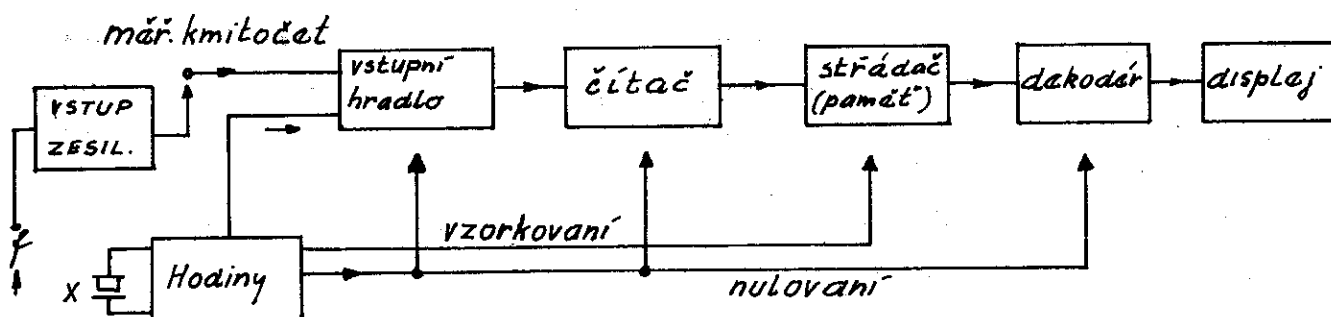
tL - 25z ϕ 0,4 na ϕ 5mm
 CuL - tžsnž (145MHz)
10z ϕ 0,4 na ϕ 4mm
 CuL - (430MHz)

S_{12} měříme tak, že generátor přivedeme na K_2 , K_1 zatížíme. (S_{12}) je poměr u_1/u_2 . Pro měření kompletních hodnot je třeba měřit i fázi a napětí snímat směrovými členy. Ale i takto amatérsky odhadnuté hodnoty při troše praxe poví hodně o měřeném tranzistoru.

Měření šumu a měření f_t .

V RZ 7-8/1976 jsem popsal užitečné přípravky pro tato měření. Doporučuji článek přečíst.

Přesné měření kmitočtu je v moderní radioamatérské praxi záležitostí zcela nepostradatelnou. Pravou revoluci přinesly v tomto směru přímo ukazující digitální přístroje, které nahradily dříve používané zdlouhavější i když bezesporu stejně přesné měřicí metody. Obvyklý způsob měření kmitočtu je znázorněn na obr. 1.



obr. 1

Měřený kmitočet je přiváděn na jeden vstup hradla, na druhý vstup je přiváděn referenční kmitočet (hodiny), který je řízen krystalem. Po dobu měřicího cyklu je vstupní hradlo otevřeno, po dobu další periody je uzavřeno a probíhá zápis obsahu dekád do střádačů (pamětí). Po jeho ukončení probíhá nulování dekád a zobrazení naměřené hodnoty na displeji.

Pro správnou funkci vstupního hradla je třeba, aby napěťová úroveň měřeného kmitočtu byla dostatečně velká. ($\log. 1$) a náběžná i sestupná hrana měřeného impulsu dostatečně strmá. Z tohoto důvodu se měřený signál před přivedením na vstupní hradlo upravuje v předzesilovačích případně tvarovačích. Problematika těchto obvodů je mnohdy tak velká, že tvoří vlastně samostatný díl při konstrukci digitálních měřicích přístrojů a mnohdy bývá předzesilovač složitější a na součástky náročnější než vlastní čítač.

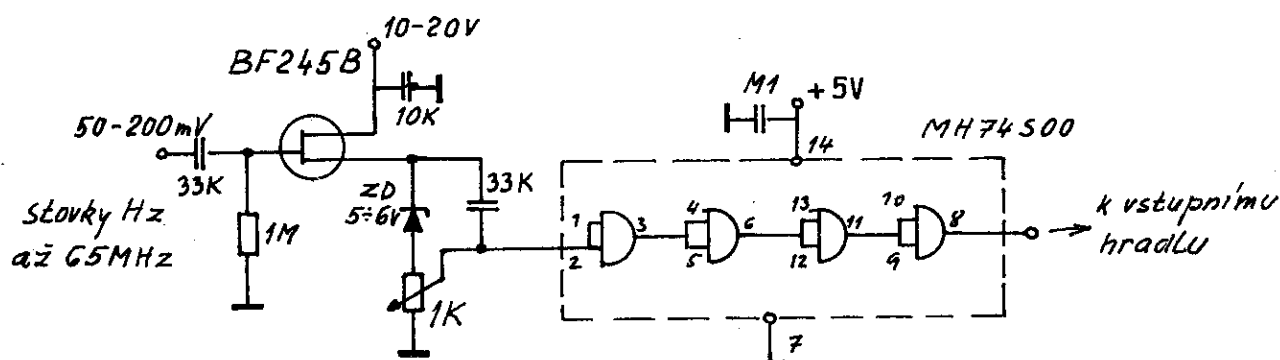
Rozhodujícím činitelem při konstrukci předzesilovačů bývá obvykle kmitočet nebo rozsah kmitočtů, ve kterém musí zesilovač spolehlivě pracovat. Vlastní integrované obvody typu MH 74 pracují jen do 20 - 40 MHz, obvody typu C - M08 jsou zpravidla ještě pomalejší a obvody se Schotkiho diodami např. typu MH 74S 00 nebo MH 74 S 74 pracují až do 120 MHz. Pečlivým výběrem je možné mnohdy dosáhnout dobré funkce i na vyšším kmitočtu - (např. až 50 MHz s MH7490) ale při potřebě

měření stovek či tisíců MHz se užívá různých děličů kmitočtu. Tyto integrované obvody jsou v mnoha provedeních, pracují jako programovatelné děliče 10; 5 nebo dvěma a jejich dokonalé funkční vlastnosti jsou zhodnoceny většinou i vysokou cenou.

Na několika příkladech vstupních zesilovačů je patrné, jak je možné jednoduše měřený signál zesílit, případně ztvarovat pro další použití. Jedná se většinou o zapojení převzatá ze zahraničních časopisů příp. literatury.

U "dobrých" přístrojů, které mají spolehlivě pracovat od těch nejmenších kmitočtů až po stovky MHz je několik samostatných předzesilovačů, které se přepínají nebo mají každý svůj vstupní konektor a přepínají se jen jejich výstupy.

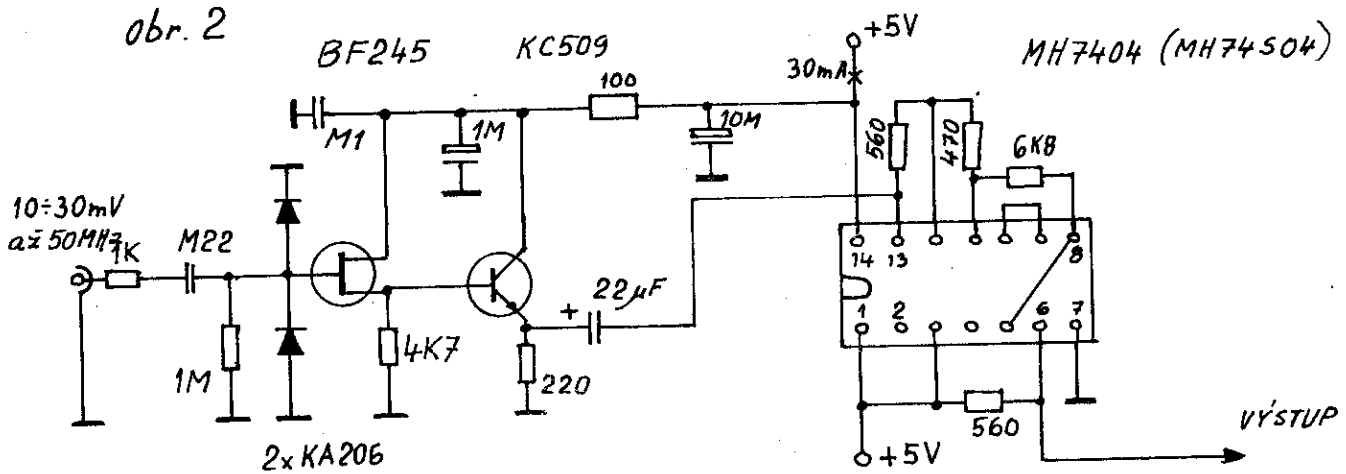
Vstupní předzesilovače a tvarovače k digitálním kmitočtoměrům



1.

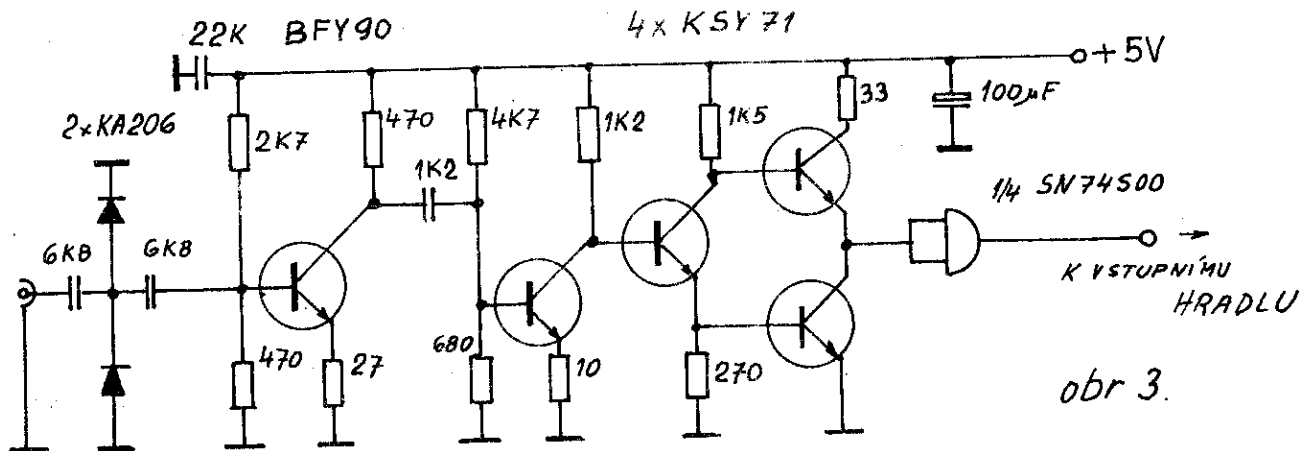
Jednoduchý emitorový sledovač (bez zesílení), ale s vysokým vstupním odporem. Potenciometrem se nastaví přesně hranice log. 1 následujícího tvarovače s MH74S00 a pak již stačí malý signál k tomu, aby se první hradlo překlopilo a tak celý tvarovač upravil zesílený signál. Tvarovače upraví signál tak, že např. ze sinusovky udělají průběh se strmými hranami, což je důležité zvláště při nF, kde požadovaná strmost na sinusovém průběhu není.

obr. 2



2.

