

OK 2 AR

Krajský technický seminář - Olomouc 1984
pořádaný
Okresní radou radioamatérství v Olomouci
ve spolupráci
s Krajským kabinetem elektroniky Ostrava



VYSOKOFREKVENČNÍ MILIVOLTMETR

OK 2 VLX / OK 2 KYJ

Ing. KUBALA Pavel

Článek je otisknut v doslovném znění rukopisu předloženého autorem k publikování

VYSOKOFREKVENČNÍ VOLTMETR VMW 31

"Když můžeš změřit to, o čem mluvíš a vyjádřit to číslem, něco o tom víš. Jestli to nemůžeš vyjádřit číslem, je tvé vědění jak hladové a neuspokojené dítě."

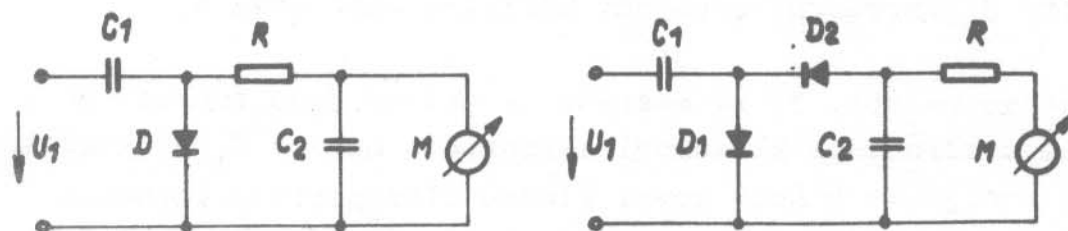
Lord Kelvin of Largs

Vedení tímto citátem, se znalostí problematiky měření elektrických veličin, která je zejména v radioamatérské praxi charakterisována nedostatkem potřebné měřicí techniky, rozhodli jsme se před časem spolu s OK 2 BMB uvedený problém řešit konstrukcí měřicí techniky, zvládnutelné a vyrobitelné v amatérských podmínkách.

Těm, kteří nechtějí "stát jen opodál" a nečinně přihlížet, jak jde technika kolem, těm je určen následující příspěvek, v závěru kterého je popsána konstrukce jednoduchého vysokofrekvenčního voltmetru VMW 31, určeného pro měření střídavých napětí od 10 mV do 10 V o frekvenci 1 kHz až do 2 GHz.

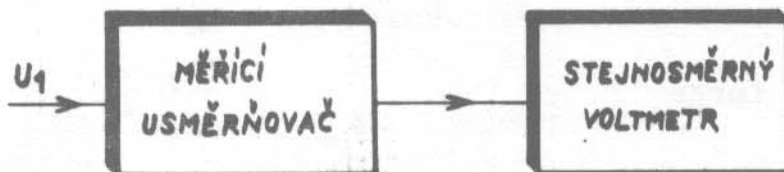
Oblast použití klasických měřících přístrojů pro měření malých střídavých napětí je značně omezena, zejména malou citlivostí, nevyhovujícím kmitočtovým rozsahem, nebo vstupní impedancí. Zlepšení parametrů můžeme obecně dosáhnout spojením elektronické části, určené pro zpracování měřeného napětí tak, aby měřená hodnota mohla být indikována ručkovým měřidlem.

Na obr. 1 jsou uvedena zapojení nejjednodušších střídavých analogových voltmetrů, vzniklých spojením měřícího usměrňovače a magnetoelektrického měřidla. Tato zapojení se oby-



Obr. 1 Jednoduché střídavé analogové voltmetry.

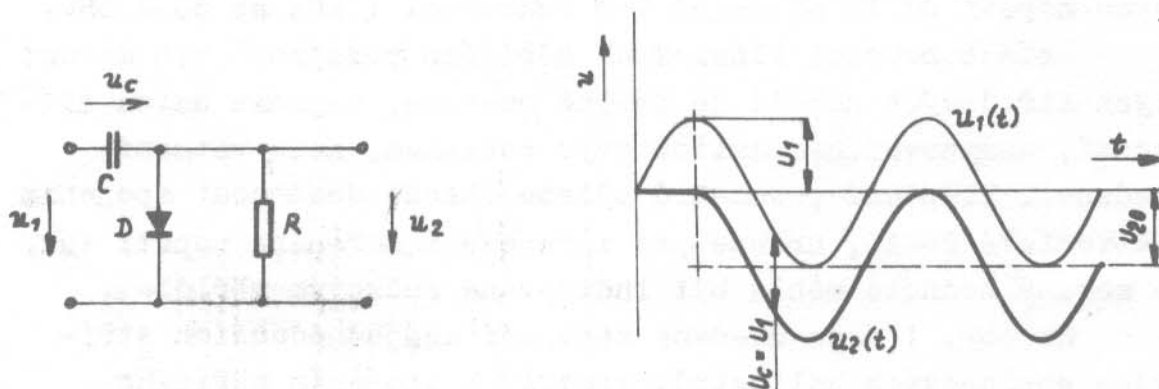
čejně vyznačují malým vstupním odporem a malou citlivostí. Na obr. 2 je uvedeno základní zapojení /blokové schema/ střídavých voltmetrů. Citlivost takového střídavého voltmetru



Obr. 2 Základní blokové schema střídavých voltmetrů.

je dána citlivostí stejnosměrné části. Kmitočtové vlastnosti ovlivňuje kvalita měřícího usměrňovače.

Základní zapojení měřících detektorů jsou uvedena na obr. 3 a obr. 4. Paralelní diodový usměrňovač se zátěží RC, včetně průběhů napětí v idealisovaném případě pro $R \rightarrow \infty$



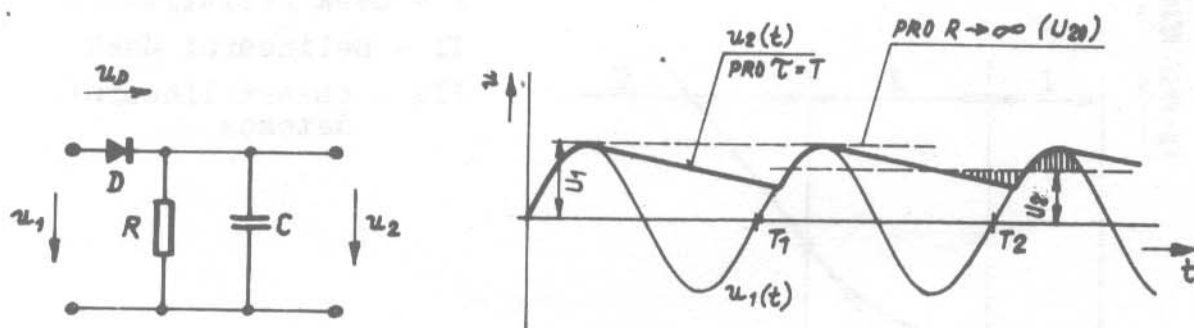
Obr. 3 Paralelní zapojení měřícího usměrňovače.

je uveden na obr. 3, ze kterého je patrná jeho funkce. po připojení usměrňovače ke zdroji střídavého napětí U_1 v okamžiku $t = 0$ nabije se během první kladné čtvrtperiody kapacita C na špičkovou hodnotu U_1 vstupního napětí. V dalším okamžiku se dioda D uzavře a na výstupu dostaneme napětí $U_2 = U_1 - U_c$. Ve skutečném případě se kapacita C během periody vybíjí přes rezistor R a dobíjí se přes diodu D vždy při kladných špičkách vstupního napětí U_1 . Za předpokladu, že časová konstanta

$\tau = R.C \gg T$ je ss složka výstupního napětí $U_{20} = U_1$. Jak je patrné z průběhu na obr. 3 je amplituda zvlnění rovna U_1 . Vstupní odpor paralelního usměrňovače pro $RC \gg T$ je dán vztahem:

$$R_{vst} = \frac{1}{3} R$$

Seriový diodový usměrňovač se zátěží RC, včetně napěťových průběhů je uveden na obr. 4. Připojíme-li usměrňovač ke zdroji střídavého napětí v okamžiku $t = 0$, nabije se během první čtvrtperrody kapacita C na špičkovou hodnotu U_1 tohoto napětí /dioda D je v této době otevřena/. Pro případ $R \rightarrow \infty$ zůstává ka-



Obr. 4 Seriové zapojení měřícího usměrňovače.

pacita C trvale nabita na špičkovou hodnotu a v důsledku toho dioda D trvale uzavřena. Pro výstupní ss napětí platí:

$$U_{20} = U_1 = \sqrt{2} \cdot U_1 \text{ ef}$$

V případě konečné hodnoty rezistoru R a tím i $\tau = R.C$ klesá napětí na zátěži RC během doby mezi dvěma dobíjecími proudovými impulsy právě v závislosti na velikosti její časové konstanty, pro jejíž volbu platí vztah:

$$\tau = R.C \geq \frac{T}{2P}, \text{ kde } T = \text{perioda vstupního napětí [s]}$$

P = přípustný rozdíl mezi U_{20} a U_1 [%]

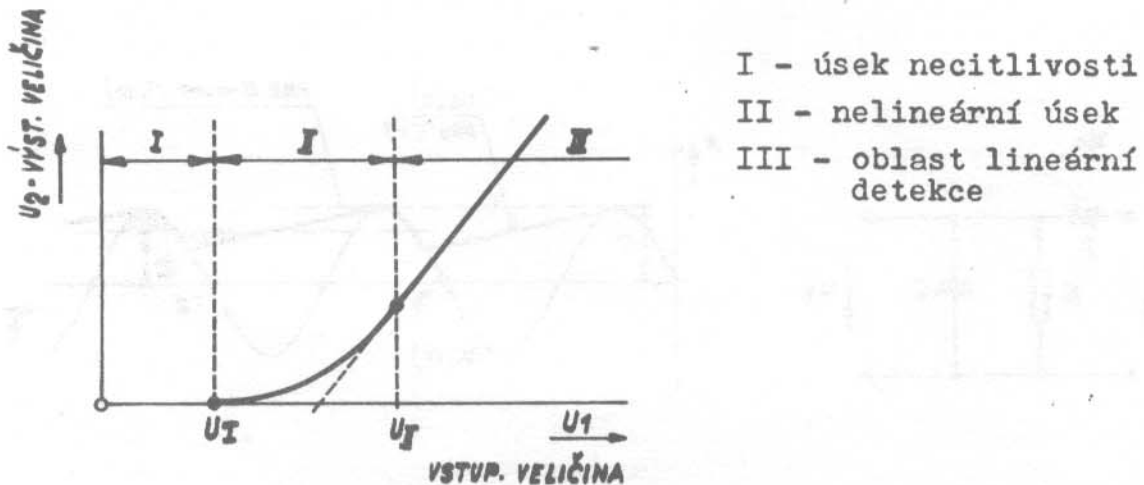
Vstupní odpor seriového usměrňovače je

$$R_{vst} = \frac{1}{2} R$$

Výstupní napětí U_{20} bude v ustáleném případě vlivem ztrát v diodě D, úbytkem na vnitřní impedanci zdroje vždy menší, než amplituda U_1 vstupního napětí:

$$U_{20} = \eta_u \cdot U_1 \quad , \text{ kde } \eta_u = \text{napěťová účinnost usměrňovače} \\ (\eta_u < 1)$$

Předchozí úvaha platí pro ideální usměrňovací diody. Ve skutečném případě neplatí lineární vztah mezi napětím vstupním a výstupním. Skutečná převodní charakteristika detektoru je uvedena na obr. 5. Nepříznivě se projevuje zejména při měře-



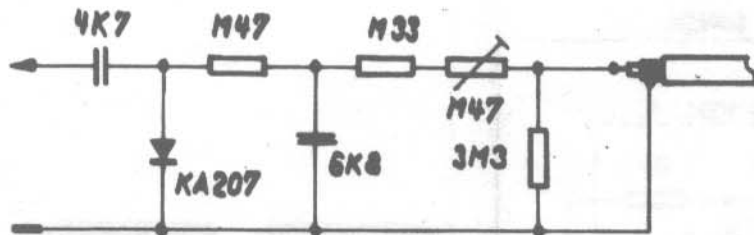
Obr. 5 Převodní charakteristika detektoru.

ření velmi malých napěťových úrovní. Úsek necitlivosti /I/ je u detektorů s germaniovými prvky v jednotkách mV, v případě detektorů s křemíkovými prvky může dosáhnout až 0,7 V. Oblast kvadratické detekce /II/ bývá v případě germaniových prvků ohraničen na vstupním napětí kolem 300 mV. V oblasti lineární detekce /III/ platí lineární závislost mezi vstupním a výstupním napětím detektoru a vztahy, uváděné pro paralelní a seriový usměrňovač.

Na obr. 6 je uvedeno zapojení vysokofrekvenční sondy SU 20 pro měření napětí 0,6 až 30 V ve frekvenčním rozsahu 2 kHz až 100 MHz. Sonda je součástí měřicí soupravy QU 160 / výrobce Metra Elansko / a je určena pro fetový voltmetr PU 160.

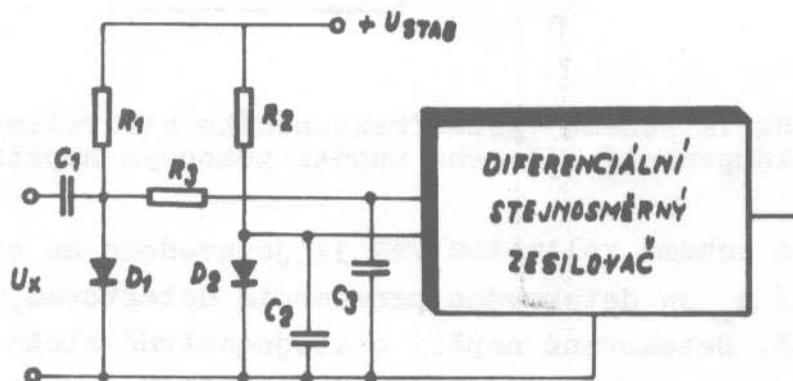
Konkrétní zapojení detektorů jsou dána oblastmi použití a nutností eliminace nelinearity převodní charakteristiky a teplotní závislosti .

Na obr. 7 je uvedeno zapojení detektoru s omezením jeho teplotní závislosti. Průchodem proudu přes R_2 , D_2 se vytváří



Obr. 6 Zapojení sondy SU 20 pro měření střídavých napětí 0,6 až 30 V ve frekvenčním rozsahu 2 kHz až 100 MHz.

na diodě D_2 napěťový úbytek, rovnající při vhodné volbě $R_2 / R_1 /$ úbytku na diodě D_1 . Pokud jsou R_1 , R_2 , R_3 , D_1 a D_2 umístěny v prostoru se stejnou teplotou, lze v určitém teplotním rozsahu dosáhnout snížení teplotní závislosti na minimum.

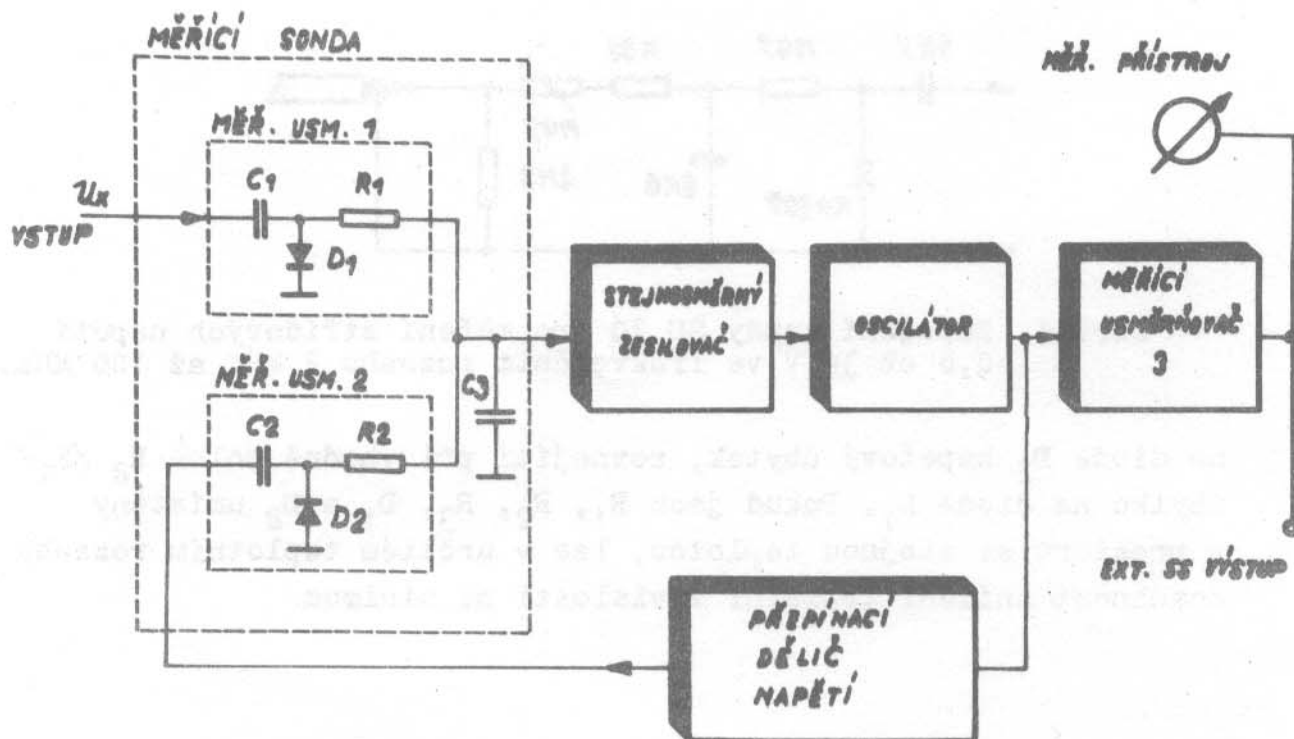


Obr. 7 Zapojení měřícího detektoru s omezením jeho teplotní závislosti.

Na obr. 8 je uvedeno jiné zapojení detektoru pro potlačení nelinearity a tepelné závislosti, použité u voltmetru Tesla EM 495. Plného potlačení uvedených závislostí lze dosáhnout pouze v určitém frekvenčním rozsahu, kde $f_{ux} = f_{uk}$ - stejná účinnost obou detektorů.

Tolik tedy k některým problémům detekce a měření střídavých napětí. V další části bude uveden popis a konstrukce jednoduchého vysokofrekvenčního voltmetru pro frekvenční oblast 100 Hz až 2 GHz. Při návrhu byl kladen důraz zejména na jedno-

duchost zapojení a konstrukce i za cenu zhoršené přesnosti a teplotní závislosti.



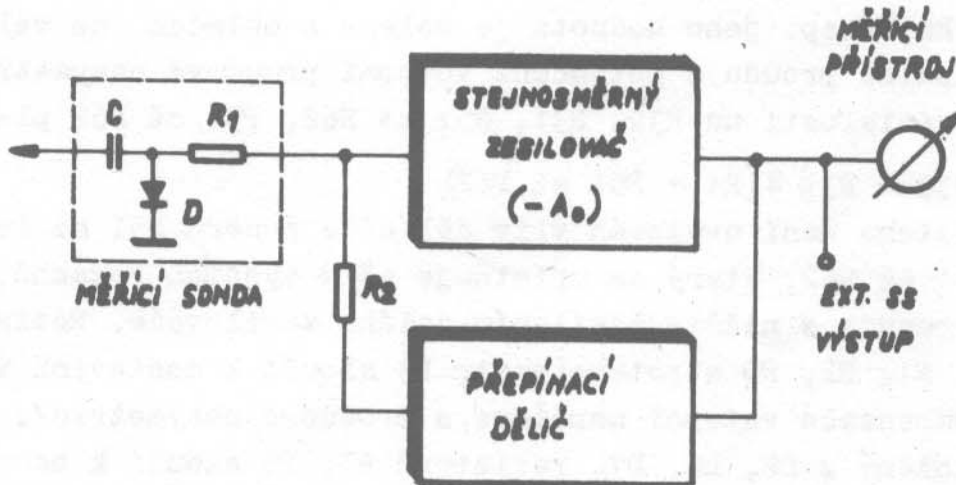
Obr. 8 Blokové schéma vysokofrekvenčního milivoltmetru s kompenzací měřeného napětí pomocným napětím.

Blokové schéma voltmetru VMW 31 je uvedeno na obr. 9. Vstupní napětí u_x je detekováno paralelním detektorem, umístěným v měřicí sondě. Detekované napětí o stejnosměrné složce U_x je přiváděno na vstupní svorku stejnosměrného zesilovače s integrační složkou /nutná, vzhledem ke zvlnění výstupního napětí detektoru/. Toto napětí je kompenzováno napětím z výstupu zesilovače, zeslabeného na potřebnou úroveň přepínacím děličem /přepínač rozsahů/. Pro $A_0 \rightarrow \infty$ je vstupní svorka na nulovém potenciálu /virtuální nula/ a $R_{vst} = \frac{1}{3} R_1$. Tímto zapojením, jak již bylo uvedeno, není kompenzována ani nelinearita, ani teplotní závislost detektoru.

V oblasti vstupních napětí řádu jednotek až desítek mV bývá účinnost detektoru 1 až 2 %, což při vstupním napětí 10 mV činí 0,1 až 0,2 mV. Pro dosažení výstupního napětí /při $\eta = 0,02$ / $U_v = 5V$ /zvoleno pro danou konstrukci/ je potřebné zesílení stejnosměrného zesilovače :

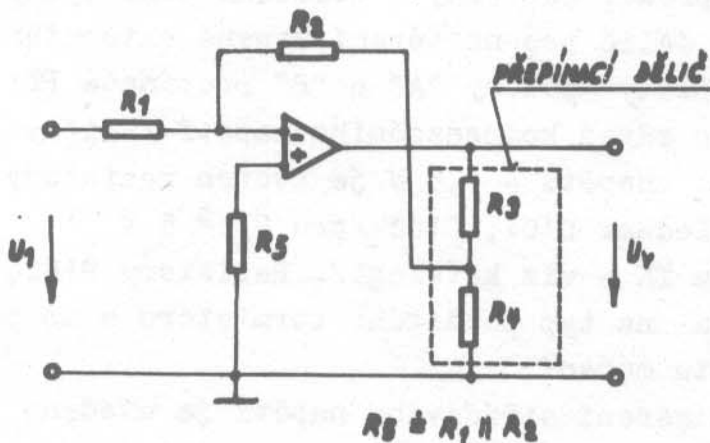
$$A = \frac{U_v}{U_{20}} = \frac{5}{2 \cdot 10^{-4}} = 2,5 \cdot 10^4$$

Zesilovač tedy pracuje blízko stavu naprázdno.



Obr. 9 Blokové schéma vysokofrekvenčního voltmetru VMW 31

Na obr. 10 je uvedeno použité zapojení zesilovače, které umožňuje získat velké zesílení stupně při reálných hodnotách rezistoru R_2 .



ZA PŘEDPOKLADU $R_2 \gg R_4$ PLATÍ

$$A = - \frac{R_2}{R_1} \left(1 + \frac{R_2}{R_4} \right)$$

Obr. 10 Zapojení zesilovače s velkým ziskem.

Na obr. 11 je celkové schéma voltmetru VMW 31, který byl navíc doplněn jednoduchým obvodem pro orientační měření teploty pomocí sondy s perličkovým termistorem 16NR15 /Pramet Šumperk/.

Na desce A je umístěn napájecí zdroj symetrického napětí cca ± 10 V, jehož výstup je vyveden na špičky 16, 9, 10. Je tvořen dvěma emitorovými sledovači s tranzistory T1, T2. Velikost výstupního napětí je dána výběrem diod D9, D10. Stejnoseměrný zesilovač využívá podstaty zapojení z obr 10. Je tvořen operačním zesilovačem IO1, rezistory R30, R31, R4, R51 až R62, P51 až P62. Rezistor R6, resp. jeho hodnota je volena s ohledem na velikost vstupního proudu a potlačení vstupní proudové nesymetrie. Pro R6 v závislosti na R30, R31, R51 až R62, P51 až P62 platí:

$$R6 \doteq (R30 + R31) \parallel (R4 + P51 \text{ až } P62)$$

V tomto vztahu není uvažován vliv dělicího poměru R51 až R62 a vliv R51 až R62, který se uplatňuje až u vyšších rozsahů, kde se však pracuje s nižším zesílením celého zesilovače. Rezistory R14, R15, R1, R2, R5 a potenciometr P3 slouží k nastavení voltmetru /kompensace vstupní napěťové a proudové nesymetrie/. Obvod, složený z D8, D6, D7, rezistorů R7, R8 slouží k ochraně výstupního měřidla M před přetížením; maximální hodnota výstupního napětí U_v ss zesilovače /špička 18/ je prakticky dána zenerovým napětím diody D8 + U_{D6} pro kladnou polaritu U_v a $U_{D8} + U_{D7}$ pro zápornou polaritu U_v . Kondensátor C2 ovlivňuje přenosové vlastnosti ss zesilovače - vytváří integrační složku /filtrace detekovaného napětí/, C1 je použit pro filtraci rušivých signálů na vstupu operačního zesilovače. Rezistory R9, P1, P2 jsou voleny s ohledem na proud, potřebný k dosažení plné výchylky měřidla M, P2 slouží jako dělič pro nastavení úrovně externího výstupu K2. Při měření teploty - polohy "A" a "B" přepínače P1 je segmentem III zkratován zdroj kompenzačního napětí /špičky 5 a 6/. Zdroj pomocného napětí $\pm 5,6$ V je tvořen rezistory R101, R104 a zenerovými diodami D101, D102 /pro $U_z \doteq 5$ V lze vybrat diody s nulovým TK - viz katalog!/. Rezistory R102, R103 jsou voleny s ohledem na typ použitého termistoru a na požadovanou minimální teplotu měření.

Zapojení sondy pro měření střídavého napětí je uvedeno na obr. 15. Frekvenční oblast použití sondy je kromě jejího provedení /parazitní kapacity/ dána parametry diody D201 a hodnotou kondensátoru C201. S diodou GA 201 bylo voltmetru použito ještě k orientačnímu měření v pásmu 70 cm, vhodnější je dioda GA 301 /viz katalog!/.

Zapojení termistorové sondy pro měření teplot je uvedeno na obr. 16. Oblast použitelnosti je dána typem použitého termi-

storu. Běžně dostupné termistory jsou nezáměnné a pro každý jednotlivý kus je nutno zhotovit zvláštní stupnici, nebo kalibrační křivku.

Pro případy měření, kdy je na závadu galvanické spojení země voltmetru s ochrannou soustavou je užit odpojovač elektrické země /spínač S/. Podmínkou je však použití bezpečného transformátoru Tr ve smyslu ČSN 35 1330.

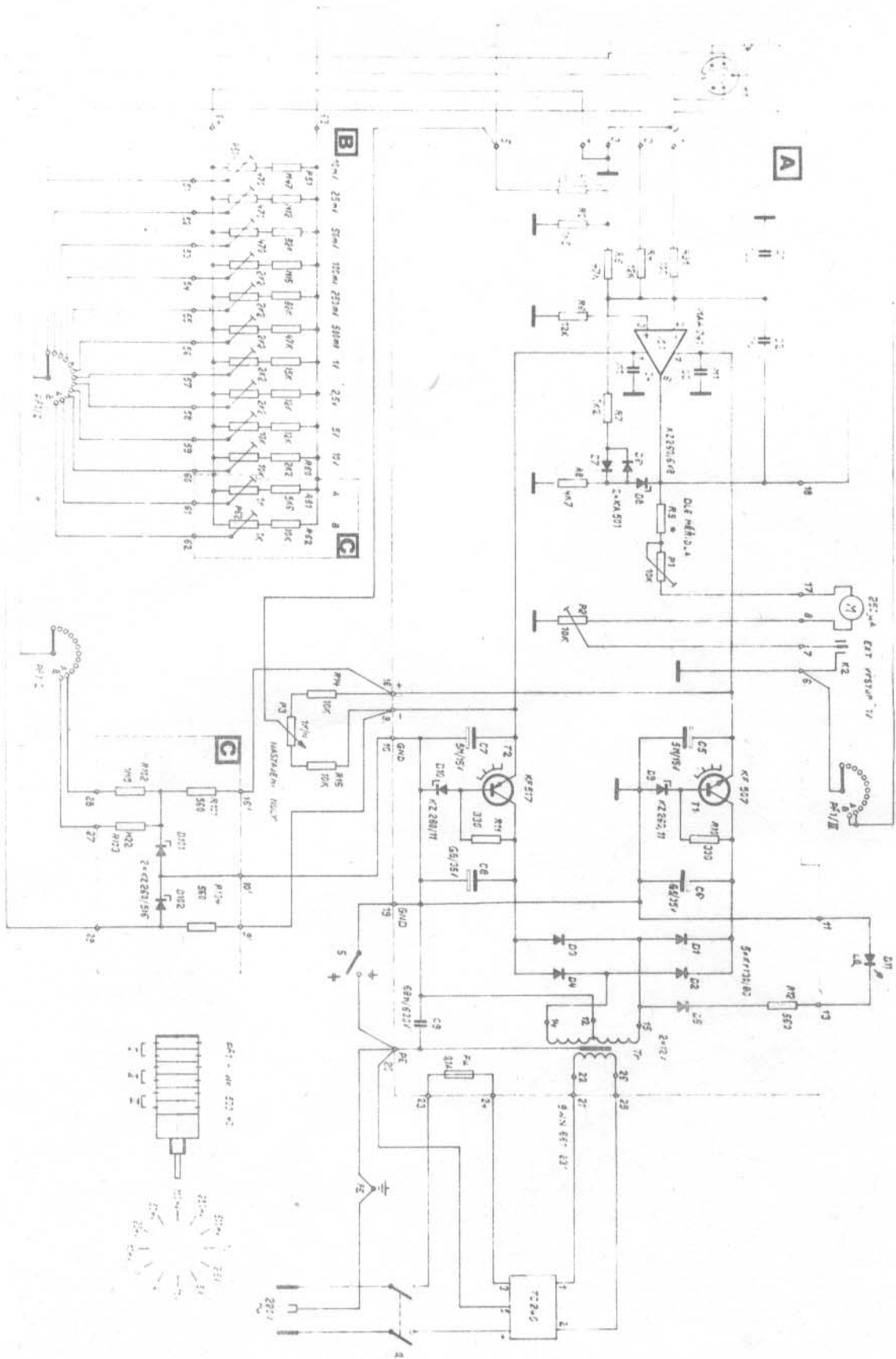
Nastavení rozsahů /kalibrace, cejchování/ provedeme tak, že ve VF sondě zvětšíme hodnotu kondensátoru tak, aby $X_C \ll R_{30}$ pro frekvenci, při které budeme cejchovat a potom pomocí osciloskopu, nebo jiného střídavého voltmetru provádíme srovnání s údajem měřidla M popisovaného přístroje. Je nutné si uvědomit, že vztah mezi vrcholovou a efektivní hodnotou měřeného napětí /harmonického průběhu/ je :

$$U_x = \frac{U_{x\text{ ef}}}{\sqrt{2}}$$

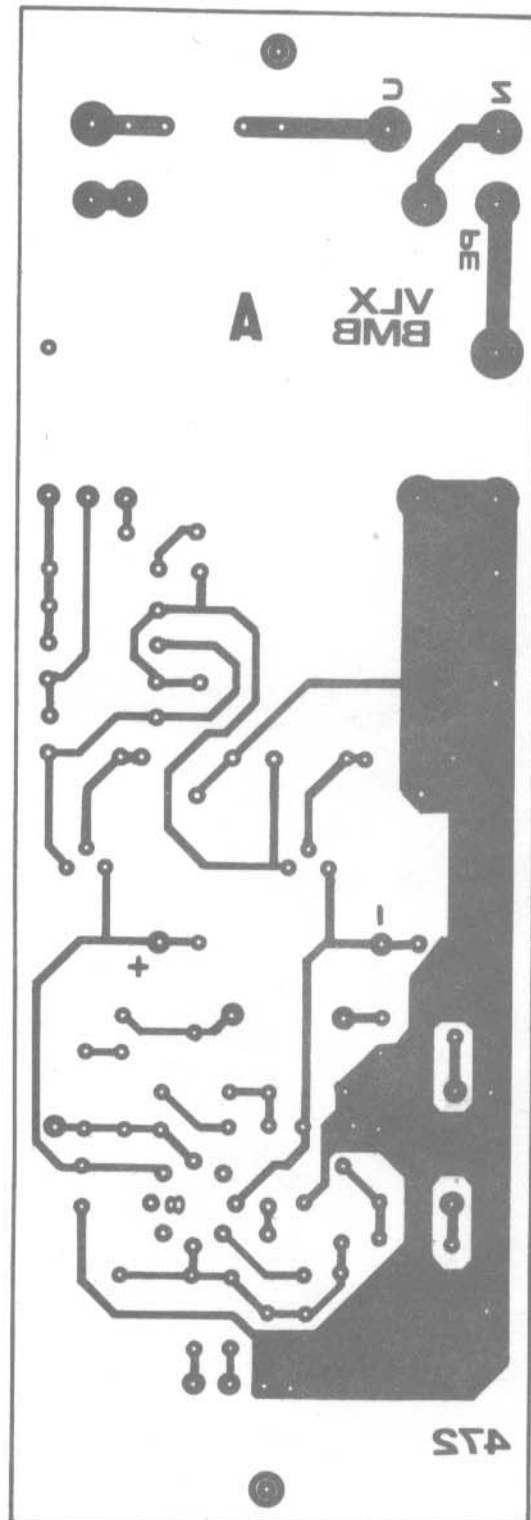
Tento stručný popis některých problémů, spojených s detekcí a měřením střídavých napětí není vyčerpávající. Další podrobnosti je možno nalézt v uvedené literatuře. Stručný je i popis voltmetru VMW31, neboť jsou předpoklady určitých minimálních znalostí těch, kteří se do jeho stavby pustí.

Seznam použité literatury:

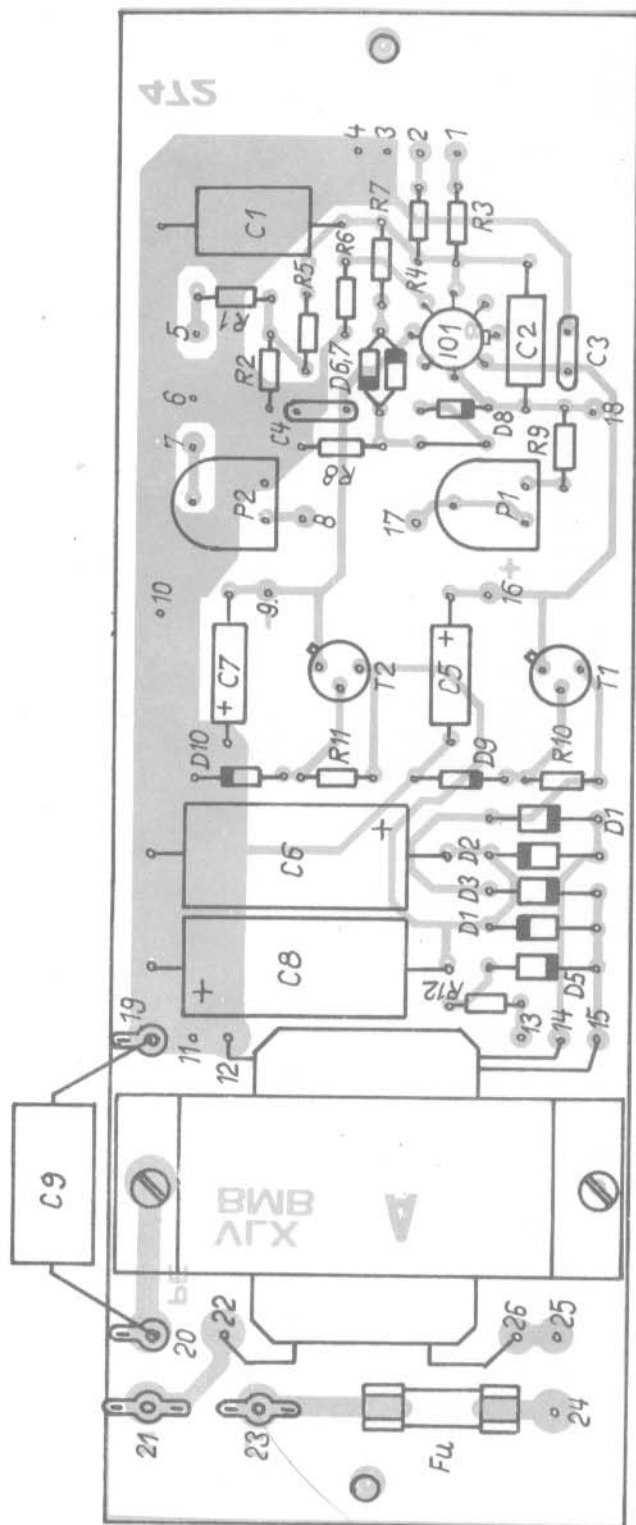
- [1] Kušnir, F., V. : Elektroradioizmerenijsa, Energoizdat Leningrad 1983, str. 75 až 83
- [2] Matyáš, V. : Elektronické měřicí přístroje, SNTL Praha-Alfa Bratislava 1981, str. 59 až 72
- [3] Tesla Brno : Instrukční příručka k voltmetru BM518
- [4] Tesla Brno : Instrukční příručka k voltmetru BM495
- [5] Stránský, J. a kol. : Polovodičová technika, SNTL Praha-Alfa Bratislava 1982
- [6] Kleskeň, B. : Měření v radiotechnice, SNTL Praha 1962
- [7] Labaj, Z. - Staněk, M. : Transistorové a elektronkové voltmetry, SNTL Praha 1970
- [8] Kouřil, F. - Vrba, K. : Nelineární a parametrické obvody, část třetí /učební texty VUT Brno/, SNTL Praha 1973, str. 170 až 174.



Obr. 11 Celkové schéma vysokofrekvenčného voltmetru VMW 31



Obr. 12a Předloha plošného spoje bloku "A". Pohled se strany spojového obrazce. Měřítko 1:1.



Obr. 12b Osazovací výkres bloku "A".

Krajský technický seminář - Olomouc 1984

pořádaný

Okresní radou radioamatérství v Olomouci

ve spolupráci

s Krajským kabinetem elektroniky Ostrava



ANTÉNA PRO VKV S PŘEPÍNATELNOU POLARIZACÍ

OK 2 VLX / OK 2 KYJ

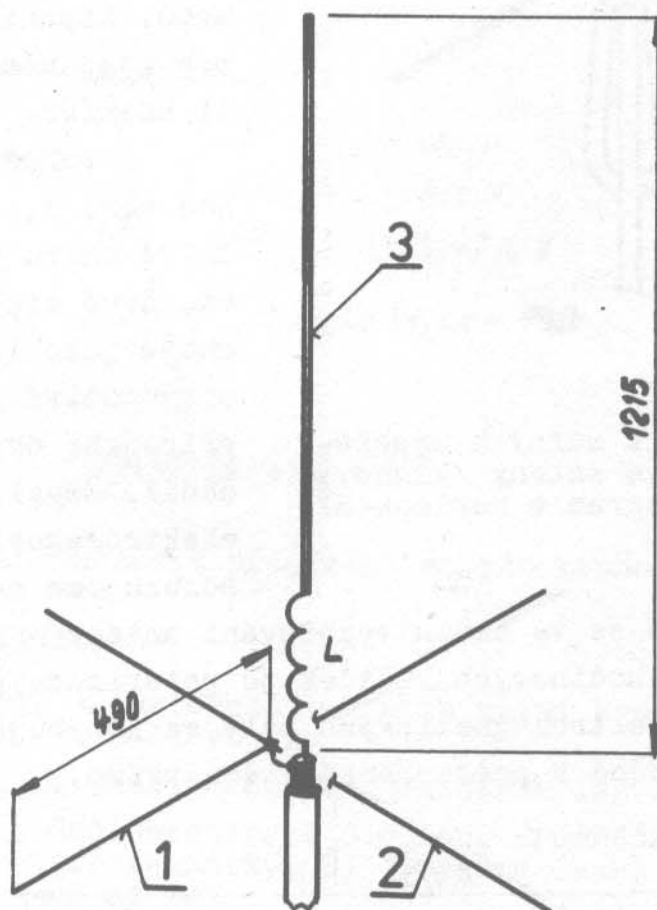
Ing. KUBALA Pavel

Článek je otisknut v doslovném znění rukopisu předloženého autorem k publikování

VŠESMĚROVÁ ANTENA S PŘEPÍNATELNOU H/V POLARIZACÍ.

Bydlení v panelovém domě má své specifické problémy, zejména v oblasti amatérského vysílání. Málokomu se podaří přesvědčit bytovou správu a získat povolení k umístění kvalitní směrové anteny na střechu domu. Pro ty, kterým se to nepodařilo /i já patřím mezi ně/ je určen následující příspěvek.

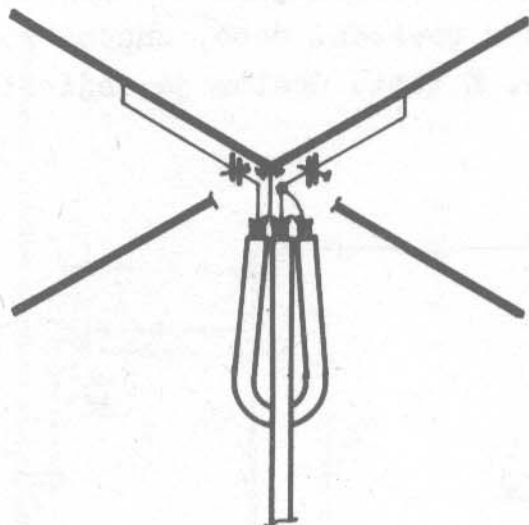
V pásmu 145 MHz se, zejména v poslední době, značně rozšířil způsob práce přes převaděče. K těmto účelům je nejčastěji



Obr.1 Základní uspořádání anteny $5/8 \lambda$.
/Kruhový vyzařovací diagram
ve vertikální rovině/.

používána antena $5/8 \lambda$, jejíž náčrtek je uveden na obr. 1. Podíváme-li se pozorně na uvedenou antenu, vidíme dvě $\lambda/2$ protíváhy zcela nevyužitě. Na obr. 2 je uveden způsob získání všesměrové anteny / s kruhovým vyzařovacím diagramem / ze dvou

$\lambda/2$ dipólů s napájením gama. Propojovací úsek koaxiálního vedení musí otáčet fázi o 90° /podmínka kruhového diagramu/, jeho délka tedy musí být $L_3 = \lambda/4 \cdot V$, kde V = zkracovací koeficient /pro polyetylenové dielektrikum $V = 0,68$ /, nebo lichý násobek $\lambda/4$.

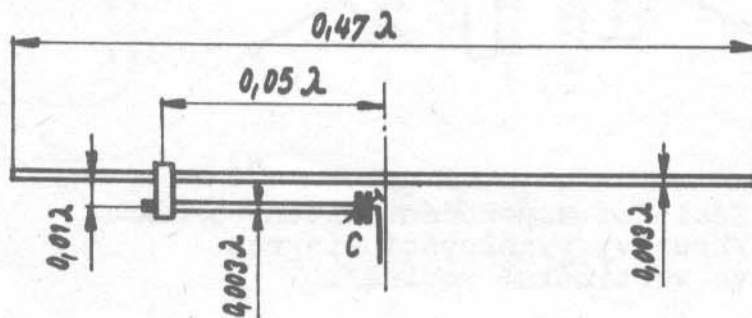


Obr. 2 Jedno z možných uspořádání všesměrové anteny /kruhový vyzařovací diagram v horizontální rovině.

Na obr. 3 jsou uvedeny základní rozměry pro dipól s napájením gama, které respektují šíření elektromagnetického vlnění podél kovových předmětů. Kapacita C je nutná pro kompenzaci indukčnosti bočnicku.

Pokud se zamyslíme nad obr. 3, zjistíme, že ve směru kolmém k rovině, dané dipóly se soustava chová jako levo, nebo pravotočivá /podle místa připojení napájecího vedení/. Smysl otáčení vektoru elektromagnetického pole posuzujeme následujícím

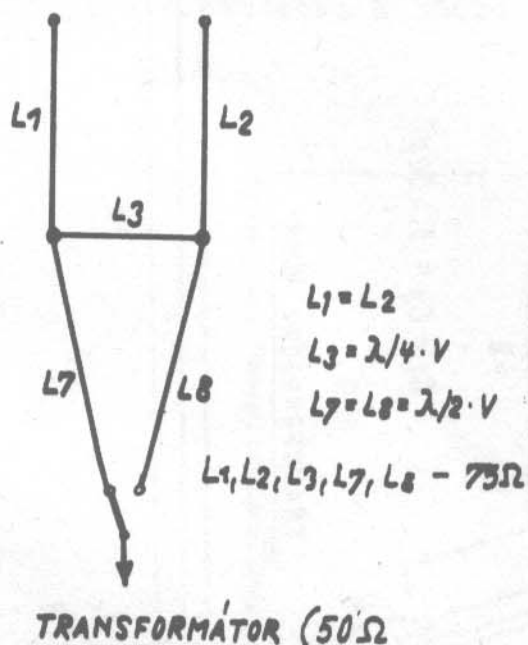
způsobem: díváme se ve směru vyzařování anteny - pohyb vektoru ve směru pohybu hodinových ručiček je polarizace pravotočivá; přitom vektor elektromagnetického pole se pohybuje od prvku napájeného zpožděně k prvku, napájenému přímo.



Obr. 3 Napájení gama / C = kompenzace indukčnosti bočnicku /.

Na obr. 4 je uvedeno celkové elektrické schéma. Kontakty relé "A" přepínáme smysl kruhové polarizace, kontakty relé "B" potom vyzařovací rovinu. Jak je patrné, popisovanými úpravami stávající anteny $5/8\lambda$ jsme dostali jednoduchou antenu, která nám dává další možnosti naší práce. Na obr. 5 je možnost jiného uspořádání pro přepínání smyslu kruhové polarizace.