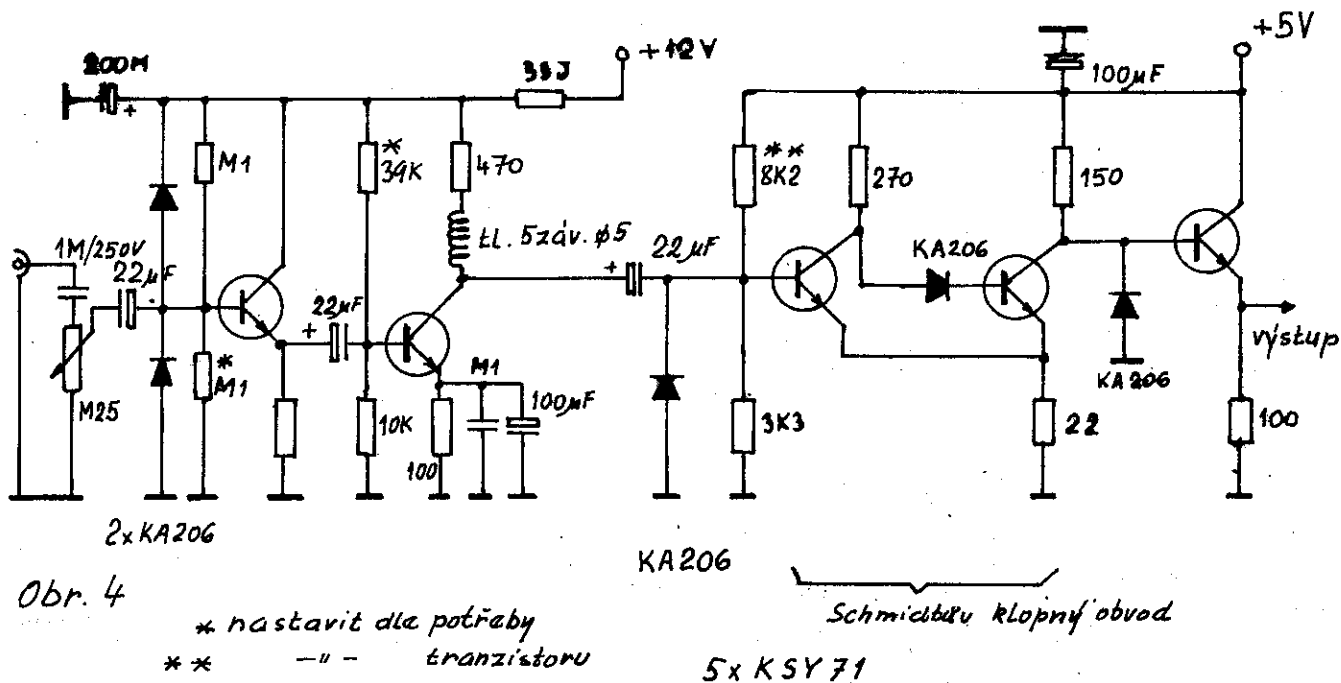
Zlepšení zapojení zesilovače s vysokým vstupním odporům a ochranou. Šestice invertorů MH7404 je zapojená zčásti jako zesilovač s vysokým ziskem. Signál 10 - 30 mV se přez dva emitorové sledovače přivede na vstup tohoto zesilovače a na výstupu se objeví dokonalý průběh o napětí $U = \text{cca } 4 \text{ V}$. Zapojení je použitelné v rozsahu od několika Hz do 50 - 80 MHz (dle vybraných součástek) bez velké změny citlivosti.



obr 3.

3.

Vstupní zesilovač se vysokou citlivostí ($5 + 20 \text{ mV}$) určený pro kmitočty $10 + 100 \text{ MHz}$. Pro úzké kmitočty má již nižší citlivost..



4.

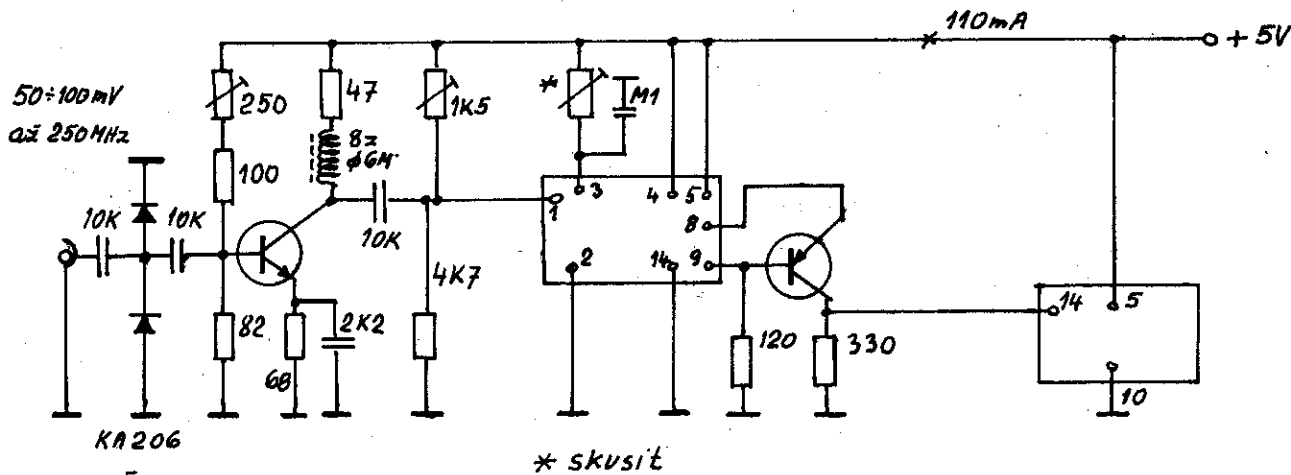
Předzesilovač pro nF až 50 MHz. Schmittův klopný obvod zajišťuje správnou funkci vstupního hradla, zamezuje spouštění na nežádoucí - rušivé signály.

BFY90

95H90

KSY81

MH7490

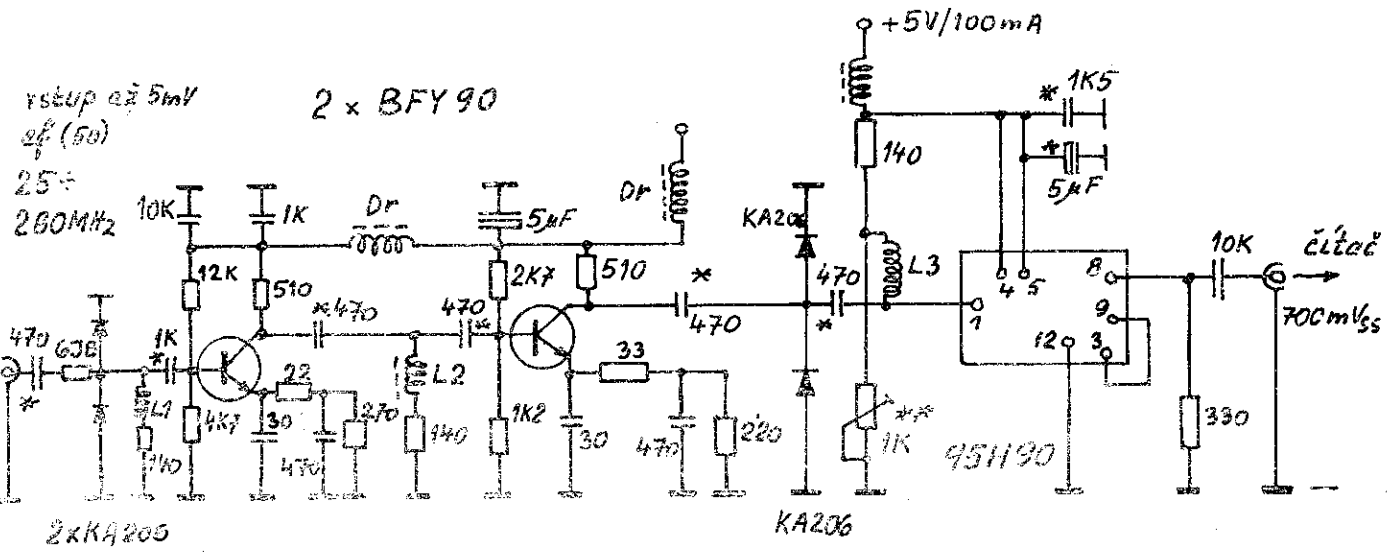


5.