Kdo nevěří, ať vyzkouší

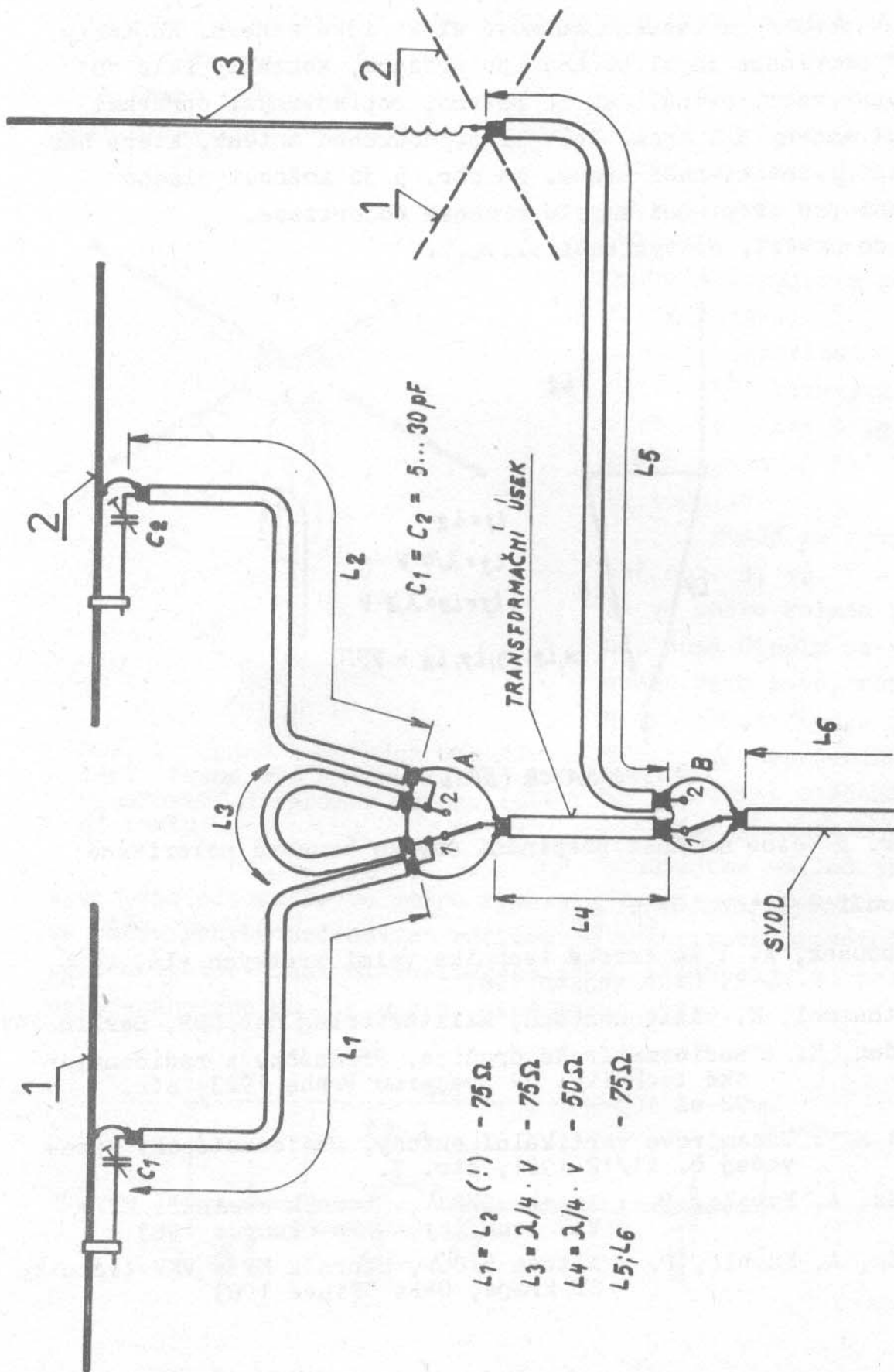


Obr. 5 Jiná možnost přepínání smyslu kruhové polarizace

Seznam použité literatury:

1. Rambousek, A. : Amatérská technika velmi krátkých vln, Naše vojsko 1961
2. Rotthammel, K. : Antennenbuch, Militärverlag der DDR, Berlin 1979
3. Jordan, K. : Radioamatérské družice, Přednášky z radioamatérské techniky, ÚV Svazarmu Praha 1983, str. 92 až 103
4. OK 1 NW : Všesměrové vertikální anteny, Radioamatérský zpravodaj č. 11/12 1981, str. 7.
5. Hanák, A, Kubala, P. : Antena $5/8\lambda$, Sborník semináře KV + VKV techniky, ORRa Olomouc 1983
6. Hanák, A, Kubala, P. : Antena $5/8\lambda$, Sborník KV a VKV techniky SM kraje, ORRa Třinec 1983

Obrázek 4 je na následující straně !



- $L_1 = L_2$ (!) - 75Ω
- $L_3 = \lambda/4 \cdot V$ - 75Ω
- $L_4 = \lambda/4 \cdot V$ - 50Ω
- $L_5; L_6$ - 75Ω

OBR. 4 - ELEKTRICKÉ ZAPOJENÍ VŠESMĚROVÉ V/H ANTENY.

Krajský technický seminář - Olomouc 1984
pořádaný
Okresní radou radioamatérství v Olomouci
ve spolupráci
s Krajským kabinetem elektroniky Ostrava



VSTUPNÍ DÍLY PŘIJÍMAČŮ PRO KRÁTKOVLNÁ PÁSMA

OK 2 BBC

RNDr. FERENC Bohumil

Článek je otisknut v doslovném znění rukopisu předloženého autorem k publikování

VSTUPNÍ DÍLY PŘIJIMAČŮ PRO KRÁTKOVLNNÁ PÁSMÁ

1. Požadavky na vstupní obvody kv přijímače

Přijímače používané v provozu na kv pásmech musí zabezpečit příjem velmi slabých i velmi silných signálů a potlačení signálů nežádoucích. Splnění těchto požadavků ovlivňují rozhodujícím způsobem vstupní díly přijímače, t.j. vf. zesilovače, směšovač a oscilátor.

Příjem velmi slabých signálů může být omezen šumem, který vzniká v samém přijímači, kde jsou jeho zdrojem všechny aktivní prvky i mnoho pasivních součástek. Nejvíce se uplatní šumy vstupních obvodů, které jsou všemi dalšími stupni zesíleny. Použitím moderních polovodičových prvků lze konstruovat obvody jejichž vlastní šum je velmi nízký, takže omezujícím činitelem příjmu slabých signálů se stává vnější šum zachycovaný antenou. Informativní hodnoty šumového napětí přicházejícího na vstup přijímače se vstupní impedancí 75 Ohm a šíří pásma mf. zesilovače 3kHz jsou na jednotlivých pásmech následující /1/ :

Šum	Napětí šumů na vstupu přijímače u V					
	Pásmo m					
	160	80	40	20	14	10
Galaktický	4,8	3,2	1,5	0,48	0,36	0,23
Atmosferický ve dne	0,65	0,43	0,86	0,79	0,23	0,10
Atmosferický v noci	69	19	3,2	0,29	0,10	0,10
Průmyslové poruchy na předměstí	40	19	10	4,8	2,9	1,3

Při analýze reálné citlivosti přijímače je nutno přihlížet i ke vlivu napájecího vedení mezi antenou a přijímačem. Má-li na př. koaxiální kabel VCEOM 75-5,6 měrný útlum 0,072 dB/m je útlum napájecího vedení délky 20m 1,44 dB

t.j. 1,39 krát. Bude-li šumové číslo přijímače 10 dB, pak se i při dokonalém přizpůsobení napaječe zhorší na 11,5 dB. V praxi je však obtížné dosáhnout dokonalého přizpůsobení jednoduchými prostředky a proto se volí kompromisní řešení, se kterým jsou výsledky ještě nepříznivější. Aby se podstatně nezhoršil poměr signál/šum na vstupu napájecího vedení je žádoucí, aby šumové číslo přijímače s napájecím vedením nebylo větší než 0,1 šumového čísla anteny / v k To-nikoliv v dB/, t.j. souhrn všech vnějších šumů. S přihlédnutím k údajům ve výše uvedené tabulce lze vypočítat odpovídající šumové číslo a citlivost přijímače na př. pro odstup signálu k šumu 10 dB /t.j. $\sim 3:1$ / a pro délku napájecího vedení 20m koaxiálního kabelu s impedancí 75 Ohm.

		Pásmo m					
		160	80	40	20	14	10
Šumové číslo dB	město	51	44	38	31	28	21,5
	venkov	33	28,5	22	19	12	8,5
Citlivost μV	město	41	20	9	3,5	2,8	0,9
	venkov	5,5	3	1,4	0,75	0,4	0,2

Je tedy zřejmé, že vlivem vnějších šumů nemá význam dosáhnout vyšší citlivosti přijímače než 5 uV v pásmu 160m a 0,2 μV v pásmu 10m.

Často bývá citlivost přijímače udávána šumovým číslem /obvykle v dB/, vyjadřujícím kolikrát více přijímač šumí proti ideálnímu bezšumovému, jehož šumové číslo je 1 /0 dB/. Není účelné aby šumové číslo kv přijímače bylo menší než 10 dB a na pásmu 10m menší než 8 dB. Pokud se použije náhražkových zejména nepřízpůsobených anten je vhodné použít přijímače s lepším šumovým číslem 6 až 8 dB.

Příjem velmi silných signálů je závislý na schopnosti přijímače zpracovat lineárně velká vstupní napětí, která se vytváří na vstupu přijímací anteny v důsledku zvyšování výkonu vysílačů, používání směrových anten s velkým ziskem, nebo vlivem blízkých vysílačů v hustě

obydlených oblastech, případně vytvořením mimořádných podmínek šíření. Tato napětí mohou dosahovat desítek, někdy i stovek mV.

Schopnost zpracovat lineárně velká vstupní napětí závisí na všech stupních, které jsou před obvody hlavní selektivity. Tyto jsou poměrně širokopásmové a v jejich propustném pásmu může být přeneseno i několik signálů vysílačů s vysokou úrovní napětí. Aktivní prvky jsou schopny lineárně zesilovat přivedené vstupní napětí až do určité úrovně, od které dochází ke kompresi zesilovaného signálu vlivem začínající nelinearity zesilovače. Bod 1 dB komprese je počátkem snížení citlivosti přijímače. Bude-li tento naladěn na příjem slabého signálu a vlivem nedokonalé selektivity vstupních obvodů projde na vstup zesilovače nežádoucí signál s úrovní odpovídající bodu 1dB komprese, dojde k zeslabení žádaného signálu a při velmi vysoké úrovni nežádoucího signálu až k zablokování příjmu. Počínaje bodem 3dB komprese se objevuje jiný druh amplitudového zkreslení-křížová modulace. Projevuje se tím, že modulace velmi silného nežádoucího signálu se namoduluje na signál žádaný. Jakmile vznikne, není již žádnými prostředky v přijímači odstranitelná. Nejúčinnějším způsobem jak zabránit jejímu vzniku je zeslabení vstupních signálů před prvním aktivním prvkem. Při zeslabení žádaného signálu n krát je součinitel křížové modulace zeslaben n^2 krát.

Potlačení nežádoucích signálů které nespádají do propustné šíře pásma obvodů hlavní selektivity je rovněž ovlivněno rozhodujícím způsobem vstupními díly přijímače. K těmto signálům patří signály vysílačů pracujících na zrcadlovém kmitočtu a signály, které vznikají jako produkt nelineárního zesílení a směšování. Omezení vzniku nežádoucích projektů je ve většině případů závislé na selektivitě vstupních laděných obvodů, linearitě stupňů před obvody hlavní selektivity a v některých případech i na kmitočtovém spektru oscilátoru.

Potlačení signálů na zrcadlovém kmitočtu není obvykle větším problémem, zejména při vyšším mf. kmitočtu. Ovšem nežádoucí signály pocházejí od amplitudového zkreslení v nelineárním zesilovači mnohdy nelze zvýšením selektivity laděných obvodů potlačit, protože jsou příliš blízko kmitočtu na který je přijímač naladěn /i když dosti daleko od propustného pásma obvodů hlavní selektivity/. Jde o intermodulační zkreslení vznikající v nelineárním zesilovači za přítomnosti dvou nebo i více signálů o rozdílných kmitočtech. V důsledku nelinearity nebudou na výstupu zesilovače jen tyto dva /nebo více/ kmitočty, ale i jejich zkreslené produkty ve formě druhé a třetí harmonické. Na selektivním výstupu sice budou harmonické kmitočty potlačeny, nelinearity zesilovače však způsobí, že dojde ke směšování základních kmitočtů s jejich harmonickými a výsledné směšovací produkty již spadají do propustného pásma výstupního obvodu. Při více silných signálech na vstupu zesilovače vzniká jejich vzájemným směšováním a kombinovaným směšováním jejich harmonických kmitočtů velké množství produktů. U přijímače s nedostatečnou vstupní selektivitou může takový případ nastat dosti často, je-li na pásmu větší počet silných vysílačů. Rušivé signály mohou překrýt signály slabých dx stanic, takže tyto se stanou nečitelnými.

Z výše uvedených pohledů je důležitým parametrem přijímače jeho dynamický rozsah. Udává v dB poměr nejslabšího přijímatelného signálu k nejsilnějšímu, při zachování požadované linearity. Jeho horní hranicí je úroveň vstupního signálu při které jsou produkty intermodulačního zkreslení právě na úrovni šumového prahu a spodní pak úroveň šumového prahu, t.j. šumové číslo přijímače. Dynamický rozsah přijímače má být nejméně 100dB.

Dynamický rozsah přijímače je omezován i při nedostatečné spektrální čistotě oscilátorového signálu,

bez ohledu na to zda jde o oscilátor laditelný nebo řízený krystalem. Při malém odstupu nežádoucích složek oscilátorového kmitočtu vzniká jev nazývaný v zahraniční literatuře "blockingeffect" spočívající v tom, že silný nežádoucí signál blízko kmitočtu na který je nalaďen přijímač, je směšován se šumovým postranním pásmem kmitočtu oscilátoru /je-li jeho úroveň dostatečná/ a může zcela překrýt přijímaný slabý žádaný signál. Blockingeffect se projevuje akusticky vzrůstem šumu v reproduktoru nebo sluchátkách.

Většina výše uvedených nežádoucích jevů může být omezena nebo zcela potlačena volbou vhodné koncepce přijímače, použitím odpovídajících součástí a nastavením jejich pracovních režimů. Jak vyplývá z předchozího, největší vliv mají vstupní díly přijímače, t.j. směšovač, vf. zesilovač, obvody preselekce a oscilátor.

2. Některá opatření ve směšovači

Směšovač zpravidla ovlivňuje nejvíce odolnost přijímače proti nežádoucím signálům, protože svojí funkcí - směšováním žádaných signálů dává předpoklady i ke vzniku nežádoucích produktů. Nevhodně řešený směšovač může vytvořit kromě součtového a rozdílového signálu celou signálů, směšováním s harmonickými oscilátory a pod. Správně navržený směšovač má mít malý šum, vysokou linearitu a dostatečný směšovací zisk, aby mohl být použit na vstupu přijímače bez předchozího vf. zesílení. Nejjednodušší cestou k takovému směšovači je použití Schottkyho diod /dnes se již vyrábí v T e s l e Piešťany pod označením KAS 31 /. Vysoký dynamický rozsah mají dvojité vyvážené směšovače o nichž lze najít více podrobností např. v /2/. Velmi velkého potlačení vstupních signálů lze dosáhnout u zapojení podle obr. 1 se dvěma kruhovými směšovači. Úroveň potlačení je závislá na symetrii vinutí transformátorů, rovnosti indukčností a činných odporů v jednotlivých větvích, parazitních kapacitách vzhledem k bodům

symetrie a na identičnosti charakteristik směšovacích diod.

Zajímavým řešením směšovače s vysokým dynamickým rozsahem je zapojení podle obr.2. popsané v časopise Radio č.10/1982. Sestává ze dvou diodových klíčů /diody V4 až V11/ v můstrkovém zapojení a řídicího obvodu. Prvky D1.1 a D1.2 vytváří ze sinusového napětí oscilátoru pravoúhlé impulzy se strmostí náběžné hrany do 2ns. Impulzy jsou dále zesíleny v diferenciálním zesilovači s tranzistory V2 a V3. Směšovač se vyvažuje odporem R1 ovlivňujícím rovnost délky záporných a kladných řídicích impulsů. Vazební transformátor T1 v provedení se závitem nakrátko zabezpečuje minimální zkreslení řídicích impulsů. Odpory R12 až R15 omezují maximální proud přes sepnutý klíč a úbytek napětí na nich určuje maximální amplitudu vstupního signálu směšovače. V článku se uvádí následující výsledky. Citlivost při odstupu signálu k šumu 10dB je rovna 1,8 uV. Komprese žádaného signálu o 1dB nastává při úrovni nežádoucího signálu 1,6Vef. Úroveň intermodulačního produktu třetího řádu není větší než -100dB. Těleso transformátorů T1 a T2 se závitem nakrátko /obr.3/ je mosazné, nejlépe s postříbřeným povrchem, s podélnými výřezy pro vývody vinutí. Vinutí jsou navinuta na samostatných feritových toroidech \varnothing 10mm z materiálu N05. Vinutí ze smaltovaného drátu opředeného hedvábím o průměru 0,2mm zkroucené ze tří kousků drátu délky asi 15cm tak, aby byl asi 1 zkrut na 1cm délky. Na toroid se navine 10 závitů zkrouceného svazku. Začátek 1. vinutí /1z/ se spojí s koncem druhého /2k/ a tak se získá střed symetrického primáru. Třetí vinutí tvoří sekundár. Výstupní odpor zdroje signálu a zatěžovací odpor výstupu směšovače musí být v rozmezí 50 až 760hm. Konstrukční řešení musí zabezpečit co nejlepší symetrii a pečlivé stínění. Napájení přes vf. filtrační člen.

Výhodné vlastnosti mají i vyvážené směšovače s tranzistory řízenými polem, ať jednobázovými nebo dvoubázovými. Kvadratická převodová charakteristika těchto

prvků je výhodná z hlediska potlačení intermodulačních produktů třetího a vyšších lichých řádů. Vyvážené zapojení pak potlačuje účinně produkty druhého a vyšších sudých řádů. Na rozdíl od diodových směšovačů, které mají směšovací útlum 6 až 8dB, mají směšovače s tranzistory řízenými polem směšovací zisk a s vhodnými typy i přiměřeně nízké šumové číslo, takže přijímač s tekovým směšovačem nevyžaduje vf. zesilovač ani na vyšších kv pásmech. Jsou však většinou složitější než diodové, zejména s jednobázovými tranzistory a jsou dražší. Proto jsou méně používané. Ze vhodných zapojení je na obr. 4 uveden vyvážený směšovač s dvoubázovými tranzistory řízenými polem podle /3/, určený pro přijímač typu "up-konvertor", t.j. se širokopásmovým vstupem 2-30MHz a vysokou první mezifrekvenčí /41MHz/. Dvoubázové tranzistory 3N200 je možno nahradit typem KF 907 Tesly Piešťany. Širokopásmový transformátor na vstupu směšovače je obdobného provedení jako výše popsaný.

3. Vf. zesilovač u přijímače pro kv pásma

Schopnost potlačit nežádoucí signály je závislé na aktivních prvcích umístěných před obvodu hlavní selektivity. Počet aktivních prvků má být co nejmenší, jen kolik je potřebných pro zajištění požadovaného šumového čísla přijímače. Moderní kvalitní přijímače mají většinou zařazen před obvodu hlavní selektivity jen směšovač. Avšak jednoduchým výpočtem lze zjistit, že nároky na šumové vlastnosti tohoto směšovače a stupně následujícího za ním jsou velmi vysoké. Za předpokladu, že šumové číslo celého přijímače nemá být horší než 10dB bude třeba při použití diodového směšovače se šumovým číslem 6dB a směšovacím útlumu 8dB, aby šumové číslo stupně následujícího za směšovačem nebylo větší než 2,9dB, jinak se projeví nepříznivě jeho vliv na citlivost přijímače. Výstup mf. kmitočtu ze směšovače musí být zatížen nízkou impedancí s charakterem ohmického odporu,

jinek dochází k značnému zhoršení dynamického rozsahu přijímače. Reálná zátěž musí být zachována nejen pro m_f .kmitočet, ale i pro kmitočet zrcadlové m_f , tedy velmi přesně v širokém kmitočtovém rozsahu. Možnosti jak splnit tuto podmínku jsou prakticky dvě. První z nich je použití výkonového tranzistoru řízeného polem se vstupní impedancí 50 Ohmů v celém kmitočtovém rozsahu přicházejícím v úvahu a se šumovým číslem v tomto rozsahu pod 3dB. Jeden z mála vhodných typů je tranzistor CP 643, který však není ani levný, ani se snadno nesežene. Druhou možností je zakončení výstupu směšovače odporem, zvláště v bezindukčním provedení, na který je navázán zesilovač s vysokou vstupní impedancí, která nebude mít podstatný vliv na velikost impedance odporu. Toto řešení popsal OK 1AVV v RZ č. 4/1981. Avšak použitý tranzistor KFW 16 má šumové číslo 6dB /na kmitočtu 200MHz/, takže z tohoto hlediska pravděpodobně nevyhoví.

Uvedené podmínky jsou příčinou toho, že mnohem snáze se dosáhne požadované citlivosti zařazením v_f . zesilovače před směšovač, zejména na vyšších kv pásmech. Jeho zesílení má být jen takové, jaké je nezbytně nutné pro překrytí šumů směšovače, protože o tuto hodnotu se snižuje dynamický rozsah směšovače. Zesílení se počítá včetně ztrát v obvodu preselekce. V_f zesilovač musí pracovat v lineárním režimu a nastavený pracovní bod se nemění, na př. zavedením AVC. Nejlepších vlastností dosahují zesilovače osazené výkonovými tranzistory řízenými polem. Vhodné typy lze obstarat i v SSSR. Na obr.5 je příklad v_f zesilovače s jednobázovým tranzistorem řízeným polem typu KP 903V v zapojení se společnou bází a zápornou zpětnou vazbou přes transformátor T1. Vlivem této zpětné vazby má takový zesilovač při proudu kolektoru 80 až 100mA a nepájecím napětí kolem 18V stálé zesílení 7 až 8dB v pásmu kmitočtů širším než 1:30 s dynamickým rozsahem více než 120dB. Vstupní a výstupní odpor jsou přibližně stejné a blízké 50 Ohmům. Transformátor T1 má primární vinutí 2 závitů

drátu 0,15mm smalt a hedvábí navinuté na povrchu sekundárního vinutí 2x6 závitů s odbočkou uprostřed navinutých dvěma dráty 0,15mm smalt a hedvábí po celém obvodu toriodu \varnothing 10mm z materiálu H20./Voriginále v časopise Radio 1/1983 použit toriod K12x8x3 z materiálu M3000HM s poněkud odlišnými magnetickými hodnotami/. Pracovní bod zesilovače se nastavuje změnou hodnoty odporu v emitoru.

Vhodným typem výkonového vf. tranzistoru řízeného polem, avšak dvojbázového je KP 902A. Vzhledem k vyššímu vstupnímu odporu těchto tranzistorů je použitelný hlavně pro vf. zesilovač se selektivními obvody. Příklad zapojení vf. zesilovače s takovým tranzistorem je na obr.6.

Dobrych výsledků lze dosáhnout i s bipolárními tranzistory, avšak většinou s těmi typy, které jsou určeny pro větší vf. výkony. Zapojení používají více zpětných vazeb, čímž se dosahuje vysoké linearity a širokopásmovosti. Tranzistory pracují s kolektorovými proudy 30 až 100mA. Problematice těchto zesilovačů bylo věnováno několik článků v AR a RZ. V zahraniční literatuře se objevily i popisy širokopásmových vf. zesilovačů s bipolárními tranzistory pro nižší vf. výkony, na př. typu BFY⁰⁰ nebo BFW30 a pod. Zapojení je většinou dvoustupňové se zpětnou vazbou přes dva stupně. Příklad takového zesilovače je na obr.7a. Velikost zpětné vazby se nastavuje, odporem R2. Zesílení a šíře pásma zesilovače pro různé hodnoty tohoto odporu jsou v tabulce u obrázku. Vzhledem k nízké hodnotě vstupního odporu je třeba aby zdroj signálu měl vnitřní odpor ohmického charakteru blízký 500hm. Vhodnějším je zapojení podle obr.7b, u kterého lze upravovat kmitočtovou závislost zesílení změnou hodnot RC členu v emitoru tranzistoru prvního stupně. Průběh zesílení v závislosti na kmitočtu a závislost výstupního napětí na vstupním pro některé hodnoty RC členu jsou rovněž v obr.7b. Z kmitočtové charakteristiky je zřejmé, že lze dosáhnout aby na

nižších kmítočtech bylo zesílení menší než na vyšších, tak jak je to vhodné z hlediska úrovně vnějších šumů.

4. Obvody preselektce a jejich vliv

Na potlačení nežádoucích signálů a dynamický rozsah přijímače mají jistý vliv i obvody preselektce. Účinek obvodů preselektce a odolnost proti intermodulačnímu zkreslení vyjádřená porovnávacím parametrem "Intercept point" /IP/ jsou vzájemně zaměnitelné. Stejných příjmových podmínek lze dosáhnout se selektivními úzkopásmovými obvody preselektce a zesilovačem s nízkým IP jako s přijímačovým vstupem moderní koncepce, t.j. širokopásmová propust a zesilovač s vysokým IP. Ovšem s přihlédnutím k velkému počtu kv pásem a tím k potřebě přepínat, případně i přeladovat větší počet rezonančních obvodů je vhodnější kombinace širokopásmového vstupu se zesilovačem s vysokým IP /případně bez zesilovače přímo se směšovačem za vstupním obvodem/.