VF předzesilovač s rychlou děličkou kmitočtu 95H90. Citlivost 50 + 100 mV pro kmitočty 10 - 250 MHz. Tranzistor KSY81 pracuje jako převodní člen ECL-TTL.

vstup až 5mV
 až (50)
 25-
 280MHz

2 x BFY90

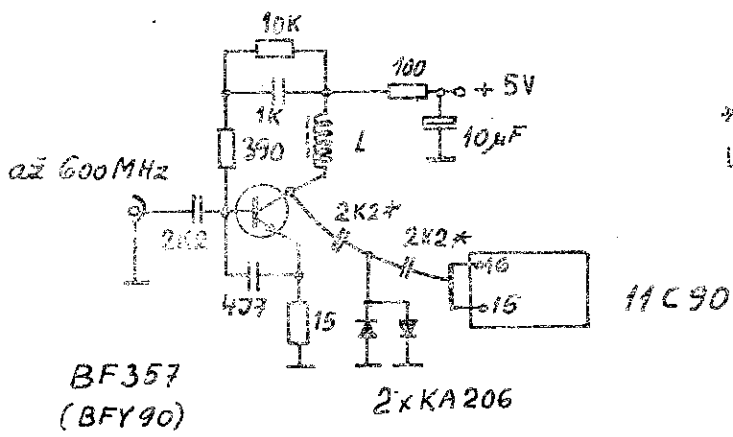


- * "čípové"-bezindukční kondenzátory
- ** nastavení pracovního bodu 95H90-kritické !!
- L₂ ÷ L₃ = cívka 6-8 záv. na Ø 6,5, l=12 mm, samonosně -drát smalt Ø 0,8 mm
- Dr = feritová perle- 3-6 závitů drátu Ø 0,3-0,6 mm

Obr. 6

6.

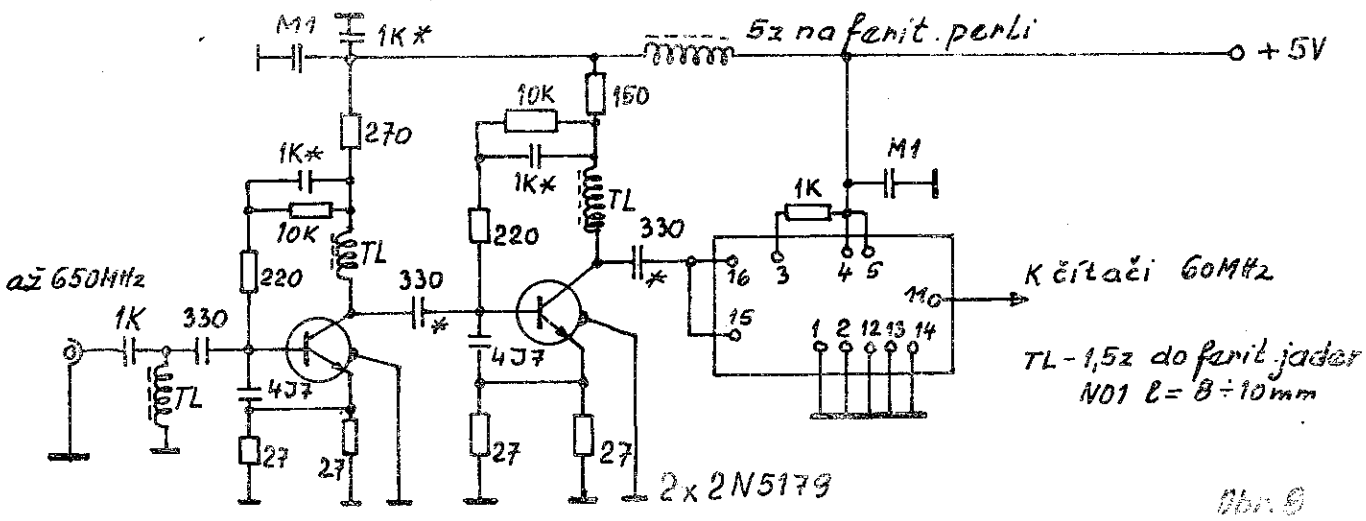
Osvědčené zapojení rychlé děličky 95H90 s dvoustupňovým předzesilovačem. Citlivost 2 ÷ 50 mV v rozsahu 25 ÷ 280 MHz.



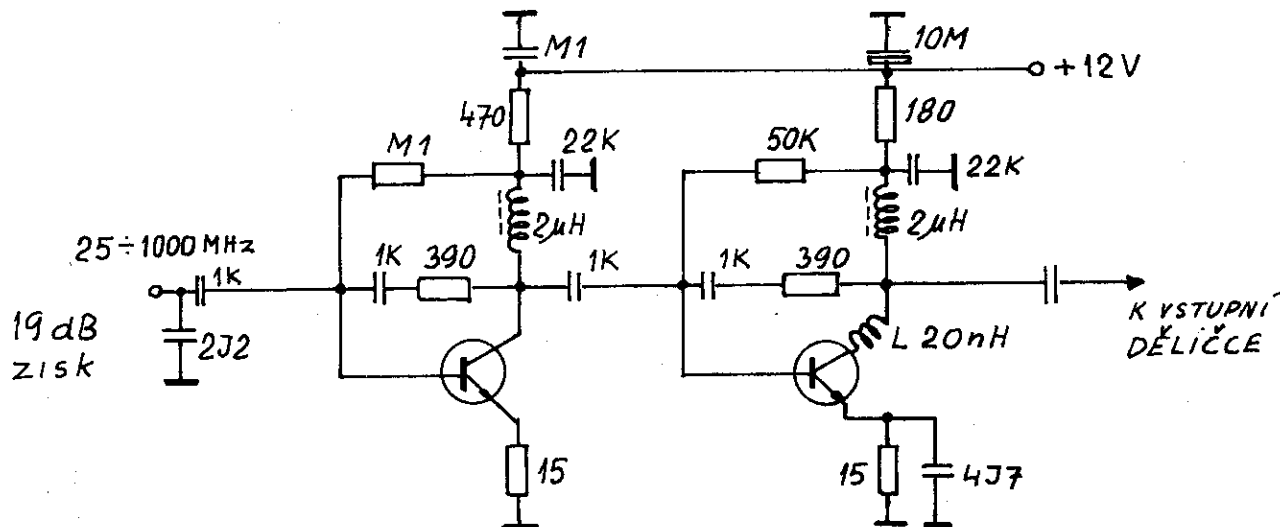
- * bezindukční kondenzátor
- L = 10 závitů na Ø 4 mm

Obr. 7

7. Předzesilovač k rychlé děličce 11C90.



Obr. 8

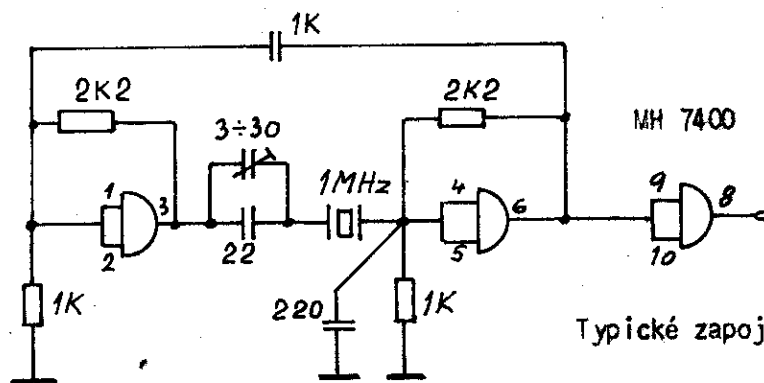


Dvoustupňový zesilovač fy Siemens

Některá vhodná zapojení oscilátorů, používaná v digitální technice

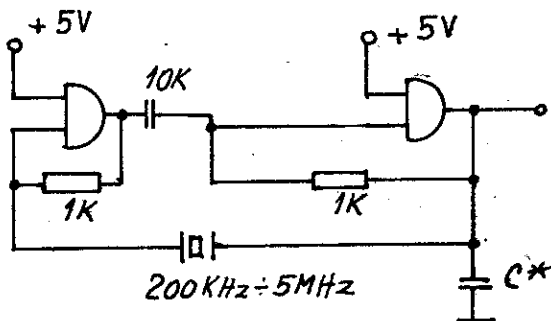
1) Oscilátory s IO

a)



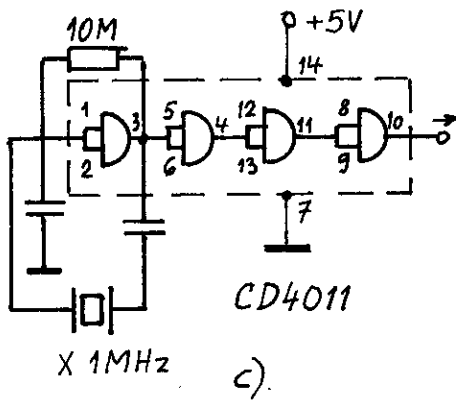
Typické zapojení oscilátoru s IO

b)



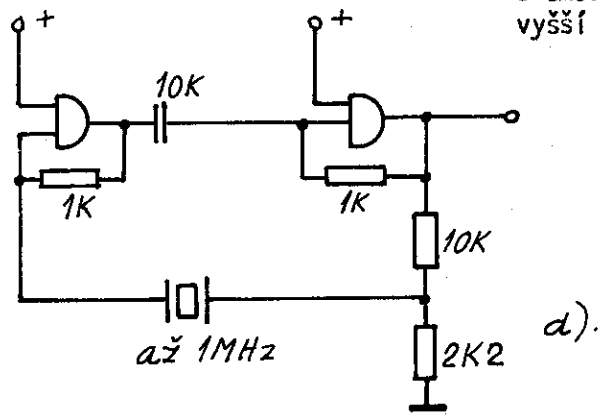
Další používané zapojení oscilátoru s IO