Selektivita obvodů preselektce potlačí nežádoucí signál tehdy, jestliže je kmítočtově odlišný od přijímaného nejméně tak, aby ležel mimo propustné pásmo obvodů hlavní selektivity. Ideálním by bylo, aby šíře pásma obvodů preselektce souhlasila se šíří pásma obvodů hlavní selektivity. Toho nelze dosáhnout protože činitel jakosti Q cívek obvodů preselektce nemá potřebnou hodnotu. Při poměrně úzkých amatérských kv pásmech je spíše obvyklé, že šíře propouštěného pásma obvodů preselektce bude rovna šíři amatérského pásma již u dvou rezonančních obvodů s kritickou vzájemnou vazbou. Použitím takových pásmových propustí je možno sestrojít obvody preselektce, které nevyžadují přeladění v rozsahu příslušného pásma a pro jednotlivá pásma se pouze přepínají. Má-li být dosaženo prokazatelného zlepšení dynamického rozsahu přijímače zvýšením selektivity přeladitelných

obvodů preselekce nepostačí v žádném případě běžné řešení. Jistého účinku lze dosáhnout na nižších pásmech použitím několika /obvykle dvou/ přeladitelných pásmových filtrů s indukčnostmi o co nejvyšším činiteli jakosti. Příkladem takového preselektoru je zapojení popsané v Radiu 4/1983, ve kterém je použito šestinásobného otočného kondenzátoru ze stanice R - 123. První čtyři sekce přelaďují vstupní pásmový filtr ze čtyř volně vázaných indukčností s činitelem jakosti Q nejméně 350. Vstup k anténě a výstup k vf zesilovači s dvoubázovým typu KF 907 je velmi volně vázán /vazební cívky mají méně než 1/10 počtu závitů cívky rezonančního obvodu/. Poslední dvě sekce otočného kondenzátoru přelaďují druhý dvouobvodový pásmový filtr obdobného provedení t.j. s volnou vazbou mezi obvody a ke vstupu i výstupu filtru. Je uváděna šíře pásma preselektoru v pásmu 7 MHz rovna 10 až 12 kHz s činitelem strmosti propustné křivky ne horším než 5 /na úrovni poklesu 6 a 60 dB/, zesílení kolem 20 db. Indukčnosti jsou navinuty na toroidu o průměru 12 mm z materiálu M30 VČ-2. Z našich snad vyhoví materiál N 02. Vinutí z drátu 0,23 mm smalt a hedvábí. Je třeba upozornit, že takové řešení je vysloveně jednopásmové a že jej nelze použít pro přepínání pásem. Jistá možnost je přelaďování v rozsahu více pásem, ovšem s tím, že vlivem kmitočtové závislosti vazby mezi obvody se bude propouštěné pásmo a celkové zesílení měnit.

Při všepásmovém provedení obvodů preselekce s použitím přepínání na jednotlivá pásma je nejvhodnější použití tříobvodových pásmových filtrů. Indukčnosti bývají většinou navinuty na feritových toroidech nebo dvouotvorových jádrech. O konstrukci takových filtrů bylo již dosti napsáno v RZ. Je však třeba upozornit na tvrzení UA 3 AAO, že feritové materiály použité v rezonančních obvodech pro kmitočty 14 MHz a výše mohou značně zúžit dynamický rozsah

přijímače, takže je lépe použít vzduchových cívek.

Zesilovače a směšovače s vysokým IP umožňují použít v preselektoru širokopásmových obvodů, které musí ale zabezpečit potřebnou selektivitu proti zrcadlovým kmitočtům a zabránit přímému pronikání mf. kmitočtu přes vstup přijímače. Oba požadavky se splní poměrně snadno, je-li mf kmitočet /po případě l. mf kmitočet/ vyšší než nejvyšší přijímaný. Protože i kmitočet oscilátoru lze zvolit v oblasti nad pásmem přejímaných kmitočtů, bude možno místo preselektorových obvodů použít pásmové propusti 1,5 až 30 MHz, takže "přepínání" pásem se provádí pouhou změnou kmitočtu oscilátoru.

Vhodným řešením je i volba mf kmitočtu pod oblasti, ve které leží přijímaná pásma. Pak lze použít kombinace horních a dolních propustí s pásmovými. První mf. kmitočet však musí být co nejvyšší /ale vždy pod nejnižším kmitočtem dolní propusti/. Mf. zesilovače s tímto kmitočtem se přeladuje. Blokové schéma takového řešení ze /4/ je na obr. 8. První mf. kmitočet může zahrnout pásmo 160 metrů, takže ostatní kv pásma používají pevných oscilátorů, případně řízených krystalem. Propustě řešené na nízké impedanci zjednodušují přepínání pásem, bez pozorovatelného zhoršení může být použito přepínače s diodami .

Obdobně lze postupovat i s mf kmitočtem v jednotkách MHz. Jeho hodnota musí být zvolena tak, aby ležela dostatečně, daleko od obou pásem mezi kterými se nachází, např. 5,3 MHz, 8,5 MHz apod. Místo horní propusti před pásmovými propustmi na obr. 8 se použije odlaďovače mf. kmitočtu, např. seriového rezonančního obvodu naladěného na mf kmitočet, který pro tento kmitočet představuje prakticky zkrat. Oscilátor je přeladitelný a jeho kmitočet se volí tak, aby zrcadlový kmitočet ležel v oblasti, která je kombinací zařazených dolních a horních propustí potlačena. Je-li v mf. zesilovači použito vícenásobného krystalového filtru, může druhý mf. kmitočet odpadnout. Pro

uvedený případ je možno použít následující kombinace horních a dolních propustí:

Vstup: dolní propust 30 MHz - horní propust 1,5 MHz

Přepínatelné: dolní propust 4 MHz pro pásma 1,8 a 3,5 MHz

dolní propust 7 MHz pro pásmo 7 MHz /s vyšší strmostí boků/.

horní propust 10 MHz pro pásma 10 a 14MHz /s vyšší strmostí boků/.

horní propust 18 MHz pro pásma 18 a 21MHz

horní propust 24 MHz pro pásma 25 a 28MHz

Mf. kmitočet v blízkosti 8,5 MHz, oscilátor se ladí na pásmech 1,8 až 14 MHz nad pásmem na ostatních pod pásmem.

5. Omezení vlivu šumového spektra oscilátoru

Signál z oscilátoru, mimo potřebnou kmitočtovou stabilitu má mít co nejlepší spektrální čistotu s nejnižším obsahem šumu v postranních pásmech.

Šum oscilátoru je v první řadě ovlivňován ztrátami v ladícím obvodu. Nejvíce tyto ztráty ovlivňuje varikap, pokud je k ladění nebo dolaďování použit. Jeho vliv se omezí tím, že se volí rozsah kmitočtů přes který je oscilátor diodou přeladován maximálně 1 MHz. Větší změny kmitočtů se provádí přepínáním indukčností nebo kapacit /kondenzátorů/ přes vhodné spínací diody /se seriovým odporem kolem 0,5 Ohm/. Je účelné vybrat variikap na co nejnižší šum.

V přijímačích s velkým dynamickým rozsahem nejsou běžné LC oscilátory příliš vhodné. Ke zlepšení šumového spektra bylo v řadě zahraničních pramenů použito dělení kmitočtu 8 až 10 krát, někdy i více, čímž se zúží i šumová postranní pásma. Oscilátor ovšem musí kmitat na tolikrát vyšším kmitočtu, kolikrát se provádí dělení. Pro stabilizaci

kmítočtu lze použít fázového závěsu.

Napájecí napětí pro oscilátor nemá být v žádném případě stabilizováno zenerovou diodou, protože tyto prvky mají značný vlastní šum, který se pak namoduluje na signál oscilátoru a vznikne kmítočtově modulované spektrum. Vhodnější je použití několika křemíkových diod zapojených v přímém směru v serii nebo elektronické stabilizace např. s integrovaným obvodem MAA 723.

Aby se omezila na minimum nf šumová modulace je vhodné, aby báze oscilátorového tranzistoru byla galvanicky uzemněna a mezi oscilátorem a směšovačem byla přímá vazba /bez oddělovacích kondenzátorů/. Příklad takového oscilátoru a směšovače popsal UA 3 AAO v článku "Uzly sovremennogo transivera" v Radiu č. 3/1984.

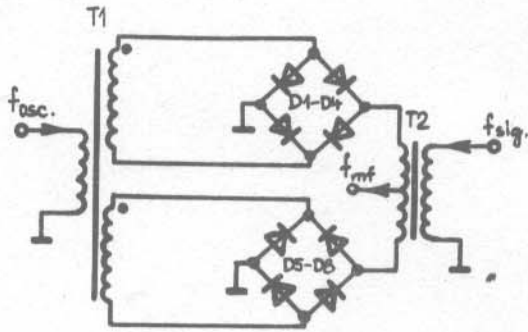
L i t e r a t u r a :

- /1/ Bezrukov, A.V.: "Ljubitel'skij svjaznoj prijemnik"
Vyd. "Radio i svjaz" Moskva 1983
- /2/ OK 1 AVV : "Dvojitě vyvážené směšovače"
Radioamatérský zpravodaj č. 3/1983
- /3/ Rohde, U.L.: "Stand der Technik bei Amateurfunkgeräten im KW-Bereich" Funkschan 24/1972 a 1/1973
- /4/ Thieme, R.: "KW - Empfänger mit Hochstrom - Eingangsteil in Niederohmtechnik und mit elektronischer Bandumschaltung" Funkamateureur č. 11 a 12/1982

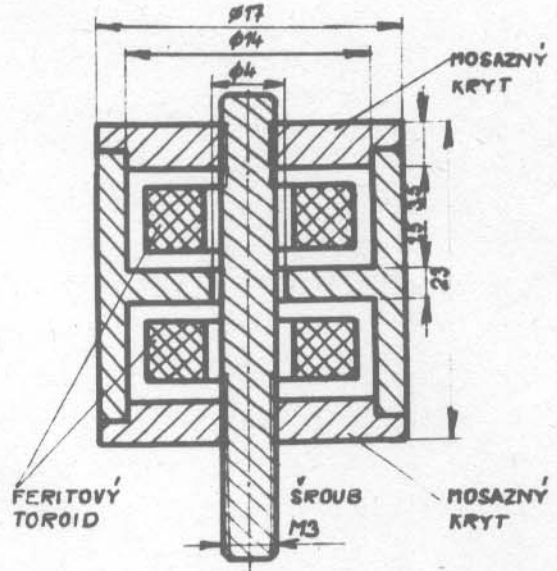
Dále :

Borovička J. "Vstupní obvody přijímačů, mezifrekvenční zesilovače, modulátory" Přednášky z amatérské radiotechniky 11.

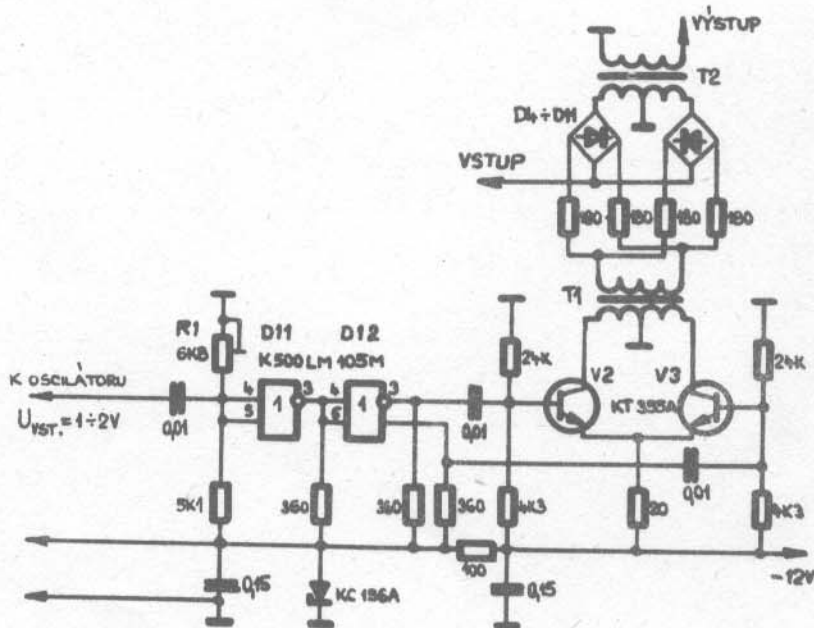
Radioamatérský zpravodaj, Radio SSSR, Funkamateureur NDR, QST.



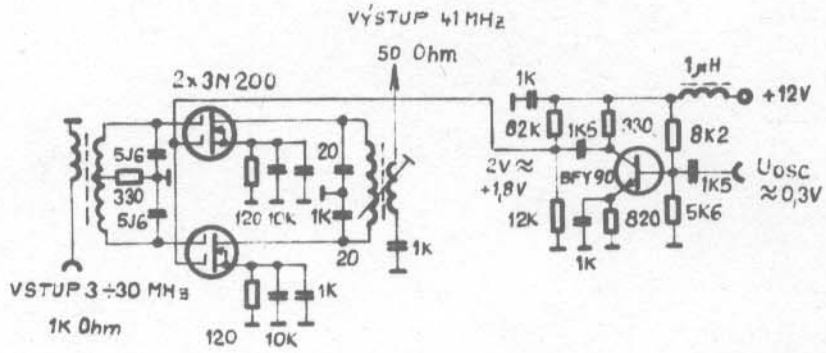
Obr. 1



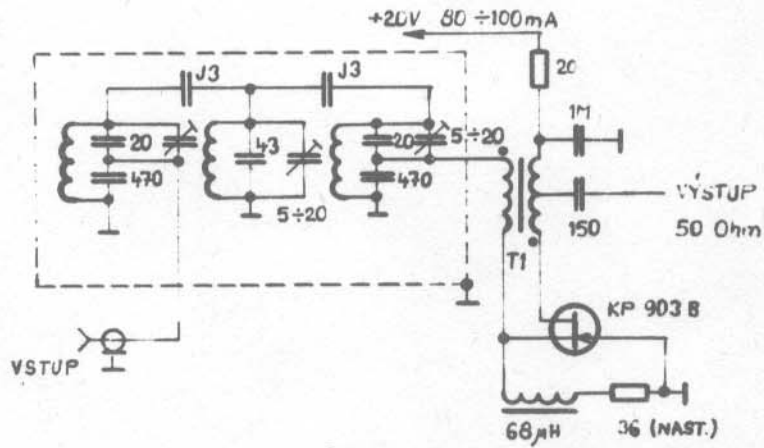
Obr. 3



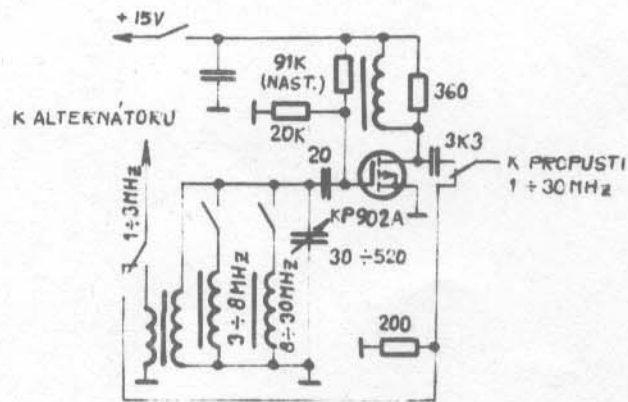
Obr. 2



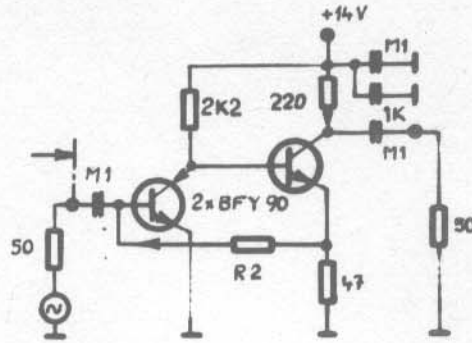
Obr. 4



Obr. 5

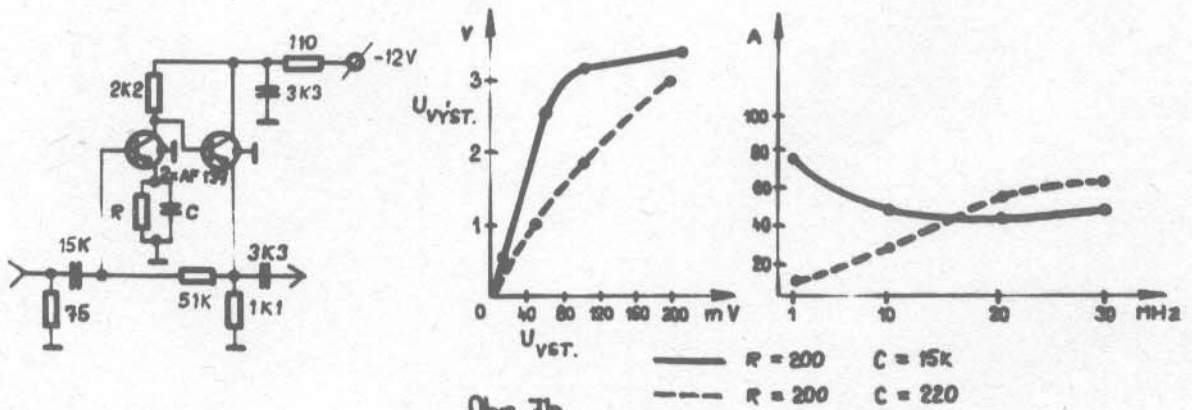


Obr. 6

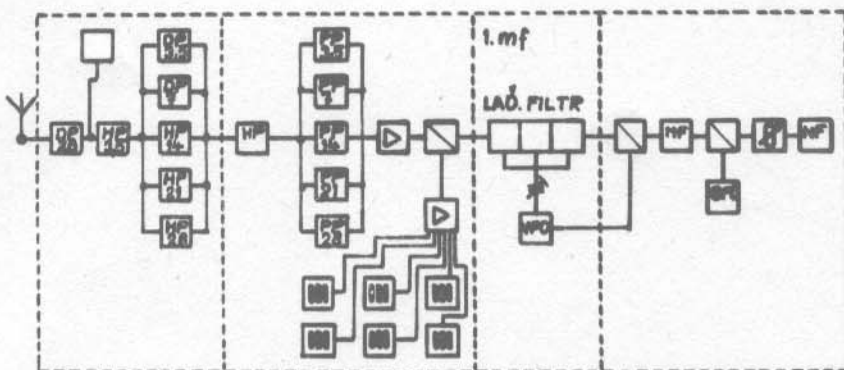


R2 [Ohm]	ZESÍLENÍ [dB]	ŠÍŘE PÁSMA [MHz]
220	13 (4,5x)	450
470	18 (8,3x)	220
1k	22 (15,6x)	100
2k2	30 (30x)	45

Obr. 7a



Obr. 7b



Obr. 8

Krajský technický seminář - Olomouc 1984
pořádaný
Okresní radou radioamatérství v Olomouci
ve spolupráci
s Krajským kabinetem elektroniky Ostrava



ČÍSLICOVÁ KMITOČTOVÁ ÚSTŘEDNA

OK 2 VLX/OK 2 KYJ

Ing. KUBALA Pavel

Článek je otisknut v doslovném znění rukopisu předloženého autorem k publikování

Uvedený příspěvek se nezabývá konstrukcí kmitočtové ústředny jako celku, ale pouze jednou její částí - děličkou s proměnným modulem "N". Blokové schéma kmitočtové ústředny na obr. 1 je uvedeno pouze pro orientaci. Potřebné podklady najde případný zájemce v uvedené literatuře, především v [7].

Zejména při konstrukci kanálového zařízení potřebujeme k realizaci kmitočtové ústředny /prvního oscilátoru/, na př. podle obr. 1 děličku s proměnným modulem dělení "N". Z praktických důvodů je výhodné, aby modul dělení "N" byl ve tvaru $N = A + B$. Tímto řešením je možno na př. pomocí "A" nastavovat základní kmitočet - realizovat frekvenční posuny a pod. Pomocí "B" potom můžeme realizovat frekvenční skoky po jednotlivých kanálech. Celkové schéma děličky, která splňuje uvedené předpoklady je na obr. 2. K její realizaci byly použity i přes některé nevýhody /spotřeba/ obvody TTL, pro jejich relativně snadnou dostupnost.

Vysokofrekvenční signál se směšovače je přiváděn na vstupní tvarovač s tranzistorem T1, hradly H1, H2. Velikostí rezistoru R1 /ve vazbě na úroveň vf signálu/ je nutno nastavit střihu průběhu na výstupu tvarovače na 1 : 1, jinak dochází ke snížení maximální frekvence, kterou je schopna ještě dělička zpracovat. Hodnota kondensátoru C1 omezuje frekvenci minimální. Hradla H3, H4 slouží k přepínání obvodů, realizujících dělitele "A", "B". Vyjděme ze stavu, kdy H3 propouští vstupní signál na vstup vratného synchronního čítače CT 2-1,2 /MH 74193/, který byl přednastaven na hodnotu A - 1. Je zapojen tak, že počítá směrem dolů. Při vstupním impulzu s číslem A - 1 /setupná hrana/ je na vývodu 13 CT2 - 2 úroveň L. Následujícím impulzem /A-1/+1 = A /náb. hranou na výst. 13/ dojde k nastavení $Q_{D1} = L$ / $D_{D1} = L$ /. V tomto okamžiku RS obvod H5, H6 změní svůj stav na výst H6 = L, tím dojde k uzavření H3, otevření H4 a úrovní L na nastavovacích vstupech CT 2-1, CT 2-2 a S_{D1} k jejich nastavení; u CT 2-1, CT 2-2 je nastavení dáno úrovněmi na vstupech, u D1 dojde k nastavení $Q_{D1} = H$.

Další činnost je obdobná jako ve výše uvedeném případě, CT 2-3, CT 2-4 je opět zapojen pro čítání směrem dolů. V předp-

zím cyklu byl pomocí výstupu $H5 = L$ přednastaven do stavu /B-1/. Impulzem s číslem /B-1/ je na vývodu 13 CT 2-4 úroveň L. Následným impulzem /B-1/+1 = B /náb. hranou na vývodu 13/ je nastavena na výstupu Q_{D2} úroveň L a tím změna stavu RS obvodu $H5, H6$ na výst. $H6 = L$. Tím je $H4$ uzavřeno, $H3$ otevřeno, CT 2-3, CT 2-4 nastaveno do stavu B-1 a D2 do stavu $Q = H$. Činnost se periodicky opakuje a na výstupu $H8$ je potom signál s kmitočtem:

$$f_{out} = \frac{f_{in}}{A + B}, \quad A=N_1+1, \quad B=N_2+1$$

Jednotliví dělitelé v uvedeném tvaru, t.j. $A=N_1+1, B=N_2+1$ jsou dáni vždy kombinací na datových vstupech, doplněných o jedničku proto, aby dělička pracovala i při N_1 , nebo $N_2 = 0$. Uvedeným řešením je dosaženo souhlasu označení polohy BCD přepínače s číslem požadovaného kanálu.

Na obr. 3 je schema obvodů pro nastavení čítače CT 2-1, CT 2-2 pro realizaci odskoku 600 kHz při RPT /REV/ provozu, frekvenčního posunu při "mobil" provozu a pod.. Pomocí příslušných diod vytvoříme požadovanou kombinaci na datových vstupech přepínače $S3$, na kterých pomocí rezistorů $R4$ až $R11$ je úroveň L.