f MHz	0,2	0,5	1	2	5	
C^*	33K	12K	580	330	120	pF

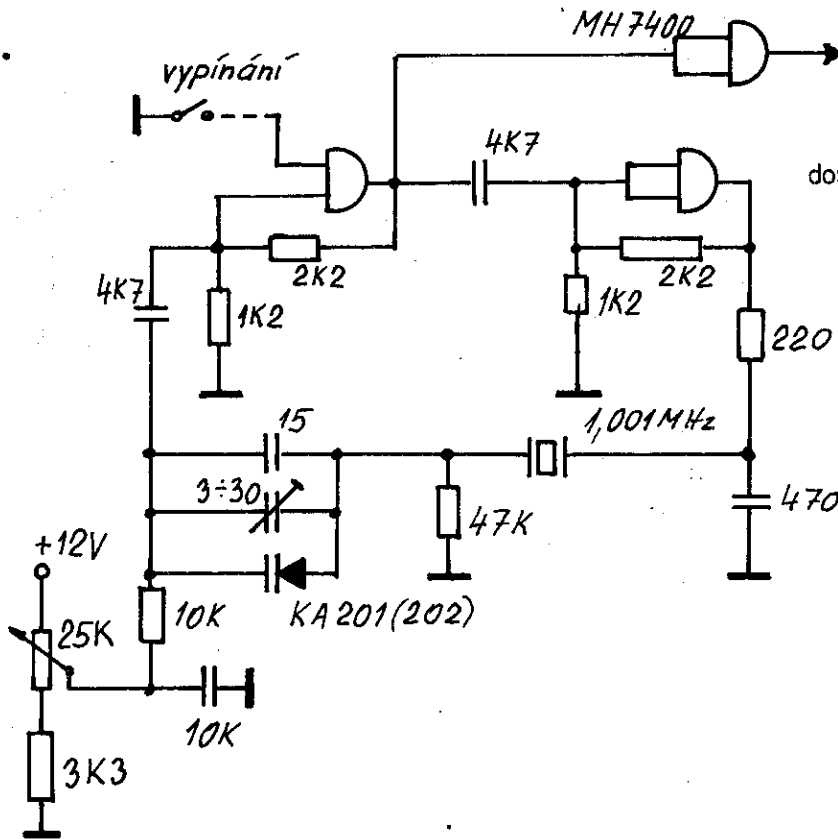


1/2 CD4011

1c,d) Zapojení oscilátorů s CMOS - malá spotřeba vyšší stabilita



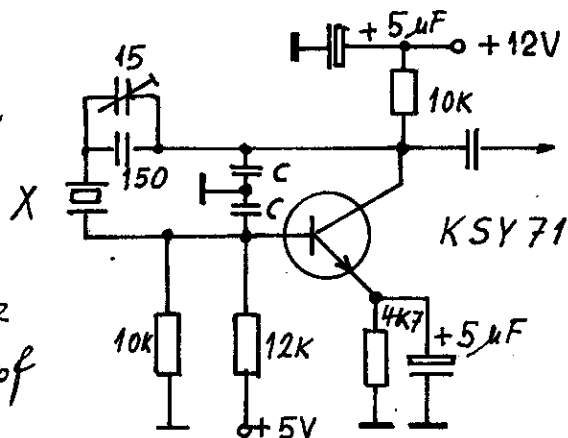
e).



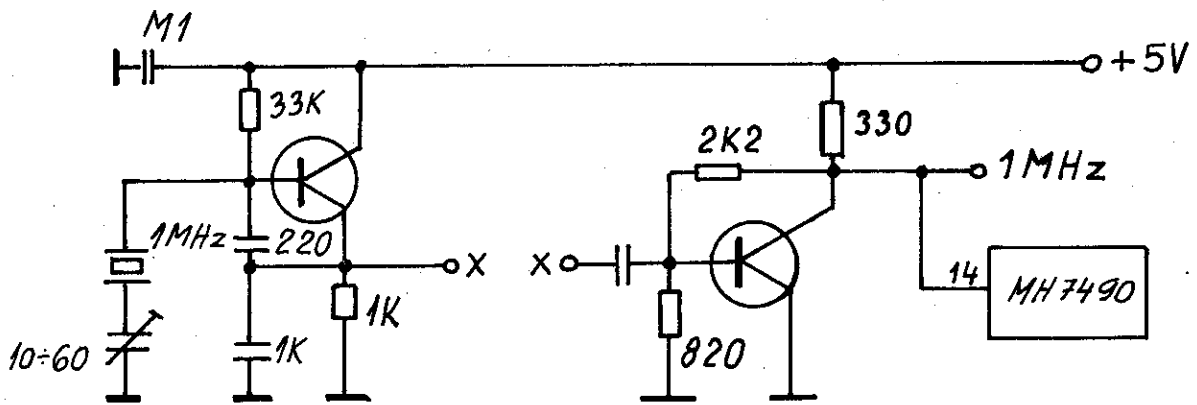
2). Stabilní tranzistorové oscilátory pro kmitočtoměry

2a).

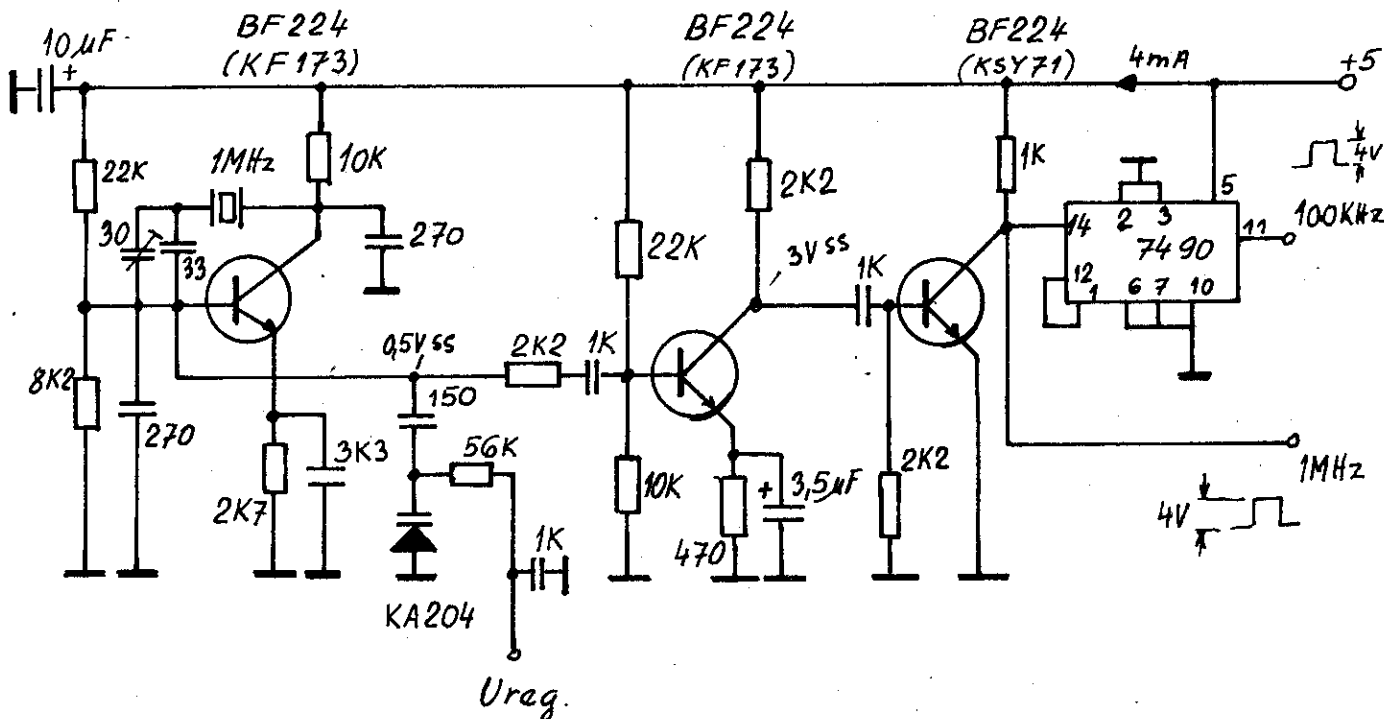
f	100 kHz	1 MHz
C pf	1K	500 pf



2b). Tranzistorový oscilátor s vazbou na logiku



2c). Oscilátor s xtalem v thermostatě a možností jemného dostavení doladění. Stabilita je lepší než $\pm 1 \cdot 10^{-7}$



SEZNAM TABULEK A NOMOGRAMŮ

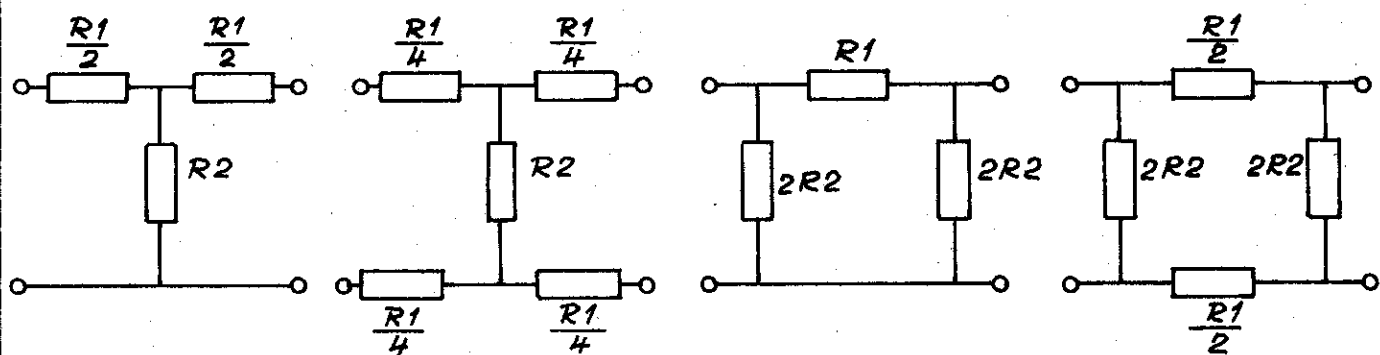
1. Tabulka československých vf kabelů
2. Útlumové články
3. Závislost vf vedení
4. Nomogram cívek s malou indukčností
5. charakteristická impedance páskového vedení
6. Zkrácení délky páskového vedení v závislosti na dielektrické konstantě
7. Konstrukční nomogram typické čtvrtvlnné dutiny
8. Nomogram impedance typických vedení
9. Poměr napětí a výkonu v dB
10. Monolitický filtr pro FM
11. Portable antenta pro 2m
12. Pásmový filtr pro 144 MHz
13. Rozdělení amatérského provozu na 2m a 70 cm, převodní tabulka LC f.

Vysvětlivky k československým vf kabelům

1. Typové označení kabelu
2. Impedance (Z)
3. ϕ středního vodiče (mm)
4. ϕ vnitřní izolace (mm)
5. ϕ celkový vnější (mm)
6. kapacita v pF/m
7. koeficient zkrácení
8. útlum při 145 MHz v dB/1m
9. útlum při 433 MHz v dB/1m
10. útlum při 1296 MHz v dB/1m
11. popis

Tabulka československých vf kabelů

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
VFKP 110	50	0,46	1,50	2,8	100	0,66	0,33	0,58	1,05	
VFKP 111	50	7x0,17	1,50	2,8	100	0,66	0,37	0,72	1,4	
VFKP 120	75	0,40	2,60	4,0	67	0,66	0,33	0,58	1,05	
VFKP 250	75	0,59	3,70	6,0	67	0,66	0,16	0,28	0,50	
VFKP 251	75	7x0,21	3,70	6,0	67	0,66	0,17	0,31	0,58	
VFKP 252	75	7x0,21	3,70	6,7	67	0,66	0,17	0,31	0,58	
VFKP 260	50	0,90	2,95	5,0	100	0,66	0,18	0,30	0,53	
VFKP 261	50	7x0,32	2,95	5,0	100	0,66	0,20	0,37	0,70	
VFKP 262	50	7x0,32	2,95	5,8	100	0,66	0,20	0,37	0,70	
VFKP 300	75	0,89	5,60	8,0	67	0,66	0,13	0,20	0,34	
VFKP 381	50	7x0,75	7,25	10,3	100	0,66	0,11	0,17	0,30	
VFKP 382	50	7x0,75	7,25	10,7	100	0,66	0,11	0,17	0,30	
VFKP 390	75	1,15	7,25	10,3	67	0,66	0,08	0,16	0,34	
VFKP 391	75	7x0,40	7,25	10,3	67	0,66	0,10	0,175	0,35	
VFKP 392	75	7x0,40	7,25	10,7	67	0,66	0,10	0,175	0,35	
VFKP 393	75	1,15	7,25	10,7	67	0,66	0,10	0,175	0,35	
VFKP 710	50	4,90	17,30	22,0	100	0,66	0,046	0,087	0,18	
VFKP 720	75	2,60	17,30	22,0	67	0,66	0,046	0,087	0,18	
VFKV 610	75	0,80	3,70	6,0	54	0,81	0,135	0,24	0,44	
VFKV 620	75	1,10	4,80	7,0	54	0,81	0,1	0,19	0,4	
VFKV 630	75	1,23	5,60	8,0	54	0,81	0,08	0,16	0,34	
VFKV 633	75	1,25	5,60	9,4	054	0,81	0,08	0,16	0,34	
VFKV 640	75	1,60	7,25	10,3	54	0,81	0,07	0,14	0,30	
VFKT 50-1	50	7x0,19	1,50	3,0	100	0,7	0,37			
VFKK 430	75	3,0	30,0	40,2	53	0,86				
VFKK 470	75	2,8	11,8	15,6	53	0,86	0,04	0,08	0,18	
VFKK 480	75	2,0	7,8	11,4	53	0,86	0,065	0,18	0,53	
VFKK 490	75	6,7	26,0	37,2	49	0,86	0,02	0,036	0,065	



Útlum dB	konstanta c	konstanta d
0,5	0,03	0,06
1,0	0,06	0,11
2,0	0,11	0,23
3,0	0,17	0,36
4,0	0,23	0,48
5,0	0,28	0,61
6,0	0,33	0,75
7,0	0,38	0,89
8,0	0,43	1,05
9,0	0,48	1,23
10,0	0,51	1,42
11,0	0,56	1,62
12,0	0,60	1,86
13,0	0,63	2,11
14,0	0,66	2,38
15,0	0,70	2,65
16,0	0,72	2,95
17,0	0,75	3,27
18,0	0,77	3,63
19,0	0,80	4,46
20,0	0,82	4,94
26,0	0,90	10,00
30,0	0,93	15,00

Pro článek typu T platí:

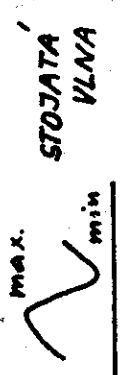
$$R1 = 2 Z c$$

$$R2 = \frac{Z}{d}$$

Pro článek typu TT platí:

$$R1 = Z d$$

$$R2 = \frac{Z}{2 c}$$



STOJATA VLNA

$$\rho = \frac{\alpha_{\max} - \alpha_{\min}}{\alpha_{\max} + \alpha_{\min}}$$

$$\rho = \frac{1 + P}{1 - P}$$

$$\frac{I_{\max}}{I_{\min}} = \frac{Z_0}{Z_z}$$

$$\frac{U_{\max}}{U_{\min}} = \frac{\alpha_{\max}}{\alpha_{\min}}$$

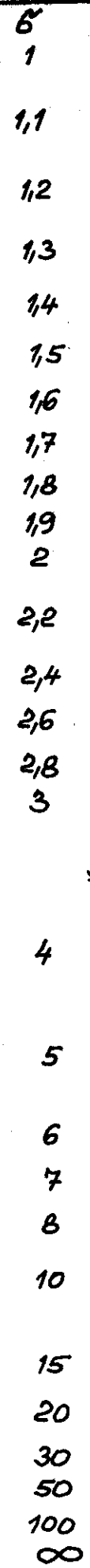
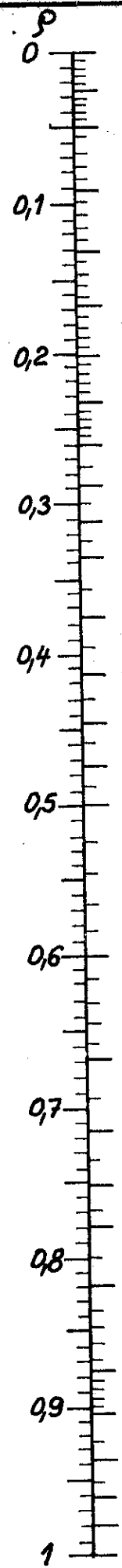
$$G = PSV = \frac{U_{\max}}{U_{\min}} = \frac{\alpha_{\max}}{\alpha_{\min}} = \frac{I_{\max}}{I_{\min}} = \frac{Z_0}{Z_z}$$

VSTUP Z₀ VF VEDENÍ Z_Z ZATĚZ

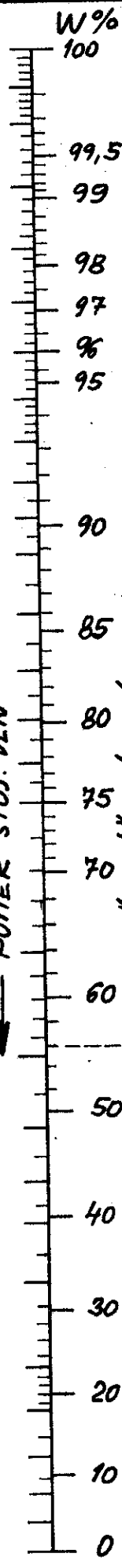
Z₀, Z_Z impedance
α výchylka měř. přístr.

$$\rho = \frac{\alpha \text{ odraz. vlny}}{\alpha \text{ přímé vlny}} = \frac{Z_0 - Z_z}{Z_0 + Z_z} = \frac{G - 1}{G + 1}$$