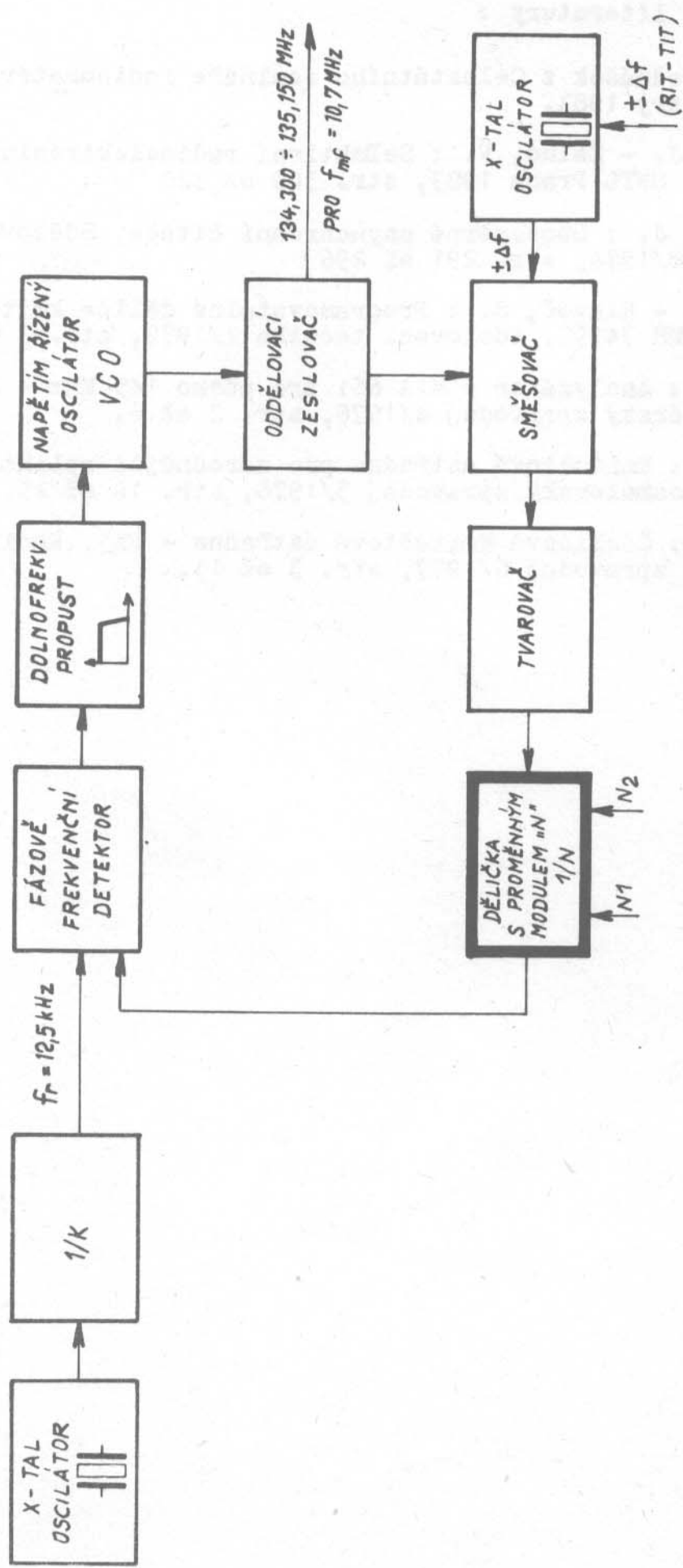
Na obr. 4 je schema obvodů pro nastavení čítače CT 2-3, CT 2-4 pro realizaci frekvenčních skoků, odpovídajících kanálům s roztečí 25 kHz, nebo 12,5 kHz. Číslicovým přepínačem v BCD kódu /pro MH 74193/ nastavujeme frekvenční skoky po 25 kHz, t.j. při poloze "0" přepínače $S2$ kanály $R0, R1, \dots, R9$, při poloze "X" přepínače $S2$ potom kanály přesazené $R0x, R1x, \dots, R9x$.

Obvody MH 74193, pracující v přímém dvojkovém kódu jsou použity z důvodu větší kapacity - $N=256+256+2 = 514$ /pro MH 74192 $N=202$ /. Diody D_{1x}, D_{2x}, D_{3x} jsou germaniové /úbytek v propustném směru/, ostatní běžné - křemíkové.

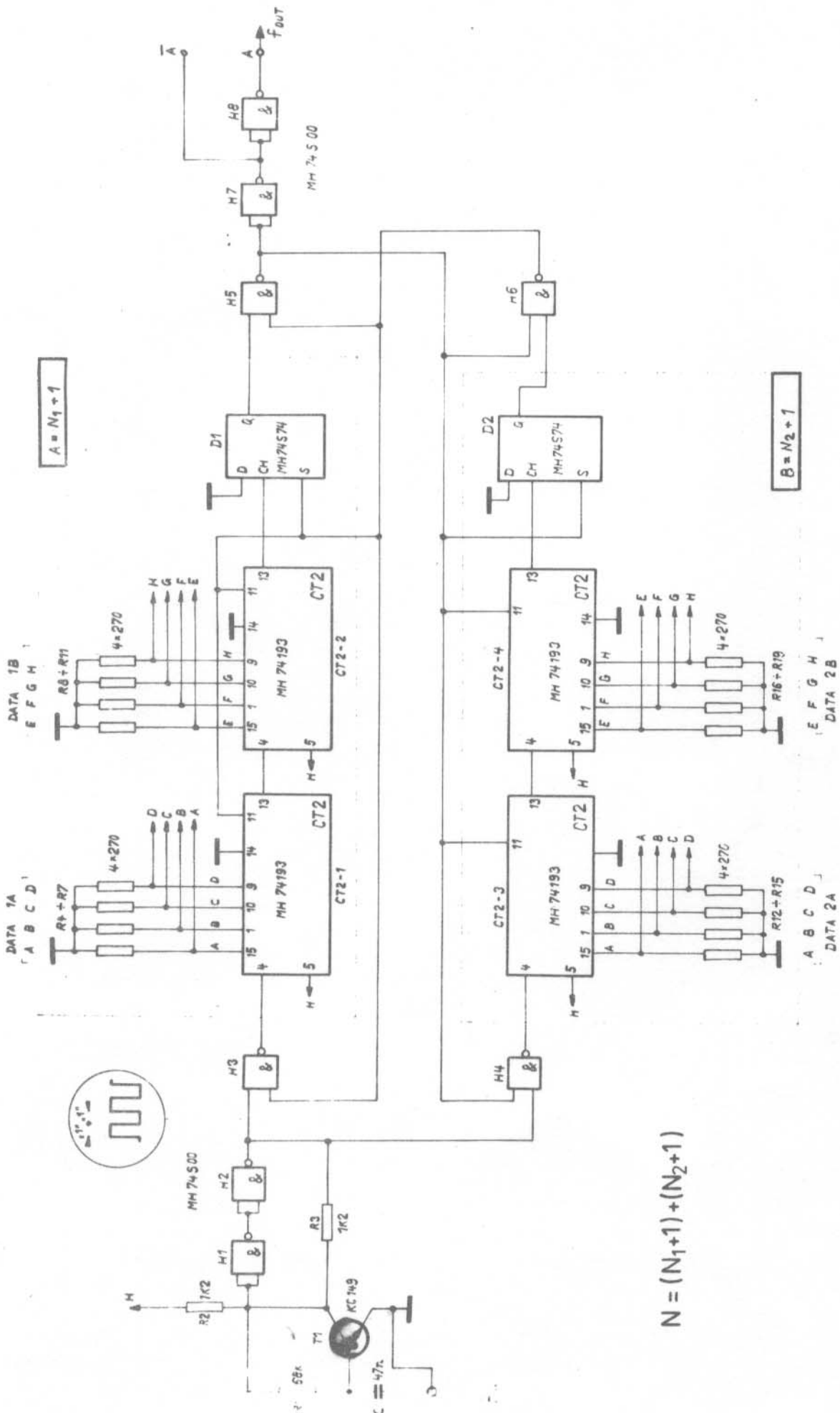
Funkce uvedené děličky s proměnným modulem "N" byla ověřována ve frekvenčním rozsahu 1 až 15 MHz /dáno přístrojovým vybavením/, kde pracovala zcela spolehlivě.

Seznam použité literatury :

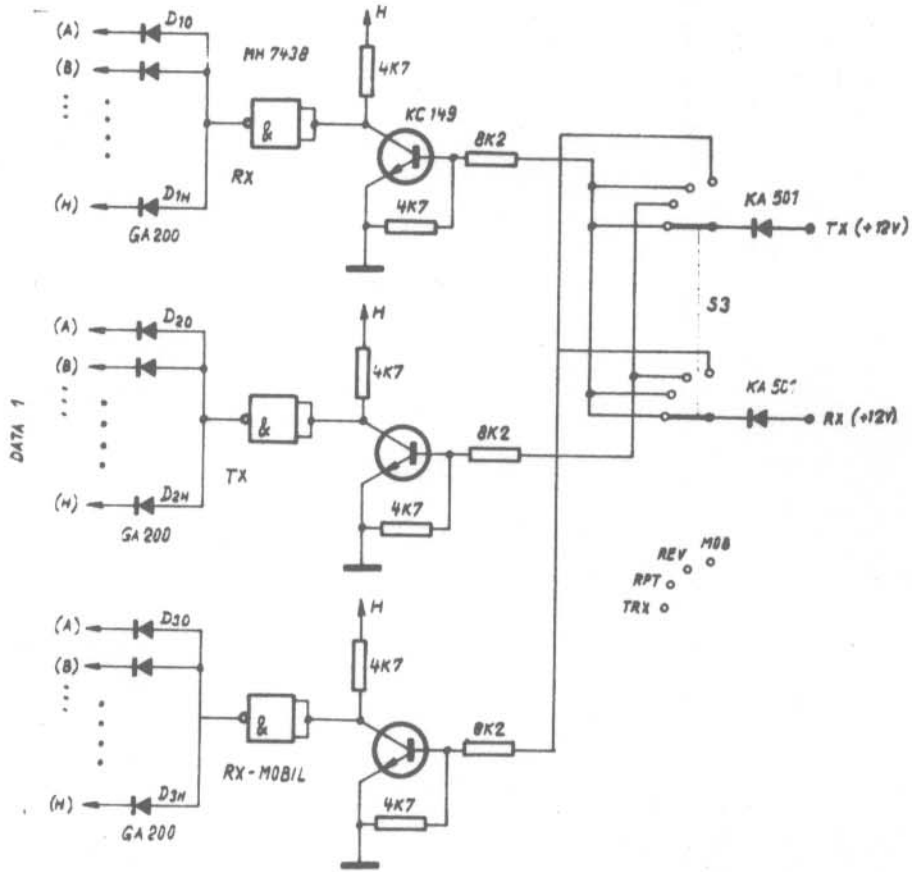
- [1] Soubor přednášek z Celostátního semináře radioamatérů, Vysoké Tatry 1983.
- [2] Eichler, J. - Žalud, V. : Selektivní radioelektronická zařízení, SNTL Praha 1983, str. 309 až 320
- [3] Fadrhons, J. : Obousměrné asynchronní čítače, Sdělovací technika 8/1974, str. 291 až 296
- [4] Šojdr, L. - Hlaváč, S. : Programovatelné děliče kmitočtu s obvody MH 74192, Sdělovací technika 1/1977, str. 3 až 6
- [5] OK 1 DAP : Analyzátor s MAA 661 pro pásmo 145 MHz - FA1, Radioamatérský zpravodaj 4/1976, str. 2 až 6.
- [6] OK 1 DAP : Kmitočtová ústředna pro náročnější aplikace - FA2, Radioamatérský zpravodaj 5/1976, str. 10 až 15.
- [7] OK 1 DAP : Číslicová kmitočtová ústředna - FA3, Radioamatérský zpravodaj 6/1977, str. 3 až 11.



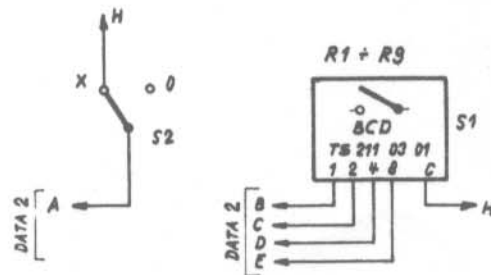
OBR.1 BLOKOVÉ SCHEMA KMITOČTOVĚ ÚSTŘEDNÝ PRO FM TCVR 144 MHz.



OBR. 2 CELKOVÉ SCHEMA DĚLIČKY S PROMĚNNÝM MODULEM „N“.



OBR. 3 OBVODY PRO PŘEDNASTAVENÍ CT2-1, CT2-2



OBR. 4 OBVODY PRO PŘEDNASTAVENÍ CT2-1, CT2-2

Krajský technický seminář - Olomouc 1984
pořádaný
Okresní radou radioamatérství v Olomouci
ve spolupráci
s Krajským kabinetem elektroniky Ostrava



STABILNÍ VFO SE ZPOŽĎOVACÍ LINKOU

OK 2 BUH / OK 2 KYJ

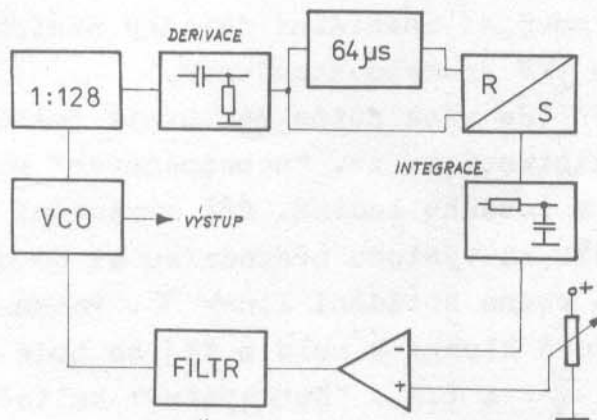
ŠPERLÍN Miroslav

Článek je otisknut v doslovném znění rukopisu předloženého autorem k publikování

STABILNÍ VFO SE ZPOŽĎOVACÍ LINKOU.

V poslední době se v zahraniční literatuře objevilo několik zapojení laditelných oscilátorů s téměř krystalovou stabilitou. Tyto oscilátory využívají vtipným způsobem skleněnou zpožďovací linku 64 μ s z barevných televizorů - tedy součástku běžně dostupnou. Tyto zpožďovací linky pracují na principu přenosu mechanického vlnění tenkou skleněnou destičkou, která je vybavena na vstupu i výstupu piezoelektrickými měniči. Zpoždění linky je $63,9432517 \mu\text{s} \pm 5 \text{ ns}$. Teplotní i časová stabilita je značná. U nás je nejrozšířenější linka vyráběná v NDR - typ CV 20. Je k dostání v prodejnách Tesly a stojí 115 Kčs.

Na obr. 1 je blokově znázorněn princip činnosti oscilátoru. Kmitočet VCO je vydělen děličkou a výstupní obdélníkový signál je derivován. Úzké jehlové impulsy jsou přivedeny na vstupy RS klopného obvodu, a to tak, že na vstup S je signál přiveden přímo, na vstup R přes zpožďovací linku.



OBR. 1

Na výstupu RS obvodu bude opět obdélníkový signál, jehož střída se bude úměrně měnit se změnou kmitočtu. Velikost střídy převedeme pomocí integrace na stejnosměrné napětí. Získali jsme tedy velmi přesný a zcela lineární převodník kmitočet - napětí. Další činnost je zřejmá: operační zesilovač ve funkci komparátoru porovnává napětí z převodníku s napětím nastaveným ladícím prvkem - potenciometrem Aripot. Výstup komparátoru potom přes jednoduchou dolní propust ovládá kmitočet VCO. Jedná se tedy o uzavřenou regulační smyčku. Na stabilitu kmitočtu má vliv jediná součástka - zpožďovací linka.

Na obr. 2 je ověřené zapojení z původního pramene 1 .
 Použité obvody C MOS typu HEF 4024 /dělička 1:128/ a CD 4011
 /čtveřice NAND hradel/ se vyrábějí i u nás pod označením
 MHB 4024 a MHB 4011 /Tesla Piešťany/.

Za zmínku stojí připojení ladícího potenciometru Aripot
 mezi výstupy dvou hradel. Tato hradla jsou ve společném pouzdře
 s hradly RS obvodu. Kdyby se z jakéhokoliv důvodu změnila
 výška pulzů z RS obvodu /teplota, napájecí napětí/, změní se
 zcela shodně i ladící napětí Aripotu. Protože však obě tato
 napětí jsou přiváděna na diferenciální vstupy komparátoru, jeho
 výstupní napětí se nezmění.

Pro ty méně šťastné, kteří nemají možnost získání C MOS
 obvodů, bylo vyzkoušeno zapojení s TTL obvody podle obr. 3.

Hodnota pracovního kmitočtu VCO musí být volena s ohledem
 na schopnosti děličky: C MOS asi do 20 MHz, TTL asi do 25 MHz.
 Při použití speciální děličky není problém zapojení použít
 i na VKV /nebylo zkoušeno/.

Je však nutno se zmínit ještě o jedné důležité věci -
 o existenci t. zv. "nebezpečných" kmitočtů, které se nesmějí obje-
 vit v rozsahu ladění. Při zvyšování kmitočtu bude lineárně stoupat
 napětí na výstupu převodníku až do okamžiku, kdy délka periody
 bude rovna zpoždění linky τ . Potom výstupní napětí převodníku
 skokově klesne k nule a děj se bude opakovat při délce periody
 $\frac{\tau}{2}$; $\frac{\tau}{3}$ a t.d.. "Nebezpečné" kmitočty VCO zjistíme ze vzorce:

$$f_n = \frac{1}{\tau} \cdot n \cdot 1; 2; 3 \dots \text{ a t.d.} \quad \text{kde}$$

$$f_n = \text{"nebezpečný" kmitočet [Hz]}$$

$$\tau = \text{zpoždění linky [s]} / = 63,94 \cdot 10^{-6} \text{ s} /$$

$$n = \text{dělicí poměr děličky}$$

Příklad výpočtu pro zapojení podle obr. 2 :

$$f_n = \frac{1}{63,94 \cdot 10^{-6}} \cdot 128 \cdot 1; 2; 3 \text{ a t.d.} =$$

$$= 2\ 001\ 877; 4\ 003\ 754; 6\ 005\ 630 \text{ a t.d. Hz.}$$

Tento dělicí poměr / 1:128/ není tedy použitelný v TCVR pro KV
 s mezifrekvenčním kmitočtem 9 MHz, protože kmitočet VCO se bude
 na některých pásmech pohybovat právě v oblasti "nebezpečných"
 frekvencí. Proto byla v dalším zapojení na obr. 3 použita dě-
 lička 1:120. "Nebezpečná" frekvence pak bude 1,877 MHz a na žád-
 ném KV pásmu pak při MF 9 MHz nedojde ke kolisi /včetně nových

pásem/. Dále je nezbytné zajistit, aby rozsah přeladění VCO nebyl nikdy větší, než t. zv. krok, t.j. rozteč mezi dvěma "nebezpečnými" frekvencemi. VCO je tedy nutno přepínat pro jednotlivá pásma. Zapojení podle obr. 3 bylo zkoušeno v praktickém provozu ve spojení s VCO, popisovaném v informačním zpravodaji z Celostátního semináře KV techniky - Olomouc 1981.

Na závěr zhodnocení vlastností :

1/ Vysoká stabilita kmitočtu.

Při této příležitosti je nutno se zmínit o jedné zajímavé vlastnosti tohoto zapojení. Stabilita není úměrná výstupnímu kmitočtu, ale kroku. Uvažujeme-li stabilitu linky pro extrémní změny teploty asi 10^{-4} a krok 2 MHz, bude stabilita 200 Hz na př. na kmitočtu 1 MHz, ale také třeba na kmitočtu 300 MHz ! Toto poskytuje fantastické vlastnosti pro použití na VKV. Potřebujeme na př. zhotovit oscilátor pro pásmo 144 až 146 MHz; Krok je tedy potřeba zvolit o něco vyšší, než 2 MHz. V tomto případě je však nutno použít rychlou /a tedy i drahou/ děličku. Tuto nevýhodu však můžeme snadno obejít tímto způsobem: zapojení uděláme pro kmitočet na př. 9x nižší. Rovněž velikost kroku 9x zmenšíme /snížením dělicího poměru/. Tím se současně 9x zvýší stabilita. Po vynásobení kmitočtu 9x - klasickým způsobem - dostaneme opět kmitočet 144 až 146 MHz s původní stabilitou.

2/ Naprosto lineární stupnice.

Zapojení svým principem /obrovským zesílením smyčky/ vlastně linearisuje charakteristiku varikapu. Pro daný krok tedy dílky stupnice souhlasí na jednotlivých pásmech, přestože mají jiné začátky. Stačí tedy společné dílky jinak očíslovat.

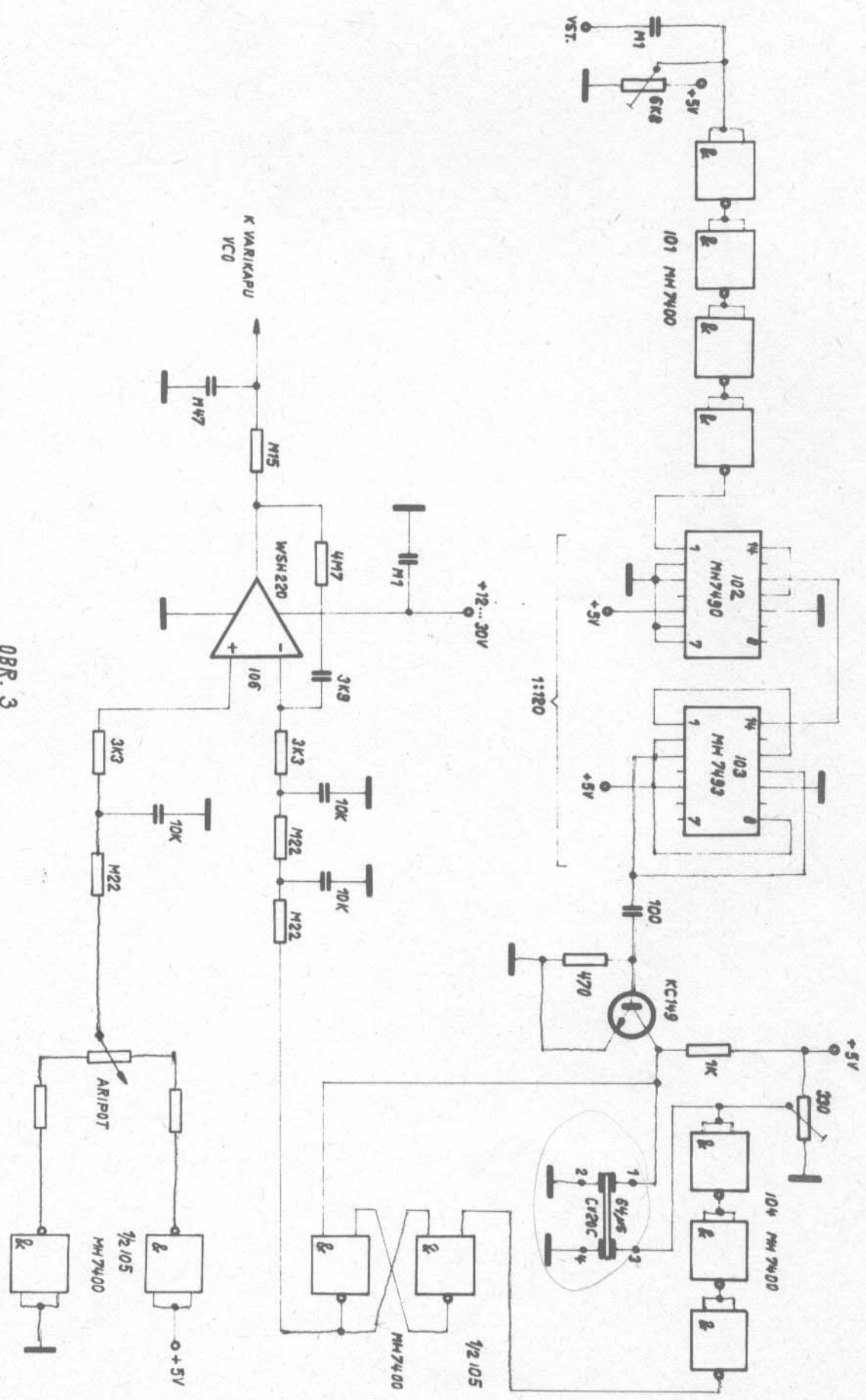
3/ Vysoká čistota výstupního spektra.

Zapojení produkuje prokazatelně nižší spektrální šum ve srovnání s fázovým závěsem. Nebylo provedeno absolutní měření, pouze srovnávací. Oscilátor byl zabudován do KV TCVRu s diodovým směřováním. Na vstup přijímače byl přiveden signál z generátoru o úrovni - 10 dBm. Po odladění ± 5 kHz byl šum, vzniklý recipročním směřováním potlačen o - 90 dB, tedy na hranici stopbandu použitého osmikrystalového filtru. Stejná hodnota byla dosažena s klasickým VFO. Při použití fázového závěsu FA 2 byly hodnoty v průměru o 15 dB horší.

Použitá literatura:

[1] CQ DL 3/81

BR. 3



OKUBAR

Krajský technický seminář - Olomouc 1984

pořádaný

Okresní radou radioamatérství v Olomouci

ve spolupráci

s Krajským kabinetem elektroniky Ostrava



KOAXIÁLNÍ VLNOMĚR PRO VKV

OK 2 BJF/OK 2 KUU

STROUHAL Martin

Článek je otisknut v doslovném znění rukopisu předloženého autorem k publikování

ÚVOD

Jednou z metod měření kmitočtu je měření pomocí koaxiálních vlnoměrů. Popisovaná konstrukce je vhodná pro měření kmitočtů asi do 3 GHz a text obsahuje minimum teoretických informací, nezbytně nutných k návrhu. Pro vyšší kmitočty jsou vhodnější vlnoměry s dutinovými rezonátory.

Na obr. 1 je principiálně znázorněn tzv. "čtvrtvlnný" vlnoměr. REZONANČNÍ ČÁSTÍ je souosé vedení naprázdno, tvořené pláštěm 1 a středním vodičem 2, jehož geometrická délka /vně vlnoměru odečítaná na "mm" měřítku 16/, vsunutá do pláště 1 /měřeno od vnitřní plochy uzavíracího dna 13/ se při rezonanci téměř rovná elektrické délce /4 měřeného kmitočtu. Poměry na vedení znázorňuje obr. 1a.

BUDÍCÍ ČÁST tvoří anténa 12, konektor 5 a 6 a vazební smyčka 4, která v kmitně proudů /H/ budí dutinu koaxiálního rezonátoru.

INDIKAČNÍ ČÁSTÍ jsou vazební smyčka 3 /shodné rozměry s 4/ a detekční dioda 10 uložená s bezindukční kapacitou 9 v konektoru 8. Proud detektoru je indikován ručkovým měřidlem 11 s možností regulace citlivosti potenciometrem 14 / R potenciometru = 20 x Ri měřidla/.

ROZMĚRY REZONANČNÍ ČÁSTI vlnoměru /obr 2/ určují max /f min/ a min /f max/ měřeného kmitočtu. Pro dosažení maximálního činitele jakosti "Q" nezatíženého obvodu je vhodné zvolit poměr

$$\frac{D}{d} \text{ v okolí hodnoty } 3,57 \quad /1/$$

což představuje podle

$$Z = 138 \log \frac{D}{d} \text{ /ohm; cm/} \quad /1a/$$

impedanci $Z = 76,3 \text{ ohm}$.

Vnitřní průměr pláště pak vypočítáme ze vztahu

$$D = \frac{\text{min}}{2} \quad / \text{cm}; \text{ cm} / \quad /2/$$

Dodržením podmínky /2/ je zabráněno vzniku vln vyšších vidů.

Pokud je odchylka od hodnoty /1/ větší, vypočítáme obecně minimální délku vlny pro základní vid

$$\text{min} = \frac{D + d}{2} \quad / \text{cm}; \text{ cm} / \quad /3/$$

Délka funkční části rezonátoru /obr. 2/

$$L_1 = \frac{30 \cdot 10^3}{4 \cdot f \text{ min}} + a \quad / \text{cm}; \text{ MHz} / \quad /4/$$

kde $a = 0,5 D$ při uzavření dutiny izolačním víčkem

VAZEBNÍ SMYČKY /budící - detekční/ jsou pro obvykle velký frekvenční rozsah vlnoměru voleny s ohledem na měření v oblasti $\text{min} / f \text{ max} /$.

$$c = \frac{\text{min}}{12} \quad / \text{cm}; \text{ cm} / \quad /5/$$

Vzdálenost "b" je 1 až 3 mm podle velikosti $/D - d/:2; d_1 \text{ b}$

Návrh smyček je složitou záležitostí. I v profesionální praxi se smyčky navrhují experimentálně jako kompromis mezi citlivostí a činitelem jakosti "Q" rezonančního obvodu.

KONSTRUKČNÍ PŘEVEDENÍ

Na obr. 3 je vyobrazeno uspořádání rezonanční části vlnoměru. Pevnou část tvoří plášť 1 v dolní části uzavřený dnem 13, v horní části zátkou 15. Konektory 5 a 7 jsou zapájeny s vazebními smyčkami 3 a 4 do otvorů v plášti 1 a dnu 13. V hrdle dna 13 je uložen gumový "O" kroužek 21 zpevňující posuvné uložení středního vodiče 2, jímž lze z vnějšku posouvat pomocí knoflíku 18. Spojení 18 a 2 zajišťuje šroub 20. Šrouby 19 je upevněno "milimetrové" pravítko 16. Ůdaj zasunuté dólky středního vodiče 2 je odečítán proti značce "f" na krycím prstenci 17.

Kontakt mezi pevnou a pohyblivou částí /2, 18, 19, 20 a 26/ obstarává kleštinový kontakt, který je součástí dna 13. Funkční plochy dílů rezonančního obvodu jsou z důvodu dosažení činitele jakosti leštěny /vhodnější jako drsné stříbření/ a po montáži konzervovány silikonovým olejem.

Na obr. 3a a 3b jsou rozměry jednotlivých dílů vlnoměru.

Jedno z možných řešení DETEKČNÍHO OBVODU je na obr. 4 s použitím upraveného konektoru WK41101-75 ohm/TESLA Jihlava/. Detekční dioda 31 je upevněna na kotoučku 30 z oboustranně plátovaného cuprextitu pomocí matice 29 a vsunuta do upraveného kontaktu 33 z patice UY1N, izolovaného silikonkaučukovou trubičkou 32. Kontakt 33 je připájen ke střednímu kolíku konektoru. Střední vodič koaxiálního kabelu 25 /k měřidlu/ je připájen k matici 29. Plášť kabelu je spojen přes pérový kontakt 28 na pouzdro 27 detektoru a mechanicky zajištěn šroubem 26. Blokovací kapacitu diody 33 tvoří kapacita destičky 30 a dva "polštářkové" kondenzátory /500 - 1000 pF/ 34 umístěné ve výřezech /řez A-A/.

Jako ANTÉNA budící části slouží např. pahýl /80 mm -
- \varnothing 2 mm/ připojený v konektoru 6 /obr. 1/.

MECHANICKÉ PROVEDENÍ

Poněvadž jsou hlavní díly rezonanční části spojeny většinou pájením cínovou pájkou, je z důvodu tepelné vodivosti a pájitelnosti vhodné použít některý z druhů mosazí /bronzí/. Celá konstrukce je robustní, aby byla zajištěna stabilita sestavy a dlouhá životnost vedení a třecího kleštinového kontaktu. Pro možnost rychlého přelaďování je nutné vnitřní prostor rezonátoru spojit malým otvorem s okolní atmosférou.

CEJCHOVÁNÍ VLNOMĚRU

Vlivem kapacity volného konce středního vodiče a vazebních smyček je geometrická délka středního vodiče zasunutého v dutině vždy kratší jako $\frac{1}{4}$ měřeného kmitočtu. "Koeficient zkrácení" zjistíme změřením známého kmitočtu v okolí f_{min} . Bude se pohybovat kolem 0,97 až 0,98 a jeho hodnota bude stejná téměř v celém měřicím rozsahu. V okolí f_{max} se bude koeficient zkrácení pohybovat kolem 0,9.

Vzhledem k tomu, že v radioamatérské praxi již neměříme kmitočty "sólo oscilátorů", ale součty, rozdíly nebo násobky známých nižších "pevných kmitočtů" změřené dostupnými vlnoměry, lze tento vlnoměr postupně cejchovat při oživování zařízení pro 432, 1 296 a 2 320 MHz, kdy jsou obvykle k dispozici ještě další kmitočty kolem 544, 576, 1 152, 1 088 a 2 176 MHz. Ze zjištěných hodnot můžeme sestavit cejchovní křivku nebo tabulku. Nejjednodušší je tyto "známé" kmitočty označit barevnými značkami přímo na "mm" měřítku.

DALŠÍ VYUŽITÍ ČÁSTÍ VLNOMĚRU

Pokud budou části /budící, rezonanční, detekční/ spojeny pomocí konektorů jak je popsáno, je možné tyto využít např. pro následující aplikace:

- Rezonanční část je "kvalitním" paralelním rezonančním obvodem, který může při experimentování posloužit jako propust s velkým potlačením nežádoucích kmitočtů.
- Do budícího konektoru můžeme pomocí koaxiálního vedení připojit rezonanční anténu pro měření např. síly pole nebo vyřazovacích diagramů antén.
- Při oživování "zařízení" lze z důvodu pohodlnějšího měření a manipulace přivádět do budícího konektoru měřený signál koaxiálním kabelem /délka 0,5 - 1 m/ zakončeným cívkou o 1 až 2 závitěch nebo smyčkou určitého tvaru. Vhodné je tento konec kabelu opatřit skřipcem z izolantu pro připevnění např. k přepážce "rezonanční dutiny". Manipulujeme pak jen lehkým

kabelem a máme jistotu, že měříme kmítočet v pole, v němž je umístěn "snímač".

- Pro rychlou neselektivní indikaci v pole cívky nebo v "duti-ně" můžeme využívat detekční část /obr. 4/ tak, že ke konekto-rové zástrčce připojíme zásuvku opatřenou cívkou nebo smyčkou. Je nutno mít na zřeteli, že impedance budící a detekční smyčky jsou frekvenčně závislé.

ZÁVĚR

Prakticky lze fungující vlnoměr vyrobit s libovolným pomě-rem D/d a jejich absolutním rozměrem. Citlivost bude tím větší, čím větší bude D , "vysokofrekvenčně vodivější" stěny rezonanční části při poměru D/d blízkém $/1/$, těsnější vazby a plochy $/d_1 \times c/$ smyček a "vodivější" třecí kleštinový kontakt středního vodiče se dnem rezonátoru. Dále je citlivost ovlivněna vlast-nostmi diody, parazitní indukčností blokovací kapacity a přívodu k diodě a rozsahem ručkového měřidla $/\text{min. } 100 \text{ uA}/$. Citli-vost roste směrem k f_{max} , což je dáno hlavně rozměry vazebních smyček a délkou antény. S vlnoměrem o $D \approx 50 \text{ mm}$ jdou spolehlivě měřit pole buzená výkony řádu desítek mW. Při měření kmítočtu lze využít i dalších poloh středního vodiče /pokud to rozměry rezonanční části dovolí/, které délkově odpovídají lichým ná-sobkům měřené $/4/$. Výchýlky měřidla /při daném budícím výkonu/ jsou v těchto polohách postupně menší. Předností této metody je, že maxima výchylek jsou vzdálena o $/2/$, kterou můžeme odečíst přímo v "mm" již bez vlivu "koeficientu zkrácení". Poněvadž však téměř nikdy neměříme v pole prosté jiných signálů /ob-zvláště na vyšších amatérských pásmech/, může tato metoda vést k mylným závěrům.

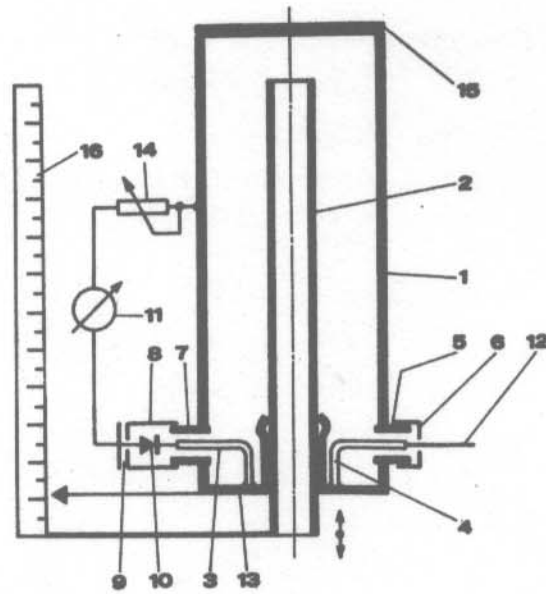
Vlnoměr je vhodné navrhovat pro poměr $f_{\text{max}}/f_{\text{min}} =$
 $= 6$ a 8 např. tak, aby bylo možné měřit od 400 do $2\ 500 \text{ MHz}$
při $D = 50 \text{ mm}$ a $d = 14 \text{ mm}$.

Poněvadž lze předpokládat, že ten kdo se rozhodne vlnoměr zhotovit bude mít jiné materiálové a technické možnosti, nejsou připojené výkresy výrobními, ale dávají obraz o proporcích tvarů jednotlivých dílů a jejich vzájemné rozměrové návaznosti.

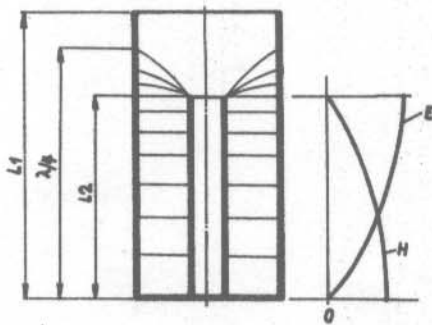
o o 0 o o

Literatura:

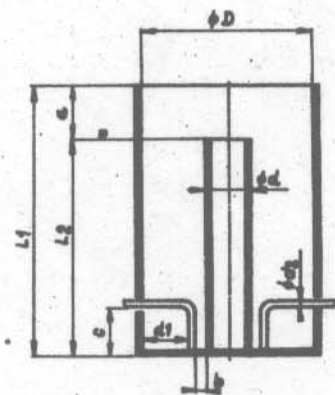
- 1/ VRBA - Měření na cm vlnách, SNTL 1958
- 2/ VALITOV - SRETENSKIJ - Radiotechnická měření při velmi vysokých kmitočtech, SNTL 1957
- 3/ PACÁKOVÁ - HYŤHA - Velmi krátké vlny, SNTL 1962
- 4/ HUŠEK - HOUSKA - Jednoduchý vlnoměr pro VKV - AR 6/1956



Obr. 1 Princip koaxiálního vlnoměru.

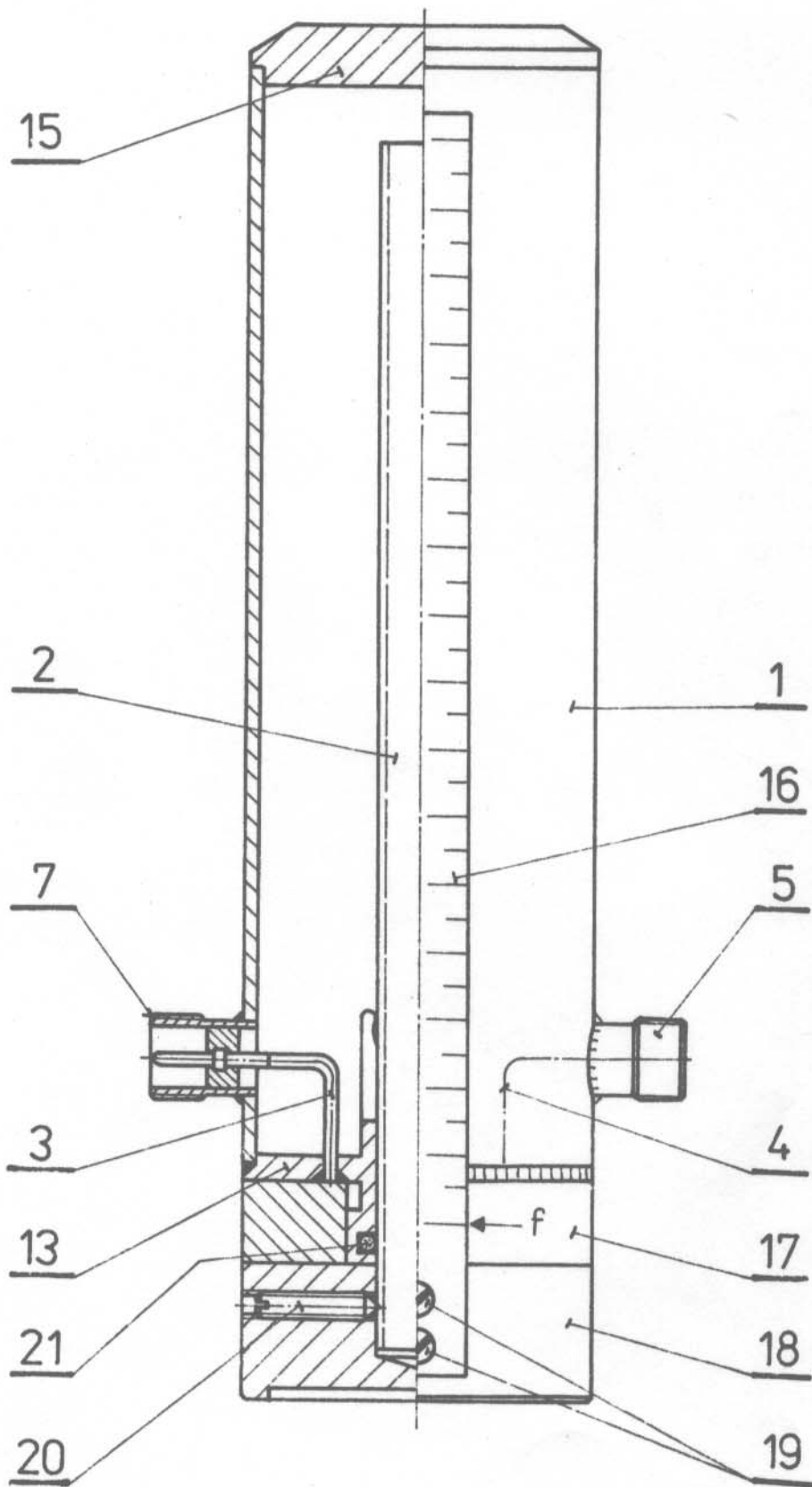


E - ELEKTRICKÁ SLOŽKA
H - MAGNETICKÁ SLOŽKA

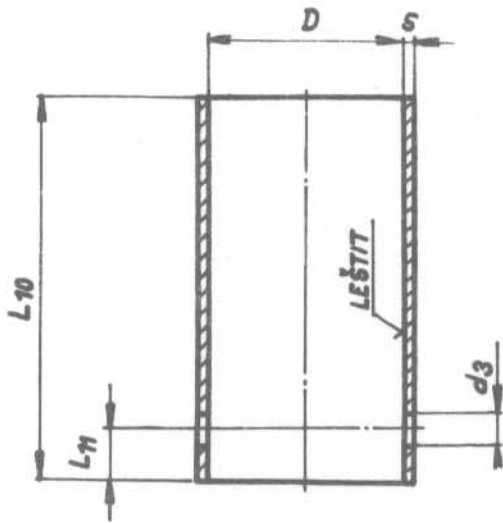


Obr. 1a Poměry na vedení.

Obr. 2 Rozměry rezonanční části.



Obr. 3 Konstrukční provedení koaxiálního vlnoměru.



$$L_{10} = L_1 + 1\text{mm}$$

$$L_{11} = C + 1\text{mm} + \frac{d_2}{2}$$

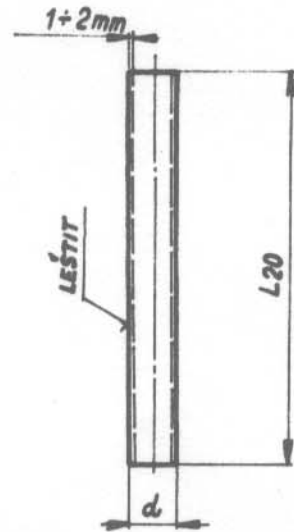
$$s = 2 \div 3\text{mm}$$

$$d_3 = \text{dle konektoru}$$

MAT.: mosaz. trubka

1

1ks

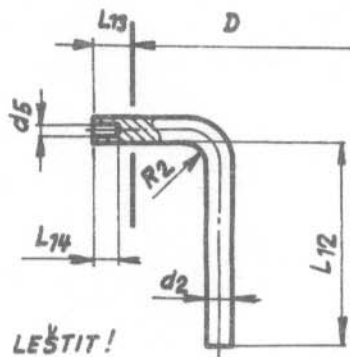


$$L_{20} = (L_1 - a) + g + L_{17} + d$$

MAT. MOSAZ. TRUBKA

2

1ks



$$L_{12} = C + g$$

$$g = 4\text{mm}$$

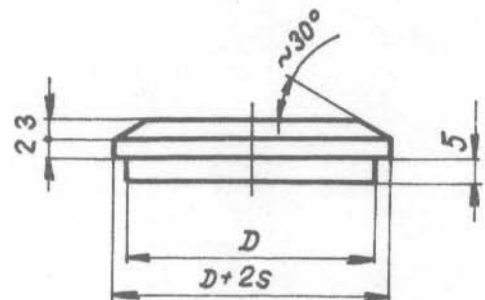
$$L_{13}, L_{14}, d_5 = \text{dle konektoru}$$

$$d_2 = 2 \div 3\text{mm}$$

MAT: MOSAZNÝ DRÁT

3,4

1+1ks

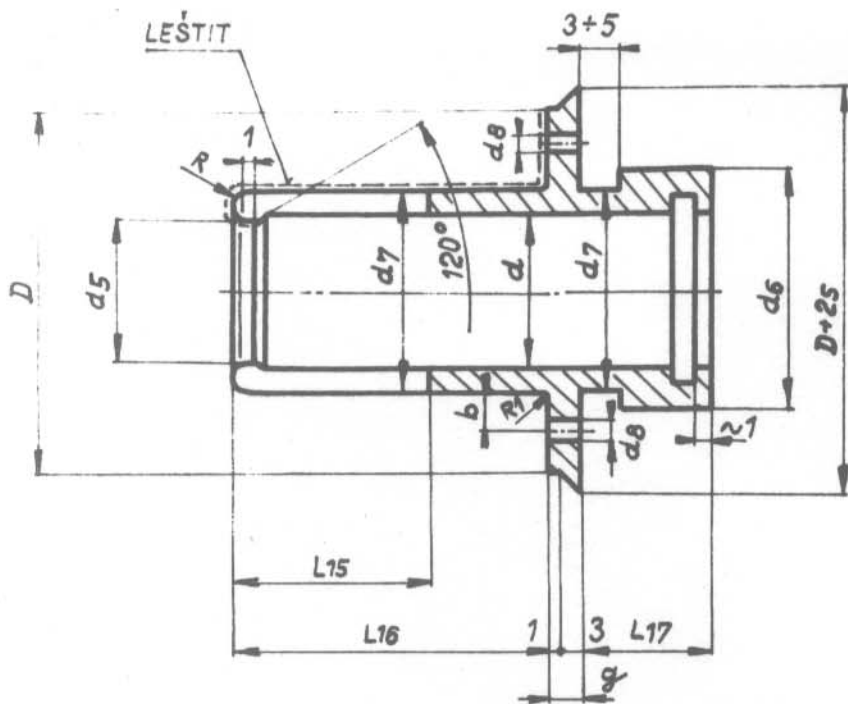


MAT: UMAPLEX (ORGAN. SKLO), NEBO
JINÝ ISOLANT

15

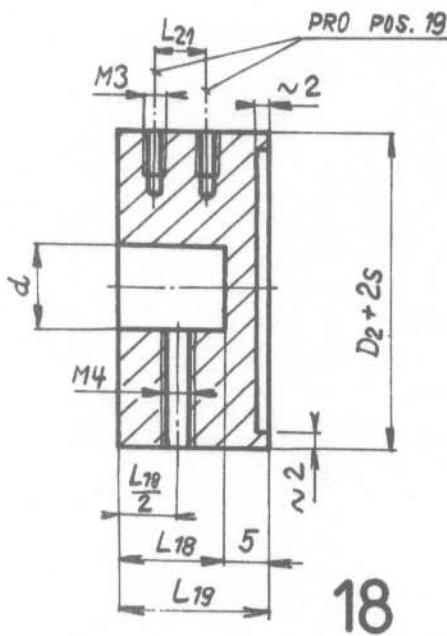
1ks

Obr. 3a Konstrukční provedení dílů koaxiálního vlnoměru, pos. 1,2,3,4,15.