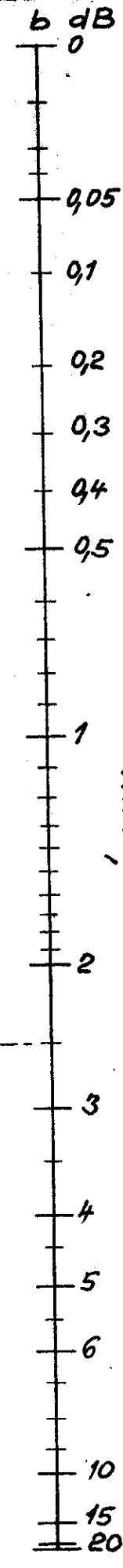
ČINITEL ODRAZU



POHĚR STOJ. VLN



PRENÁŠENÝ VÝKON



ÚTLUM

$b = 10 \log \frac{N_2}{N_1}$
 N_1, N_2 poměr výkonu

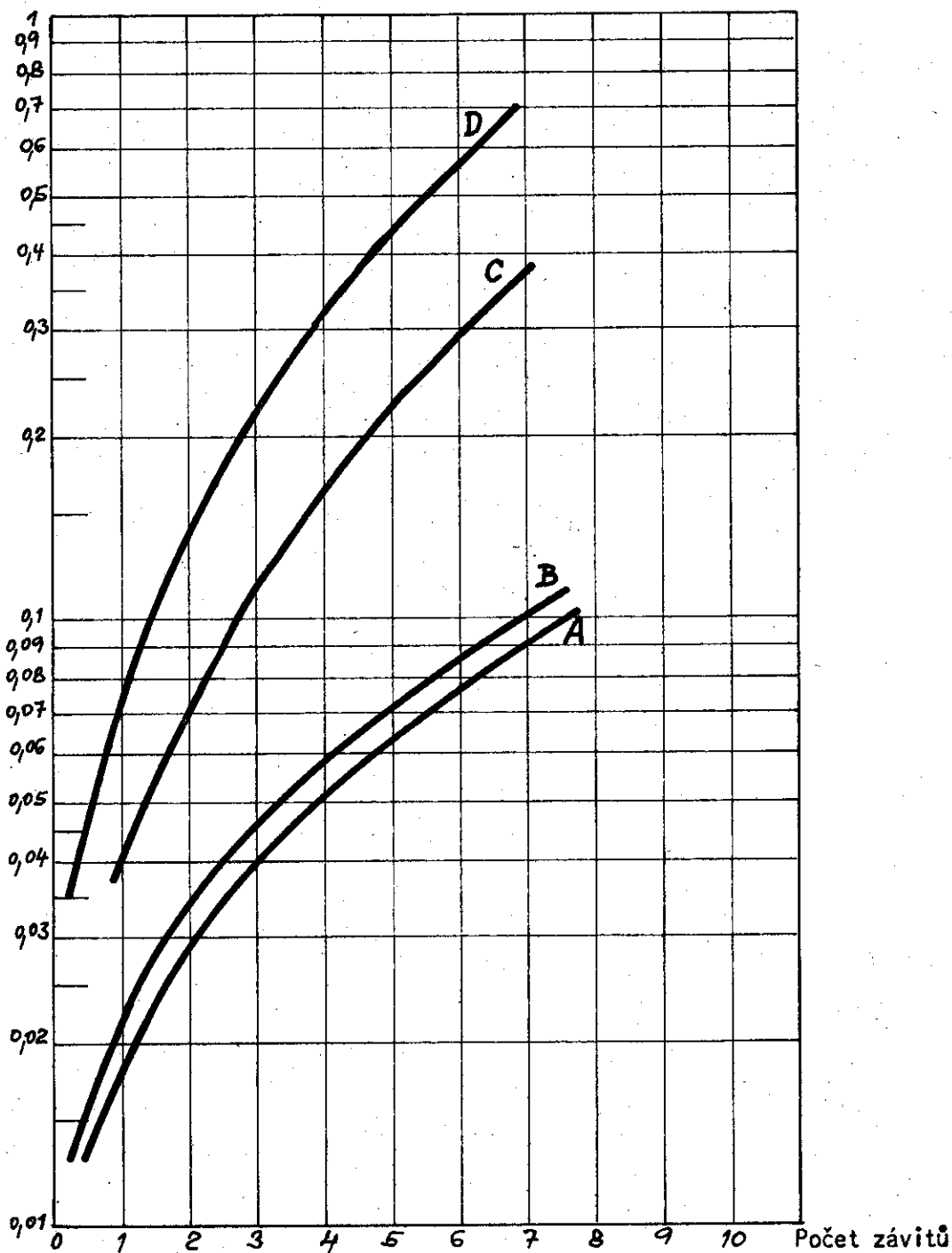
ZÁVISLOSTI VF VEDENÍ

Nomogram cívek s malou indukčností

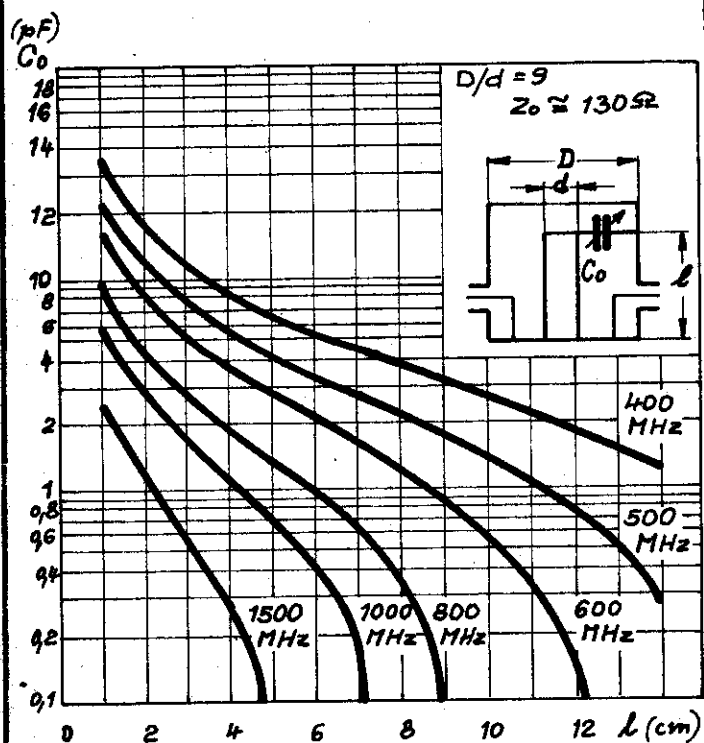
Křivka	ϕ cívky mm	ϕ drátu mm	délka vývodů mm
A	3	0,5	5
B	5	1,2	10
C	10	1,2	10
D	20	2,0	15

Ve všech případech vzdálenost mezi závity je rovna ϕ drátu

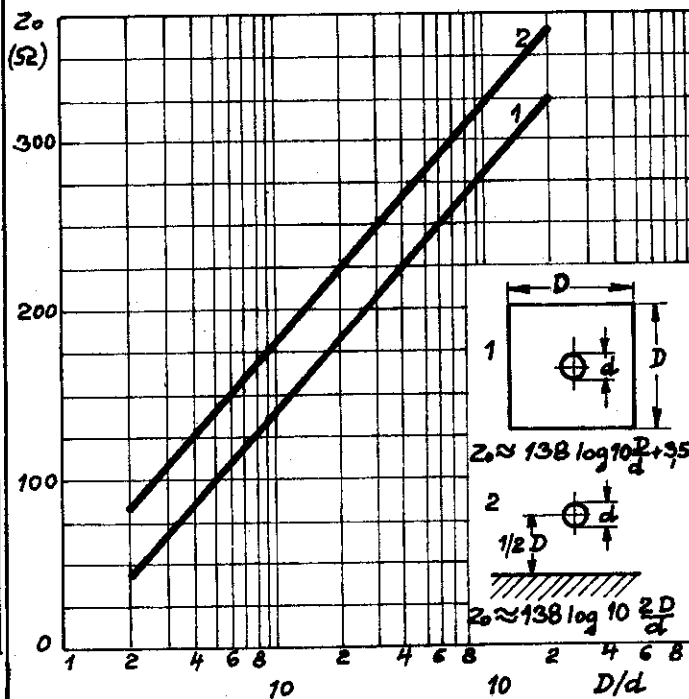
Indukčnost
(μH)



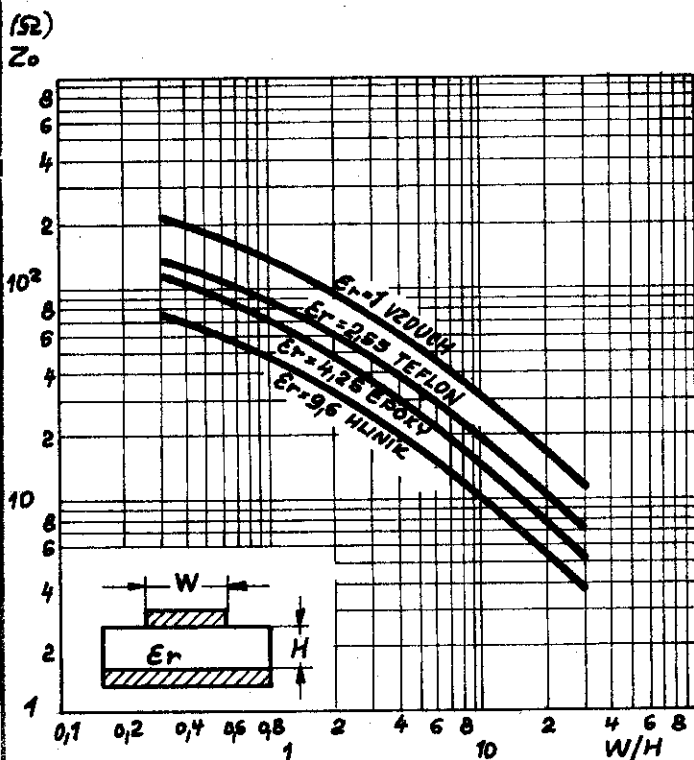
Konstrukční nomogram typické
čtvrtvlnné dutiny



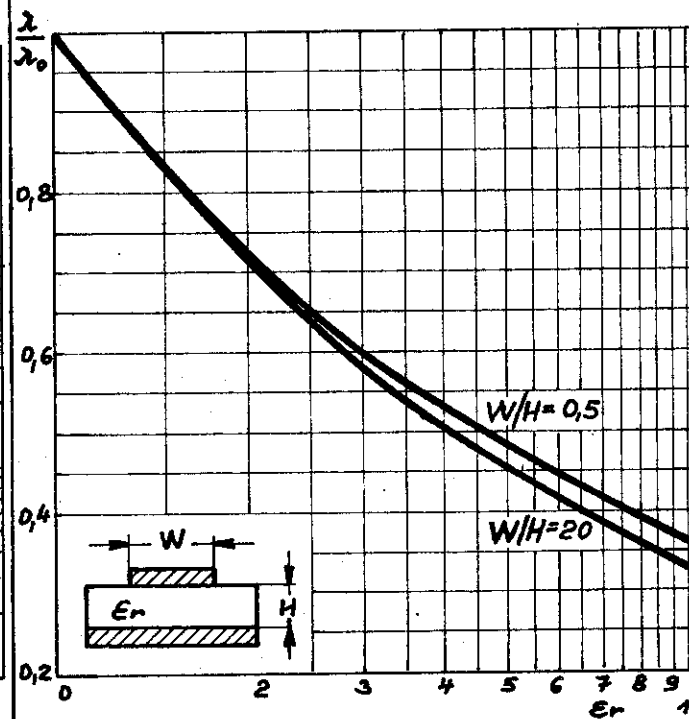
Nomogram impedance
typických vedení



Charakteristická impedance
páskového vedení



Zkrácení délky páskového vedení
v závislosti na dielektrické konstantě



POMĚR NAPĚTÍ A VÝKONU V dB

Poměr dolů			Poměr nahoru		
Napětí	Výkon	Decibely	Napětí	Výkon	Decibely
1,0	1,0	0	1,0	1,0	0
1,9886	1,9772	0,1	1,012	1,023	0,1
1,9772	1,9550	0,2	1,023	1,047	0,2
1,9661	1,9333	0,3	1,035	1,072	0,3
1,9550	1,9120	0,4	1,047	1,096	0,4
1,9441	1,8913	0,5	1,059	1,122	0,5
1,933	1,8710	0,6	1,072	1,148	0,6
1,9226	1,8511	0,7	1,084	1,175	0,7
1,9120	1,8318	0,8	1,096	1,202	0,8
1,9016	1,8128	0,9	1,109	1,230	0,9
1,8913	1,7943	1,0	1,122	1,259	1,0
1,8710	1,7586	1,2	1,148	1,318	1,2
1,8511	1,7244	1,4	1,175	1,380	1,4
1,8318	1,6918	1,6	1,202	1,445	1,6
1,8128	1,6607	1,8	1,230	1,514	1,8
1,7943	1,6310	2,0	1,259	1,585	2,0
1,7762	1,6026	2,2	1,288	1,660	2,2
1,7586	1,5754	2,4	1,318	1,738	2,4
1,7413	1,5495	2,6	1,349	1,820	2,6
1,7244	1,5248	2,8	1,380	1,905	2,8
1,7079	1,5012	3,0	1,413	1,995	3,0
1,6683	1,4467	3,5	1,496	2,239	3,5
1,6310	1,3981	4,0	1,585	2,512	4,0
1,5957	1,3548	4,5	1,679	2,818	4,5
1,5623	1,3162	5,0	1,778	3,162	5,0
1,5309	1,2818	5,5	1,884	3,548	5,5
1,5012	1,2512	6	1,995	3,981	6
1,4467	1,1995	7	2,239	5,012	7
1,3981	1,1585	8	2,512	6,310	8
1,3548	1,1259	9	2,818	7,943	9
1,3162	1,1000	10	3,162	10,000	10

1,2818	1,07943	11	3,548	12,59
1,2512	1,06310	12	3,981	15,85
1,2239	1,05012	13	4,467	19,95
1,1995	1,03981	14	5,012	25,12
1,1778	1,03162	15	5,623	31,62
1,1585	1,02512	16	6,310	39,81
1,1413	1,01995	17	7,079	50,12
1,1259	1,01585	18	7,943	63,10
1,1122	1,01259	19	8,913	79,43
1,1000	1,01000	20	10,000	100,00
1,07943	$6,310 \times 10^{-3}$	22	12,59	158,50
1,06310	$3,981 \times 10^{-3}$	24	15,85	251,2
1,05012	$2,512 \times 10^{-3}$	26	19,95	398,1
1,03981	$1,585 \times 10^{-3}$	28	25,12	631,0
1,03162	$1,000 \times 10^{-3}$	30	31,62	1000,0
1,02512	$6,310 \times 10^{-4}$	32	39,81	$1,585 \times 10^3$
1,01995	$3,981 \times 10^{-4}$	34	50,12	$2,512 \times 10^3$
1,01585	$2,512 \times 10^{-4}$	36	63,10	$3,981 \times 10^3$
1,01259	$1,585 \times 10^{-4}$	38	79,43	$6,310 \times 10^3$
1,01000	$1,000 \times 10^{-4}$	40	100,00	$1,000 \times 10^4$
$7,943 \times 10^{-3}$	$6,310 \times 10^{-5}$	42	125,9	$1,585 \times 10^4$
$6,310 \times 10^{-3}$	$3,981 \times 10^{-5}$	44	158,5	$2,512 \times 10^4$
$5,012 \times 10^{-3}$	$2,512 \times 10^{-5}$	46	199,5	$3,981 \times 10^4$
$3,981 \times 10^{-3}$	$1,585 \times 10^{-5}$	48	251,2	$6,310 \times 10^4$
$3,162 \times 10^{-3}$	$1,000 \times 10^{-5}$	50	316,2	$1,000 \times 10^5$
$2,512 \times 10^{-3}$	$6,310 \times 10^{-6}$	52	398,1	$1,585 \times 10^5$
$1,995 \times 10^{-3}$	$3,981 \times 10^{-6}$	54	501,2	$2,512 \times 10^5$
$1,585 \times 10^{-3}$	$2,512 \times 10^{-6}$	56	631,0	$3,981 \times 10^5$
$1,259 \times 10^{-3}$	$1,585 \times 10^{-6}$	58	794,3	$6,310 \times 10^5$
$1,000 \times 10^{-3}$	$1,000 \times 10^{-6}$	60	1000,	$1,000 \times 10^6$
$5,623 \times 10^{-4}$	$3,162 \times 10^{-7}$	65	$1,778 \times 10^3$	$3,162 \times 10^6$
$3,162 \times 10^{-4}$	$1,000 \times 10^{-7}$	70	$3,162 \times 10^3$	$1,000 \times 10^7$
$1,778 \times 10^{-4}$	$3,162 \times 10^{-8}$	75	$5,623 \times 10^3$	$3,162 \times 10^7$
$1,000 \times 10^{-4}$	$1,000 \times 10^{-8}$	80	$1,000 \times 10^4$	$1,000 \times 10^8$
$5,623 \times 10^{-5}$	$3,162 \times 10^{-9}$	85	$1,778 \times 10^4$	$3,162 \times 10^8$

$3,162 \times 10^{-5}$	$1,000 \times 10^{-9}$	90	$3,162 \times 10^4$	$1,000 \times 10^9$
$1,000 \times 10^{-5}$	$1,000 \times 10^{-10}$	100	$1,000 \times 10^5$	$1,000 \times 10^{10}$
$3,162 \times 10^{-6}$	$1,000 \times 10^{-11}$	110	$3,162 \times 10^5$	$1,000 \times 10^{11}$
$1,000 \times 10^{-6}$	$1,000 \times 10^{-12}$	120	$1,000 \times 10^6$	$1,000 \times 10^{12}$
$3,162 \times 10^{-7}$	$1,000 \times 10^{-13}$	130	$3,162 \times 10^6$	$1,000 \times 10^{13}$
$1,000 \times 10^{-7}$	$1,000 \times 10^{-14}$	140	$1,000 \times 10^7$	$1,000 \times 10^{14}$

Parametry 6-ti násobného krystalového filtru, monolitického provedení, prodáváného v prodejně Myslíkova ul. v Praze. Označení 2 HLF 10-11-10 kmitočet kolem 10,515 MHz

Šířka propustného pásma vzhledem k jmenovitému kmitočtu pro 3 dB \pm 5 KHz.

Tolerance šířky propustného pásma 5 KHz \pm 500 Hz (-750 Hz při 80° C)

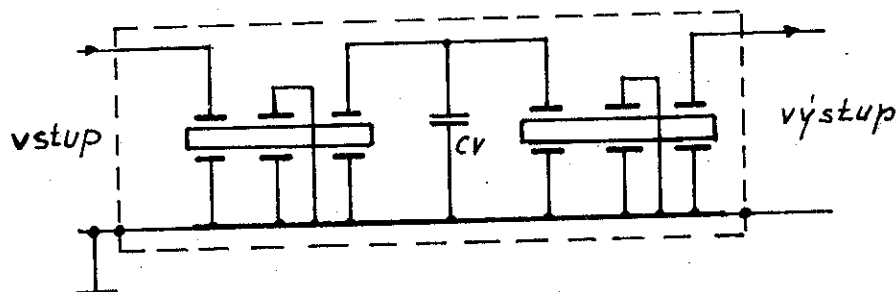
Zvlnění útlumu v propustném pásmu 1 dB (1,5 dB max)

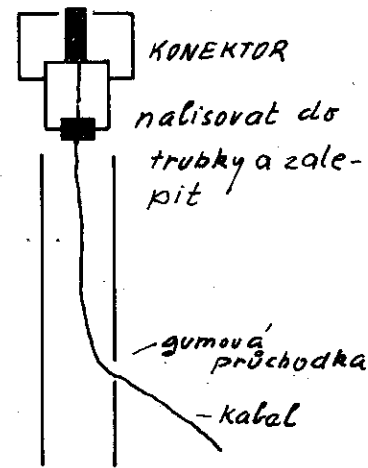
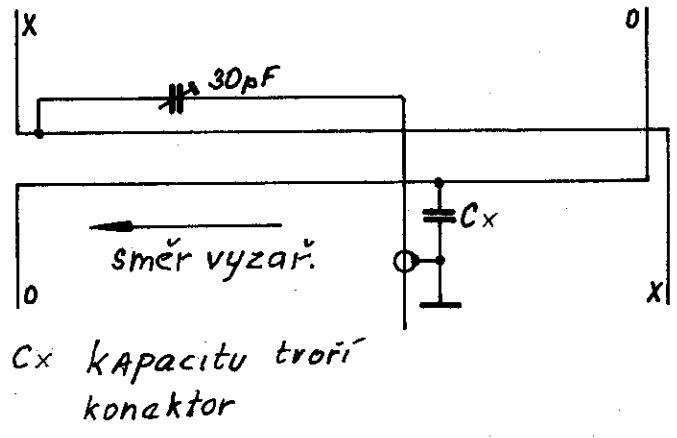
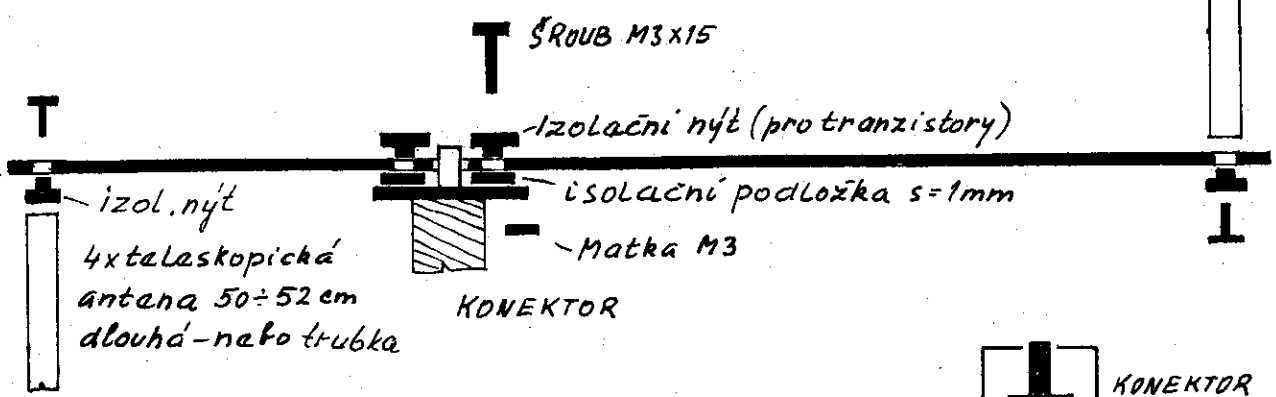
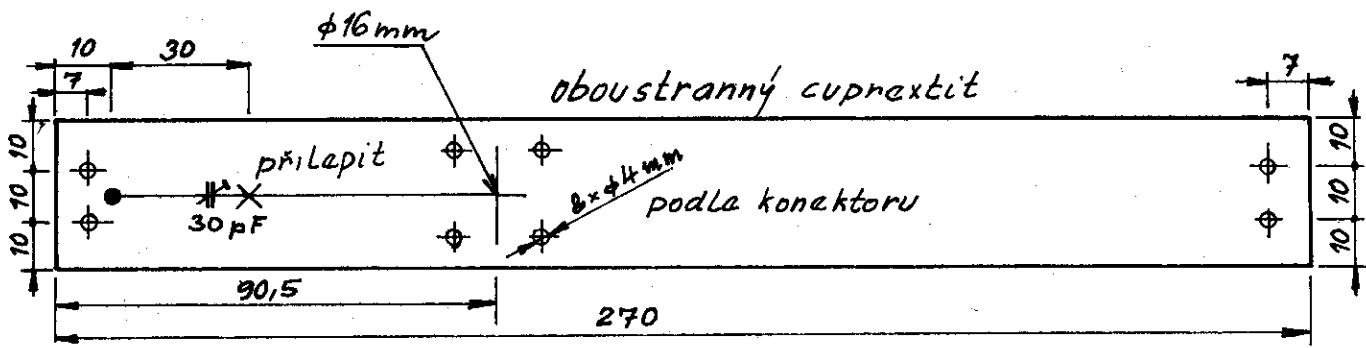
Vložný útlum v propustném pásmu 2,5 dB. Útlum v potlačeném pásmu v rozmezí