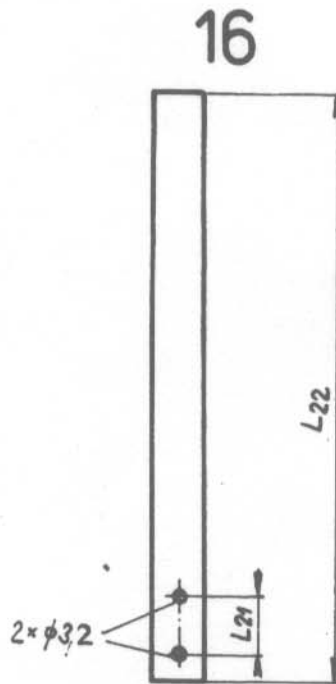


$d = \text{SUVNĚ NA POS. 2}$
 $d_5 = d - 0,3 \text{ mm}$
 $d_6 = \text{PODLE } 0^\circ \text{ KROUŽKU ČSN 02 92 P1}$
 $d_7 = d + 3 \div 4 \text{ mm}$
 $d_8 = d_2 + 1 \text{ mm}$
 $L_{15} = \frac{2}{3} L_{16} \text{ ROZŘÍZNOUT FREZOU}$
 $0,8 \text{ mm NA } 8 \text{ DÍLŮ}$
 $L_{17} = 1,5 d$
 $L_{16} \leq \frac{3}{16} \lambda_{\text{min}}$
MAT.: BRONZ CuSn6 1ks

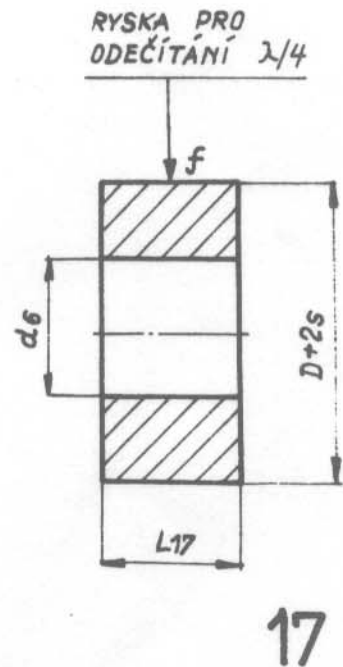
13



$L_{18} = d$
 $L_{19} = L_{18} + 5 \text{ mm}$
MAT.: POLYAMID 1ks

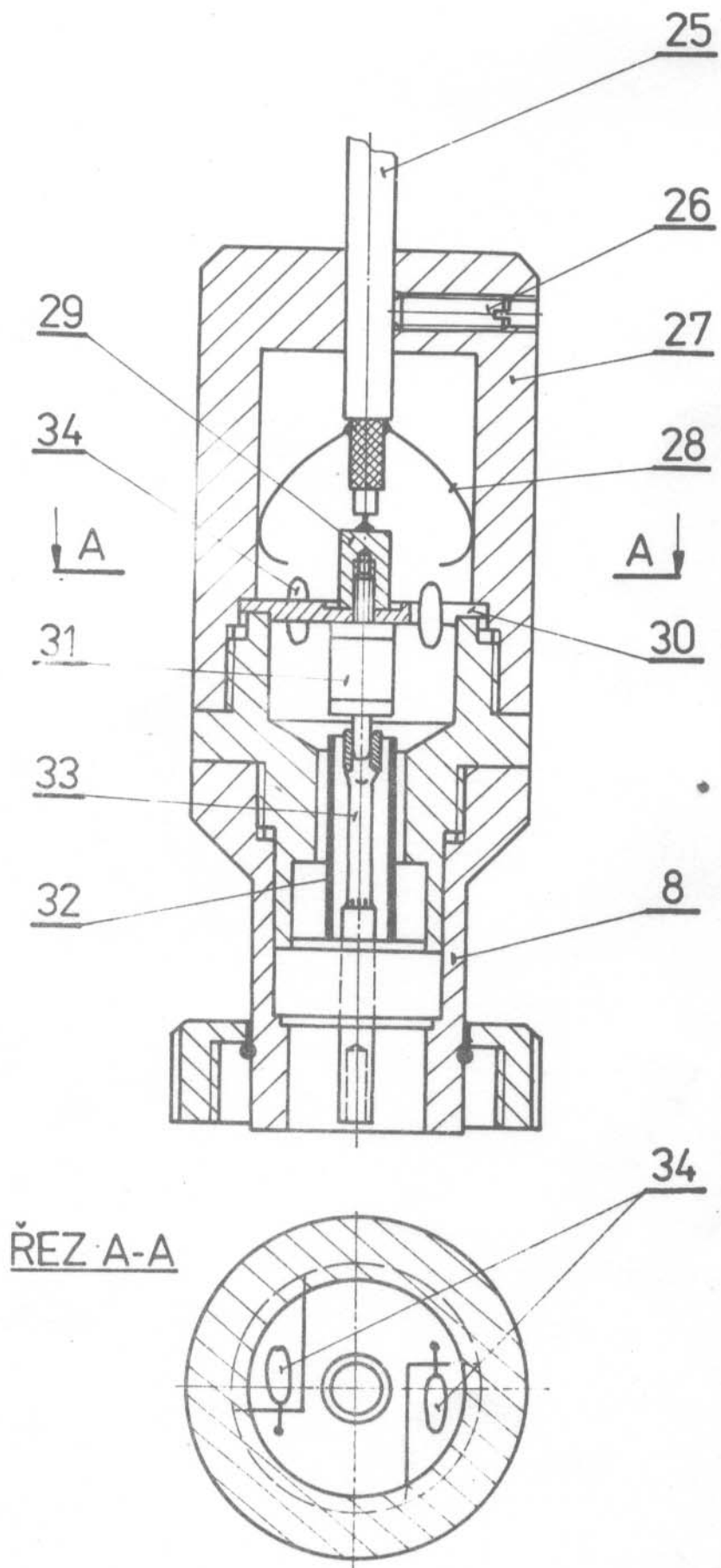


$L_{22} = \text{URČIT PŘI MONTÁŽI}$
MAT.: OCELOVÉ MĚŘÍTKO
(NA PŘ. Z „DVOUMETRU) 1ks



$d_6 = \text{TĚSNĚ NA } d_6,$
(POS. 13), NEBO
PŘILEPIT
MAT.: POLYAMID 1ks

Obr. 3b Konstrukční provedení dílů koaxiálního vlnoměru pos. 13, 16, 17, 18.



Obr. 4 Příklad provedení detekčního obvodu.

Krajský technický seminář - Olomouc 1984
pořádaný

Okresní radou radioamatérství v Olomouci
ve spolupráci

s Krajským kabinetem elektroniky Ostrava



ZATĚŽOVACÍ ODPORY PRO KOAXIÁLNÍ VEDENÍ

OK 2 B J F / OK 2 K U U

STROUHAL Martin

Článek je otisknut v doslovném znění rukopisu předloženého autorem k publikování

ZATĚŽOVACÍ ODPORY PRO KOAXIÁLNÍ VEDENÍ

Při vážnější práci na VKV se při vf měřeních neobejdeme bez řady přístrojů a pomůcek, mezi něž patří zatěžovací odpor - umělá "zátěž", obvykle s reálným odporem 75 ohmů.

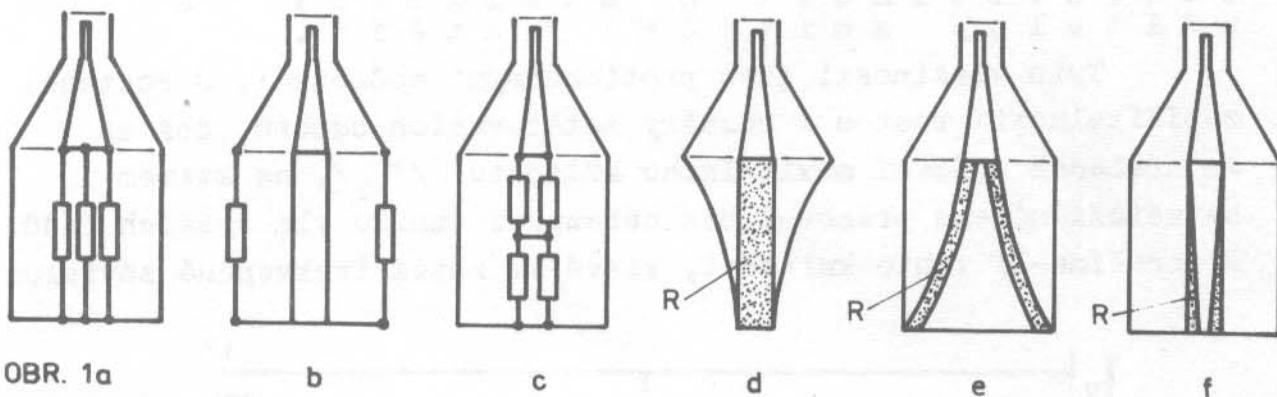
Ú v o d

"Zátěže" lze všeobecně rozdělit na "zátěže" s válcovými odpory a "zátěže" s odpory diskovými. Obě skupiny se od sebe zásadně liší konstrukcí a používanými materiály [12].

Posláním tohoto příspěvku je seznámení se zátěžemi první skupiny, použitelnými od kmitočtů pásem KV až po běžně frekventovaná pásma VKV. Dalším důvodem tohoto záměru jsou dostupnost materiálů, jednoduchost konstrukce a skutečnost, že očekávaných vlastností "zátěže" lze dosáhnout v běžných amatérských podmínkách.

P o u ž í v a n á k o n s t r u k č n í u s p o ř á d á n í z á t ě ž í .

Jsou schematicky znázorněna na obr. 1a až 1f. Obrázky 1a až 1c jsou uspořádání, která používají běžné vrstevné odpory, řazené paralelně, seriově, nebo serioparalelně pro dosažení po-



třebné ohmické hodnoty, požadované zatižitelnosti a snížení parazitní indukčnosti. Na obrázcích 1d až 1f jsou koaxiální provedení, která respektují hlavní konstrukční zásady pro "zátěže".

Podstatný rozdíl mezi oběma skupinami je v tom, že u první skupiny nelze žádným způsobem vyloučit závislost odporu zátěže

/vlastně impedance/ na frekvenci. Přesto jsou tato uspořádání mezi amatéry hodně rozšířena.

Tak se stane, že na 145 MHz je zátěž velmi dobrá - ČSV ≈ 1 , na 432 MHz o "něco" horší - ČSV = 1,5 až 2 a na 1296 MHz prakticky nepoužitelná.

Pokud se podaří dosáhnout lepších hodnot ČSV, je to dílem náhody, nebo výsledkem dlouhého a trpělivého experimentování.

Daleko lepších výsledků lze dosáhnout konstrukcí podle obr. 1d až 1f, používaných v profesionální praxi.

Provedení 1d používá vrstevného válcového odporu, který má stejný měrný odpor po celé své délce a stínítka, jehož průměr se zmenšuje podle exponenciálního průběhu.

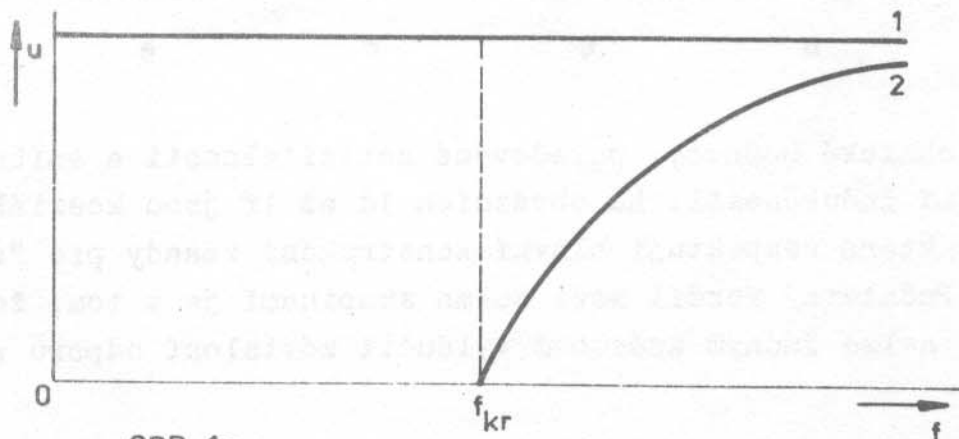
Provedení 1e má válcové stínítka a průměr povrchové křivky rotačního odporu se zvětšuje exponenciálně při konstantním měrném odporu podél jeho plochy.

Provedení 1f má kuželové stínítka, vnější tvar odporu je válcový, ale jeho měrný odpor se po jeho délce mění logaritmičtí.

Z uvedeného výčtu vyplývá, že nejsnáze realizovatelné je uspořádání podle obrázku 1d, hlavně z důvodu dostupnosti vlastního odporu. Dále se proto budu zabývat jen tímto provedením a jeho konstrukčním návrhem pro libovolný bezindukční odpor.

Zatížitelnost a maximální použitelný kmitočet "zátěže".

Tyto vlastnosti jsou protichůdnými hodnotami. S rostoucí zatížitelností rostou i rozměry zatěžovacích odporů, což má za následek snížení maximálního kmitočtu f_{kr} , na kterém se zátěží můžeme pracovat bez nebezpečí vzniku vln vyšších řádů. Překročíme-li tento kmitočet, stává se zátěž frekvenčně závislou.



OBR. 1g

Zjednodušeně jsou tyto poměry znázorněny na obr. 1g. Do kmitočtu f_{kr} je ve vedení napětí, znázorněné přímkou 1, konstantní. Po překročení f_{kr} vznikají vlny vyšších řádů, typické pro vlnovody, jejichž amplituda roste s frekvencí podle křivky 2.

Výsledné napětí ve vedení je grafickým součtem obou amplitud.

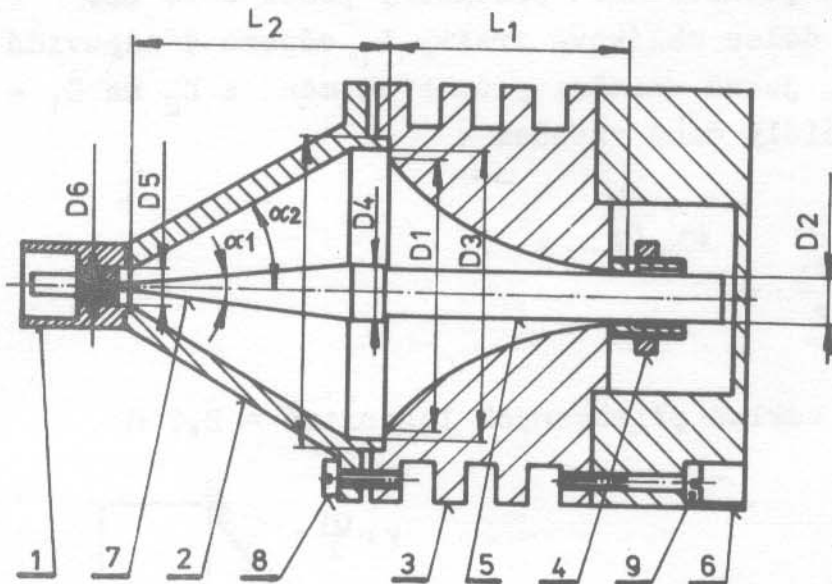
Minimální použitelná vlnová délka je dána mechanickými rozměry koaxiálního vedení v místě největších průměrů - viz obr. 2 !

$$\lambda_{min} = \frac{\pi (D_1 + D_2)}{2} \quad [cm] \quad [1]$$

$$f_{kr} = \frac{600}{\pi (D_1 + D_2)} \quad [GHz; mm] \quad [1a]$$

K o n s t r u k č n í n á v r h "z á t ě ž e".

Mechanická sestava "zátěže" je na obr. 2. Vysokofrekvenční napětí je přivedeno konektorem 1 a kuželovým koaxiálním vedením /po celé délce L_2 je $Z = 75$ ohmů/, tvořeným pláštěm 2 a středním vodičem 7 na bezindukční odpor 5, vodivě spojený

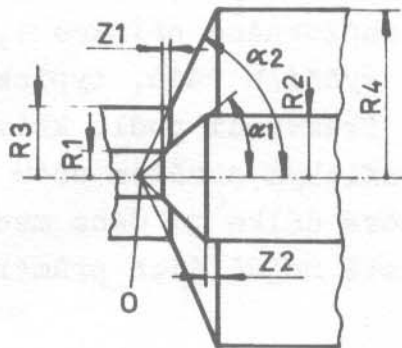


OBR. 2

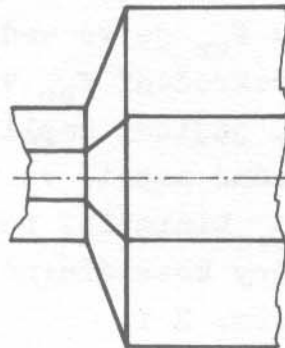
pomocí kleštiny svírané maticí 4 se stínítkem 3. Vyčnívající část odporu a kleštinový spoj jsou chráněny krytem 6.

Pro konstrukci kuželového přechodu válcového vedení platí /viz obr. 2a/ :

$$\frac{R_3}{R_1} = \frac{R_4}{R_2} = \frac{tg \alpha_2}{tg \alpha_1} \quad [2]$$



OBR. 2a



OBR. 2b

Charakteristická impedance vedení

$$Z = 138 \log \frac{R_3}{R_1} \quad [\text{ohm, mm}] \quad [3]$$

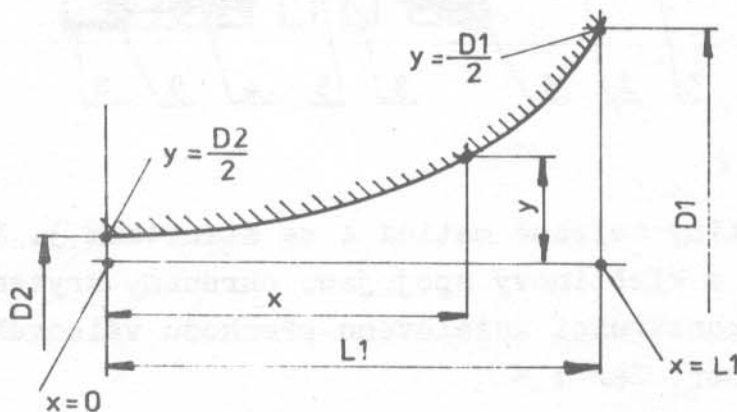
a poměr poloměrů /průměrů/ pro $Z = 75$ ohmů je roven 3,49.

Vztah 2 platí za předpokladu, že se povrchové přímky kuželových ploch sbíhají v bodě "O" - obr. 2a. Hrany přechodů jsou posunuty o vzdálenosti Z_1 a Z_2 . V praktickém návrhu jsou přechody pro jednoduchost provedeny podle obr. 2b.

Funkční délce uhlíkové vrstvy L_1 odporu 5 odpovídá délka stínítka 3, jehož vnitřní průměr se mění z D_2 na D_1 - obr.3 podle exponenciály dané vztahem :

$$y = \frac{D_2}{2} \cdot e^{\frac{\ln \frac{D_1}{D_2}}{L_1} \cdot x} \quad [4]$$

kde $e =$ základ přirozených logaritmů $\hat{=} 2,718$

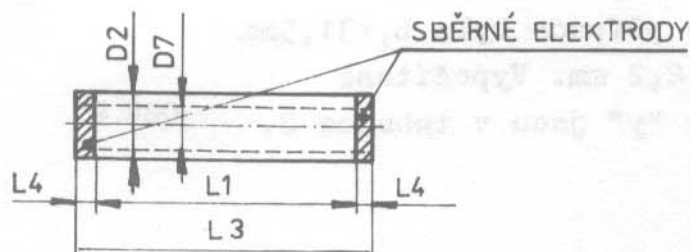


OBR. 3

V ý b ě r b e z i n d u k č n í h o o d p o r u .

Měření vyrobených "zátěží" ukázalo, že lze použít jakýkoliv uhlíkový vrstvý odpor /s kovovou vrstvou/ s $R \cong 75$ ohmů bez vybroušené drážky /měrný odpor je po délce vyhovující/, nebo použít pro náročnější kritéria speciální vrstvé odpory s potlačenou indukčností a zaručenou hodnotou měrného odporu, vyráběné TESLOU Lanškroun. Údaje těchto odporů jsou v tabulce 1.

TAB.1



TYPOVÉ OZNACENÍ	ZATÍŽENÍ NA VZDUCHU (W)	ROZMĚR (mm)				
		D2	D7	L4	L1	L3
WK 681 08	5	16	8	7,5	60	75
WK 681 09	10	21	12	10	100	120
WK 681 10	25	35	24	15	130	160
WK 681 11	50 A 65	30	20	25	400	450
WK 681 12	100	40	30	25	350	400
WK 681 13	125	60	50	25	400	450

Pro větší "zátěž" /viz fotografie/ byl použit odpor WK 68110 bez úprav, v menší popisované zátěži je použito běžného typu TR 147 - 100 ohmů s následujícími úpravami:

- jedna čepička demontována napilováním;
- druhá čepička zbavena laku, odstraněn axiální vývod a čelo čepičky orovnáno na soustruhu - důležité pro dodržení souososti s protidílem - viz dále ;
- čepička potřena roztokem kalafuny v lihu;
- ostrým nožem opatrně odstraněn ochranný lak uhlíkové vrstvy - nedoporučuji smírkovat, poruší se uhlíková vrstva;
- konzervace celého odporu slabou vrstvou silikonové pasty

Lukosan M 14, M 11, nebo silikonovým olejem.

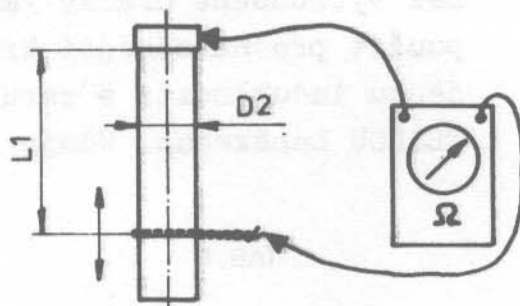
Posouváním drátěné objímky /2 závity ϕ 0,3 mm Cu/ po uhlíkové vrstvě - obr. 4 zjistíme na takto upraveném odporu délku L_1 , odpovídající ohmickému odporu 75 ohmů. Před každým měřením objím-

ku pečlivě utáhneme /dokonalý kontakt po celém obvodu/ a kontrolujeme kolmost objímky k podélné ose odporu. Skutečná zatížitelnost bude úměrná zjištěné délce, z níž vypočítáme podle

vztahu [4] tvar exponenciály .

Jako vyhovující se v praxi u obou zátěží ukázalo počítat hodnotu "y" s přírůstkem hodnoty "x" o 3 mm.

V tomto případě byla $L_1 = 31,5 \text{ mm}$ a $D_2 = 8,2 \text{ mm}$. Vypočítané hodnoty "y" jsou v tabulce 2.



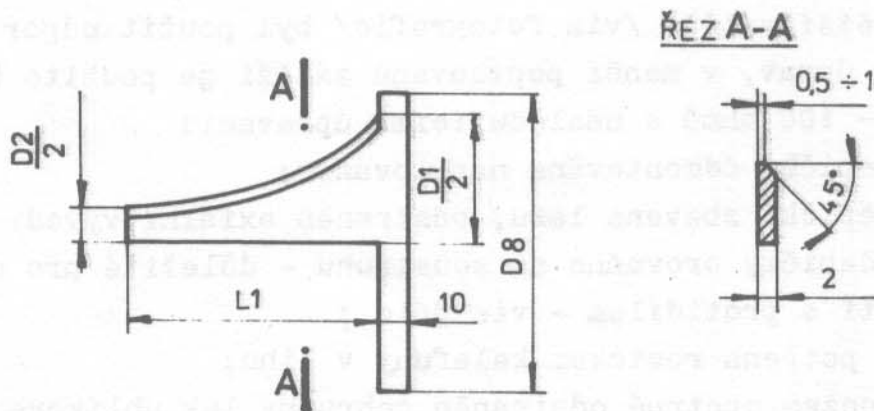
OBR. 4

TAB. 2

x	0	3	6	9	12	15	18	21	24	27	30	31.5
y	4.1	4.6	5.2	5.9	6.6	7.4	8.4	9.4	10.6	11.9	13.5	14.3

V ý r o b a o s t a t n í c h d í l ů.