$f_0 \pm 15$ KHz do $f_0 \pm 360$ KHz -60 dB.

Jmenovitá zatěžovací impedance na vstupu a výstupu 3 KOhm \pm 5 %, musí být odstraněny jalové složky, vyladěným rezonančním obvodem.

Vlastnosti rezonančního obvodu na výstupu C = 12 pF Q = 35. Max. úroveň buzení na vstupu 10 mW.





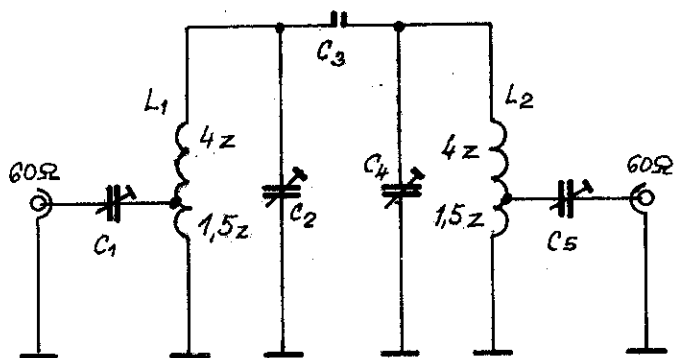
2 m - portable antenna

Přenosná antena pro 2 m, podle CQ DL 5/77. Základní deska je zhotovena z oboustranného cupnextitu. Konektor musí být k základní desce připevněn izolovaně, neboť tvoří kapacitu C_x . Tato kapacita je nekritická. Svislé prvky jsou zhotoveny z teleskopických anten. Je možné použít trubky či dráty, antena není tak skladná. Je nutno dodržet správnou polaritu prvků. Udávaný PSV je min 1 : 1,5.

Pásmový filtr pro 2m.

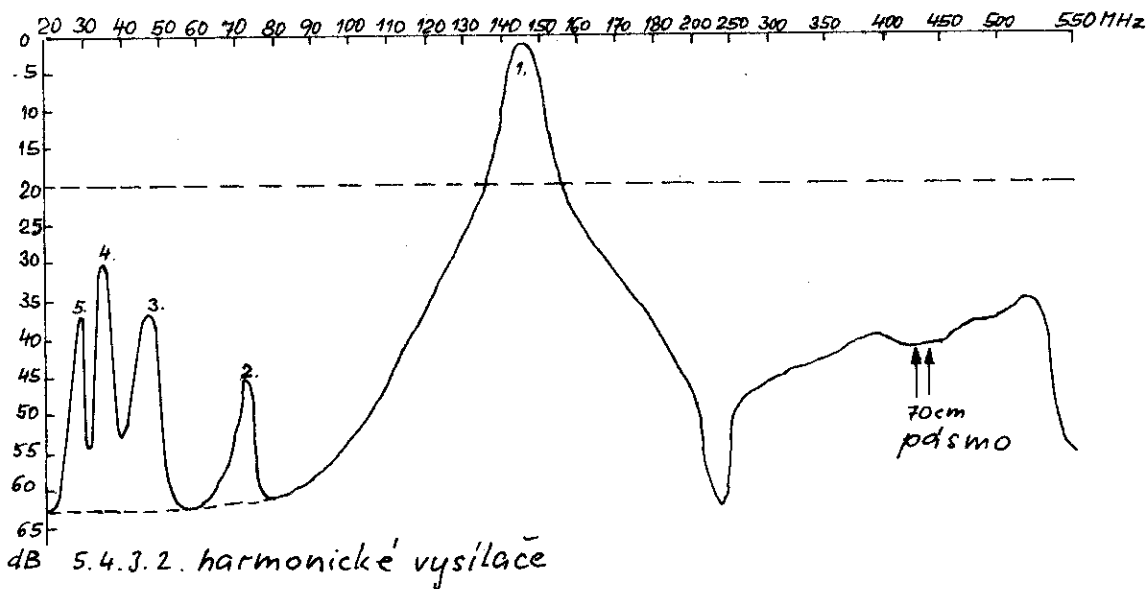
Cq/DL/6-76

Trimry C1 a C5 se nechá nastavit útlum od 23 dB, při zachované šířce pásma. Všechny hodnoty platí pro přesné kritické nastavení, které se jednou pro vždy nastaví na Wobbleru společně s C3. C3 tvoří dva dráty 15 mm dlouhé \varnothing 1 mm s odstupem asi 1 mm, které jsou přiletovány na "horkých" koncích cívek L1 a L2. Souběžné dráty se zkracují postupně o 1 mm, až se dosáhne nadkritické vazby.

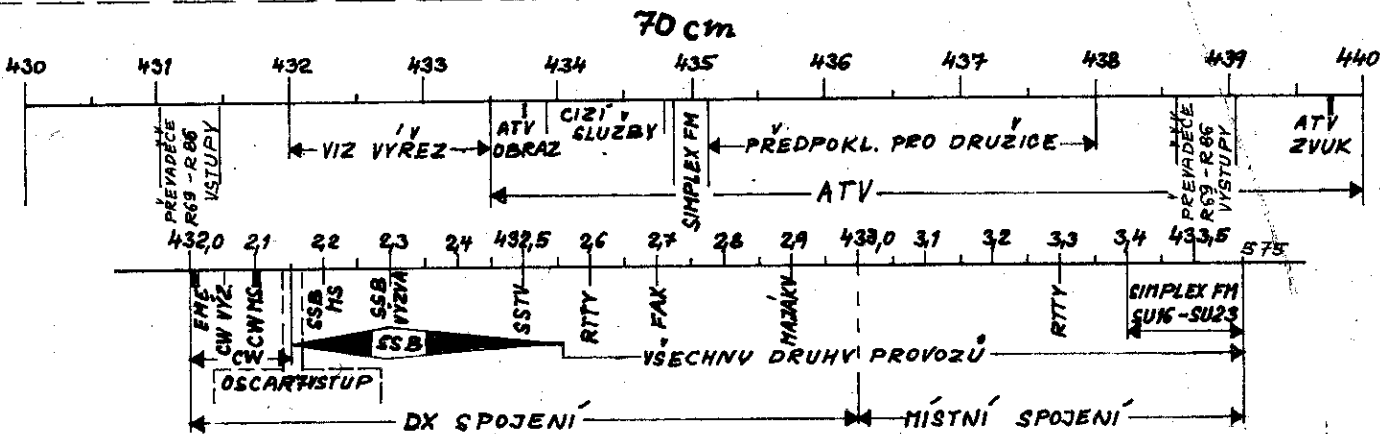
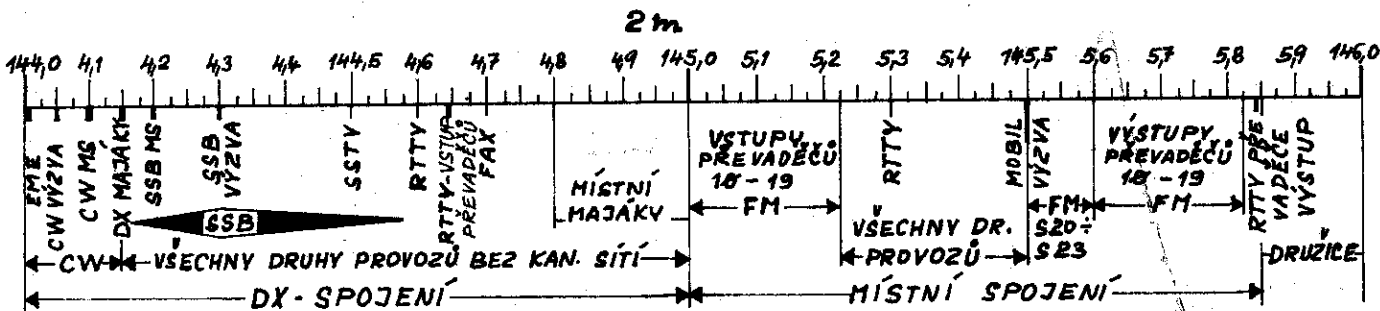


$$C_1 C_2 C_4 C_5 - 2 \div 15 \mu F$$

$$L_1 L_2 \text{ 5,5 záv, drát 1,5 mm CuAg, } \varnothing 6 \text{ mm, } L = 13 \text{ mm}$$



ROZDĚLENÍ AMATÉRSKÉHO PROVOZU NA 2 m A 70 cm



PŘEVODNÍ TABULKA LC f