Všechny díly jsou vyrobeny na soustruhu podle výkresů, svrtány a závitovány. Za zmínku stojí způsob opracování vnitřního tvaru stínítka 3. Po provrtání $\varnothing 8,2 \text{ mm}$ byl ostatní materiál odebíráán stupňovitě podle vypočítaných souřadnic. Konečného tvaru bylo dosaženo odškrabáváním /trojhrannou škrabkou, "šábrem"/



OBR. 5

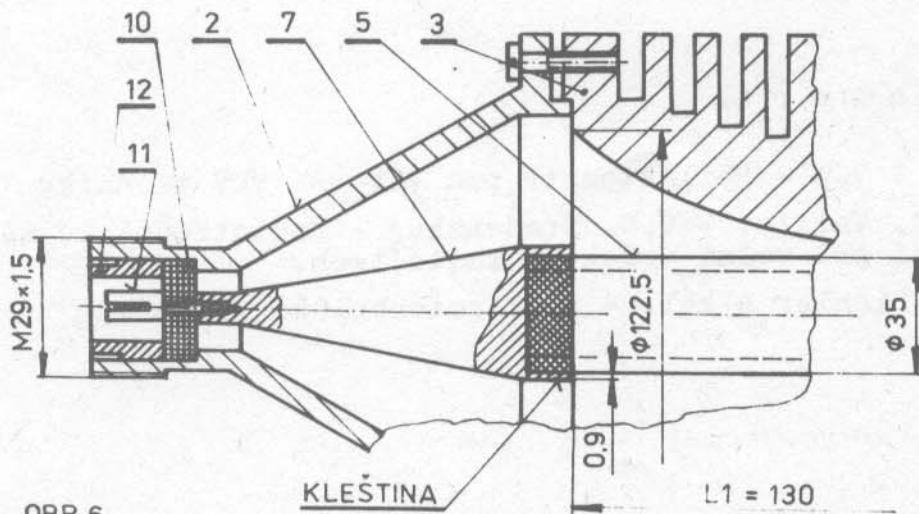
za rotace a smírkováním - snažíme se o dosažení co nejhladšího povrchu. Přechem této operace byl tvar kontrolován šablonou podle obr. 5, vyrobenou z organického skla pilováním podle na-

rýsované souřadnicové sítě. Pro lepší optickou kontrolu je šablona v tvarové části zeslabena - viz řez A - A.

M o n t á ž s e s t a v y - obr.2.

Všechny díly, mimo odpor 5, odmastíme. Pocínujeme čelo čepičky odporu a čelo dílu 7. Ve svislé poloze oba díly spájíme tak, aby byly souosé. Odstraníme přebytečnou pájku, očistíme, roztokem kalafuna - líh potřeme otvor $\phi 1,4$ mm pro pájení do konektoru 1 a konzervujeme. Sestavu - odpor 5 a vodič 7 vsuneme do kleštiny stínítka 3, který jsme předtím nakonzervovali. Odpor 5 ustavíme v kleštině do takové polohy, která odpovídá hodnotě 75 ohmů /kleština sevřena maticí 4/ - kontrolujeme souosost. Pokud jsme pracovali pečlivě, je aktivní délka odporu stejná s délkou zjištěnou prvním měřením podle obr. 4 / malé rozdíly $\pm 0,5$ mm se prakticky neprojeví/. Dále připravíme plášť 2 pocínováním čelní plochy pro připájení konektoru 1, připájíme upravený konektor WK 41101 - 75 ohmů, odstraníme v otvoru a na povrchu přebytečnou pájku a konzervujeme vnitřní plochy. Pomocí šroubů 8 smontujeme stínítko 3 s pláštěm 2 a připájíme střední vodič 7 ke střednímu vodiči konektoru. Připevníme kryt 6 pomocí šroubů 9. Tím je montáž ukončena.

Druhá zátěž /obr. 6/ je konstruována podle zcela stejných zásad. Rozdíl je ve spojení středního vodiče 7 s odporem 5. Spoj není pájen, ale proveden jako kleštinový /prstenec rozřezán na 8 dílů. Vzniklé polosegmenty jsou před montáží napruženy pro dokonalý kontakt se sběrnou elektrodou odporu 5. Všechny díly jsou před montáží konzervovány. Konektor je součástí pláště 2.



OBR.6

Další díly jsou teflonový izolátor 10, kleština 11 a vložka 7. Při konstrukci konektoru dbáme na dodržení impedance ve všech jeho průměrech.

Impedance vedení s dielektrickou konstantou ϵ je

$$Z = \frac{138}{\sqrt{\epsilon_m}} \log \frac{R_3}{R_1} \quad [\text{ohm, mm}] \quad [5]$$

Pro teflon je $\frac{R_3}{R_1} = 5,8 \quad /Z=75 \text{ ohmů}/$

Z á v ě r.

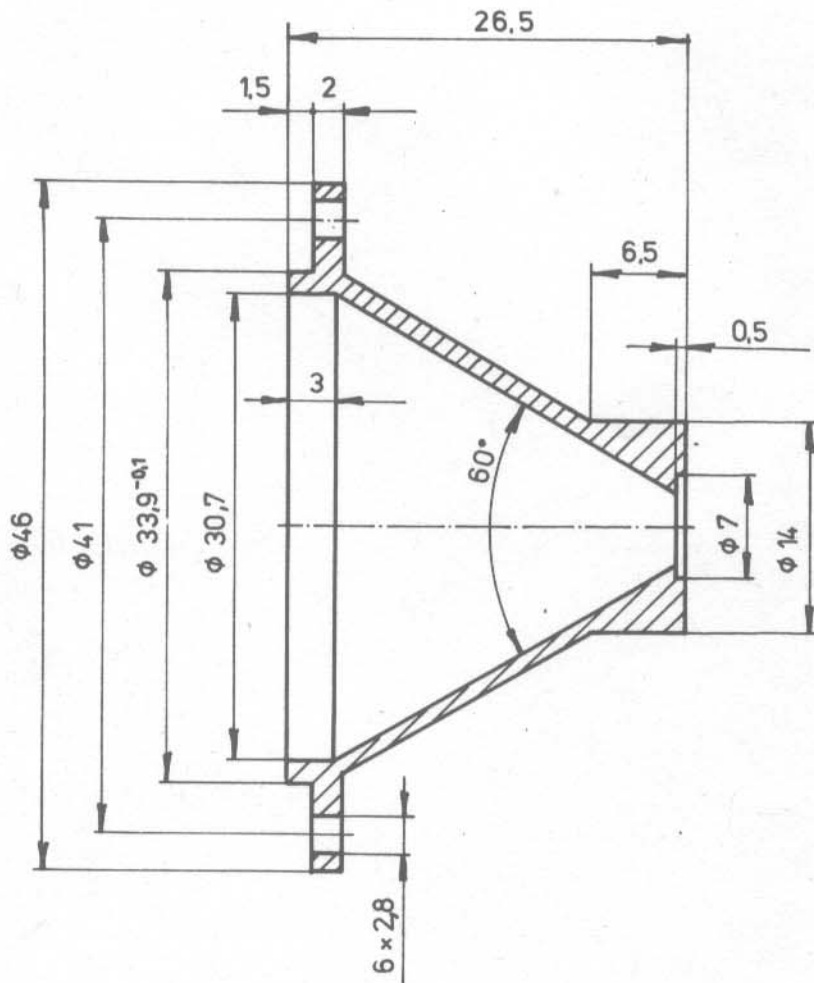
Obě zátěže byly kontrolovány ve spojení s reflektometrem podle [10], jehož měrné vedení bylo vyrobeno jako válcové přechody podle obr. 2a. Na frekvenci 1296 MHz / 0,3 W bylo naměřeno ČSV = 1,05. I když je vypočítaný teoreticky použitelný kmitočet $/f_{kr}/$ u větší zátěže 1214 MHz, fungovala tato zcela normálně. Domnívám se, že naopak u malé zátěže bude maximální kmitočet $/f_{kr} = 5,19 \text{ GHz}/$ omezen vlastnostmi použitého konektoru, relativně většími nepřestnostmi výroby a nehomogenitou uhlíkové vrstvy. Výsledky, dosažené amatérskými prostředky jsou i tak velice dobré a konstrukce snadno reprodukovatelné.

Všem, kteří se rozhodnou vyrobit zátěž podle uvedených doporučení přeji hodně zdaru a jsem přesvědčen, že odměnou ze vynaložené námahy a prostředky jim bude nejen hlubší pohled do problematiky impedančního přizpůsobení koncového stupně vysílače k anteně, ale v mnoha případech i zvýšení vyzářeného výkonu - hlavně na vyšších pásmech VKV.

L i t e r a t u r a.

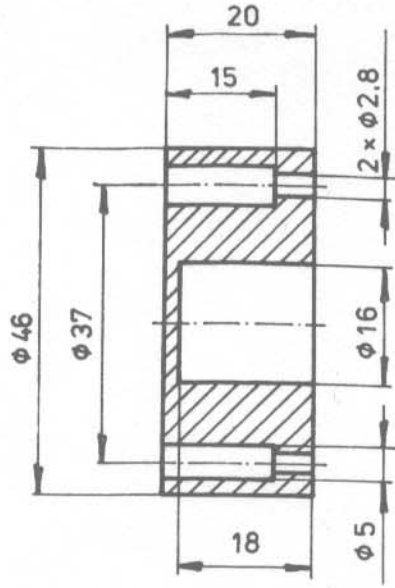
- [10] OK 1 VCW - Reflektometr pro VKV - VKV technika 1965
- [11] R.A. Valitov - V.N. Sretenskuj - Radiotechnická měření při velmi vysokých kmitočtech.
- [12] J. Eichler a kol. - Elektrotechnická měření.

3,2√ 1,6√



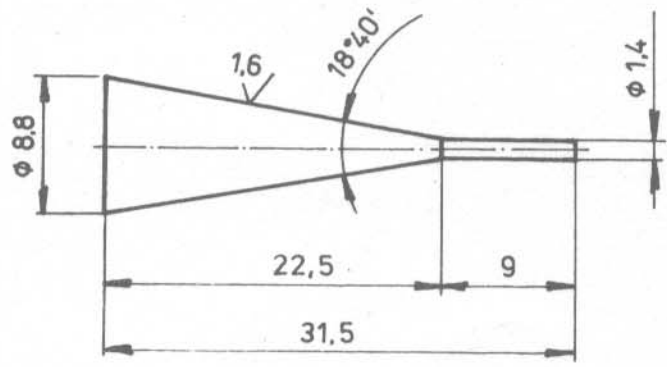
POS. 2	PLÁŠŤ	MĚŘITKO: 2 : 1
	MATERIÁL: MOSAZ	KUSŮ: 1

6,3 ✓



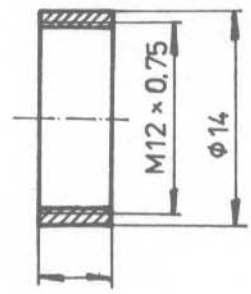
POS. 6	KRYT	MĚŘÍTKO: 1:1
	MATERIÁL: SILON	KUSŮ: 1

3,2 ✓ (1,6 ✓)



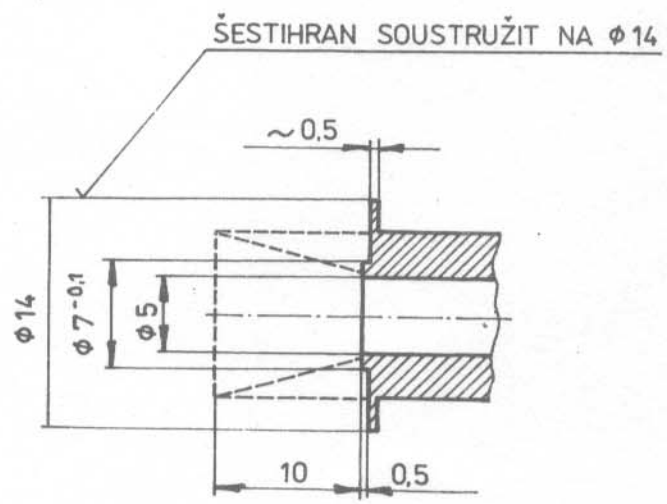
POS. 7	STŘEDNÍ VODIČ	MĚŘÍTKO: 2:1
	MATERIÁL: MOSAZ	KUSŮ: 1

3.2 ✓

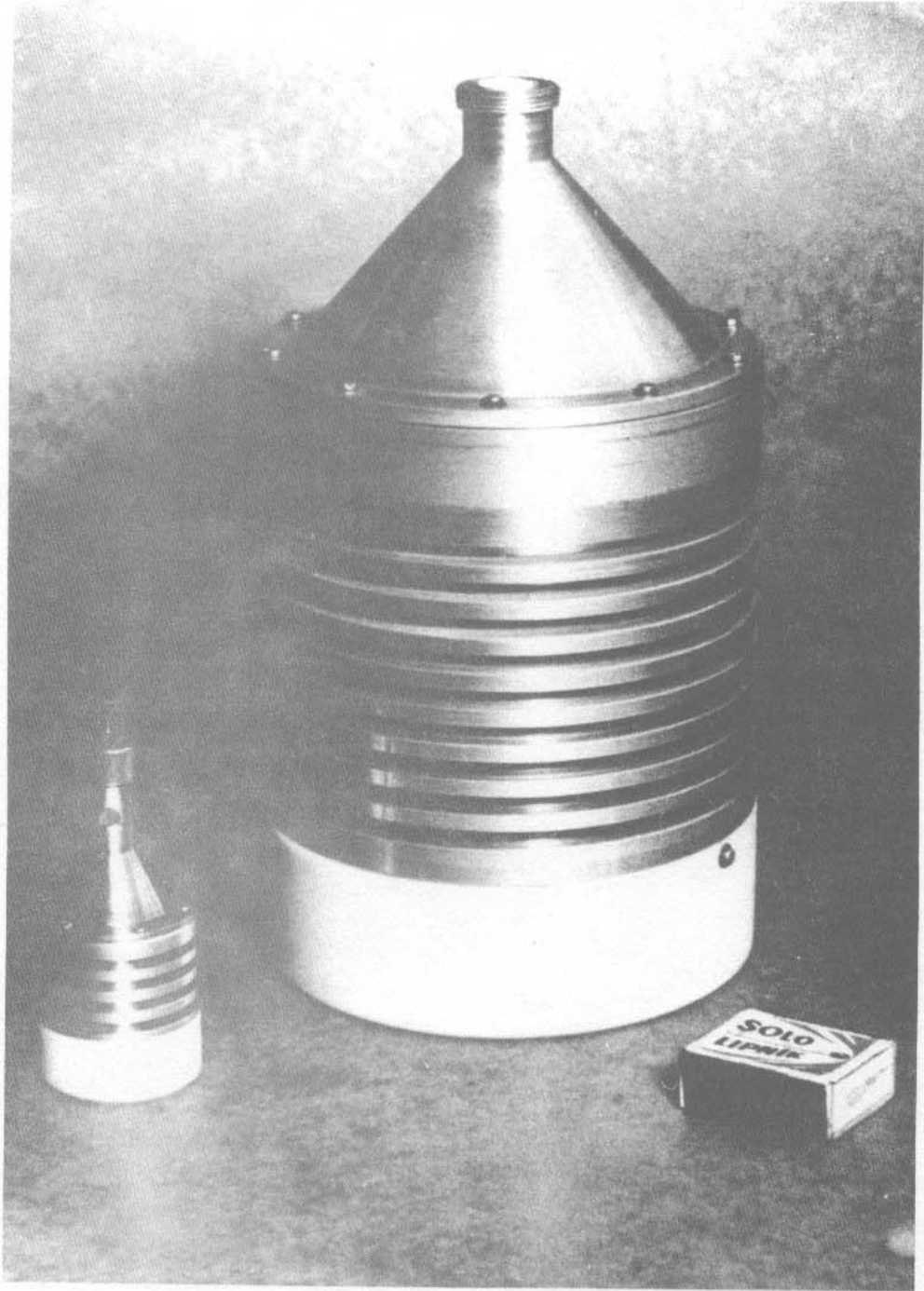


POS. 4	MATICE	MĚŘÍTKO: 2:1
	MATERIÁL: MOSAZ	KUSŮ: 1

3.2 ✓



POS. 1	KONEKTOR – ÚPRAVA	MĚŘÍTKO: 2:1
	MATERIÁL: KONEKTOR WK 4101	KUSŮ: 1



Krajský technický seminář - Olomouc 1984
pořádaný
Okresní radou radioamatérství v Olomouci
ve spolupráci
s Krajským kabinetem elektroniky Ostrava



TRANZISTOROVÉ PA STUPNĚ PRO 144 a 432 MHz

OK 2 BQR

BLAŽEK František

Článek je otisknut v doslovném znění rukopisu předloženého autorem k publikování

TRANZISTOROVÉ KONCOVÉ STUPNĚ PRO 144 MHz A 432 MHz.

Všeobecně.

Mnohý z nás, když si postaví první dvoumetrový TRX malého výkonu, bývá postaven před problém, jak jeho malý výkon zesílit na přijatelnou úroveň. Před stejný problém jsem byl postaven i já; jak jsem jej řešil je shrnuto v tomto příspěvku. Byla vyzkoušeny zesilovače na 144 MHz a 432 MHz a proto je příspěvek rozdělen do dvou částí. Při konstrukci jsem vycházel z pramenů většinou amatérů dostupných a tyto jsou shrnuty na konci tohoto příspěvku. Katalogové údaje použitých transistorů je možno čerpat z katalogu polovodičů TESLA, Ročenky AR / Katalog tranzistorů a diod/ a z knihy " Taurek a kol.: Technické údaje polovodičových součástek - výběr ze zemí RVHP.

Téměř u všech zapojení, až na jednu výjimku, nejsou uvedeny výstupní VF výkony, protože je nemám možnost měřit. Při nastavování byl použit jen přístroj DU 10, PU 160, amatérský reflektometr /koaxiální/ a amatérský pístový absorpční vlnoměr, kterým byly na výstupech PA kontrolovány harmonické kmitočty.

Profesionálové - ať se na mne nezlobí, pokud se někde nevědomky prohřešuji proti jejich zásadám, ale musí si uvědomit to, že většina z nás nemá doma měřicí vybavení na úrovni výzkumného ústavu a musíme si pomoci, jak se dá.

Použitelné tranzistory.

O jejich vhodnosti pro daný budicí a výstupní výkon, kmitočet a druh provozu si musí každý rozhodnout sám / dosti vyčerpávající informace o tomto problému dává článek ex OK 1 PD v RZ 5/84 /, protože nikdo nemá po ruce zrovna ty typy, které předepisuje autor, ale musí se spokojit s tím, co momentálně sežene a celou koncepcí tomu přizpůsobit. Platí také jedna důležitá zásada: z dostupných typů vybrat takový, který by svými vlastnostmi nejlépe vyhovoval naší mentalitě; znamená to, že začátečník by měl zásadně sáhnout po dokonalejším typu, který je vybaven různými ochranami a nechá si líbit téměř vše; pak postupně s nabývajícím zkušenostmi může postupně zkoušet starší a levnější typy - bez ochrany; ale raději je používat pouze na 50% výkonových hodnot,

vedených v katalogu. Ne u všech tranzistorů jsou všechny jejich vlastnosti zcela známy, proto - pokud nemáme 100% jistotu - raději si opatříme dva kusy. Je to sice trochu dražší záležitost, ale později se vyplatí.

Na každém neznámém typu si uděláme základní měření; to znamená že jej zkušebně zapojíme, vyladíme vstupní a výstupní obvody do rezonance, zvyšujeme postupně úroveň budícího signálu a sledujeme nárůst výstupního signálu /v nouzi stačí i dobrý reflektometr/ v závislosti na kolektorovém proudu. Tato závislost by měla být lineární. Pokud není /obvykle v závěru měření/ je stupeň přebuzen. U starších typů transistorů bez ochrany nemá smysl dosahovat hodnot kolem kolektorové ztráty, nebo ji překračovat.

Tranzistor tak obvykle zničíte. Při těchto měřeních doporučuji používat zdroj s nastavitelnou proudovou ochranou.

U skutečně kvalitních tranzistorů se uvádí možnost až 20% přebuzení. Dále se snažíme tranzistor co nejlépe přizpůsobit jak vstupní, tak výstupní impedanci. Přizpůsobovací obvody tvoří obvykle pí-články, které transformují nízkou impedanci tranzistoru impedanci dalšího stupně, nebo koaxiálního kabelu. Vůbec se nerozpakujeme zmenšit, nebo zvětšit indukčnost přizpůsobovacího obvodu, pokud se prokáže, že stupeň je touto změnou lépe vybuděn, nebo v opačném případě, že jde do zátěže vyšší výkon. Tyto přizpůsobovací pokusy provádíme asi při 50% kolektorové ztráty, případně ještě při nižší úrovni kolektorové ztráty daného tranzistoru.

Dále je dobré prověřit tranzistor z hlediska použitelného kmitočtu. Typicky dvoumetrový tranzistor zkusíme přizpůsobit a vybudit na 70 cm, což se v řadě případů podaří, ale přizpůsobování do zátěže bývá dosti často obtížné. Pak již nezbývá, než zkoušet různé vazební obvody z veškeré, nám dostupné literatury pro požadovaný kmitočet. Tato svízelná práce se ale vyplatí.

Pokud se nám při vší opatrnosti podaří tranzistor zničit, je dobré si zapsat proč a jak ke zničení došlo.

Dobrý chladič je u výkonových tranzistorů neoddiskutovatelnou podmínkou. Jeho velikost je nejlépe pro požadovaný výkon odzkoušet. Přehřátý tranzistor se nezničí hned, ale signalizuje svůj stav nárůstem klidového proudu. Ve stadiu zkoušek, kdy je již jasné, že chladič nestačí odvádět teplo si pomáhám ponořením chladiče do mělké nádoby s vodou /na př. fotomiska/. Tato metoda je však použitelná pouze u těch typů tranzistorů, které nemají upevňovací element elektricky spojen s kolektorem.

Styčné plochy tranzistoru, které mají vliv na přestup tepla potřebe silikonovou vazelinou; je k dostání v prodejních s potřebami pro rybáře /vazelina na šňůru/. Matice používáme pouze měděné, nebo mosazné, na chladič použijeme profil typu ZH-10-1136.

Zdroj předpětí pro báze tranzistorů malých a středních výkonů je tvořen křemíkovou diodou s odporem; dioda bývá tepelně spojena s chladičem. Typ diody a hodnota odporu se musí zvolit tak, aby se při předepsaném klidovém proudu dosáhlo předpětí báze určité hodnoty, obvykle mezi 0,6 až 0,7 V. Hodnota předpětí se pak nesmí při vybuzení tranzistoru na plný výkon snížit o více, jak 0,1 V. U tranzistorů větších výkonů se používá složitějších zapojení zdrojů předpětí. Velmi dobře je propracován zdroj v [1] od OK 1 ASA, který se mi osvědčil u PA s tranzistorem BLY 94.

A nyní všeobecně k dalším použitým součástkám /platí pro všechna uvedená zapojení/.

Rezistory /odpory/.

Pokud je vůbec ve VF obvodech použijeme/hlavně v emitorech tranzistorů, potom je nutno použít miniaturní typy s uhlíkovou, nebo kovovou vrstvou bez vybroušené drážky /0,25W/, v bazových stabilisátorech předpětí v serii s diodou používáme typy 1 až 2 W - drátové - tmelené.

Ladící kondensátory.

Pokud možno, používat keramické dolaďovací trimry z NDR, nebo sovětské o hodnotách 4 až 25 pF. Při jejich použití v PA větších výkonů však pozor: nehodí se pro PA nad 20W výkonu; pak dochází k jejich zahřívání a propalování dielektrika.

O něco lepší a u nás dostupnější jsou styroflexové trimry

TESLA typ WN 70 419 - 24/25/ 30, nebo 60 pF.

Pro PA vyšších výkonů jsou vhodné dolaďovací kondensátory vzduchové; na př. pro 144 MHz lze s výhodou použít frézovaný kondensátor ze stanice RM 31, použitý zde pro rozlaďování BFO / max kapacita asi 20 pF/, pro 432 MHz pak vzduchový dolaďovací kondensátor z dříve oblíbeného vysílače RSI /na 160 m pro OL stanice/, který se z původních asi 60 pF zmenší na 12 pF. Na 144 MHz lze v nouzi nejvyšší použít i vzduchových dolaďovacích trimrů hrníčkových /asi 30 pF/. Doporučuji však zařazovat s nimi do serie

keramické oddělovací kondensátory max. 1 nF. Toto platí hlavně tehdy, je-li trimr zapojen jako vazební kapacita z kolektoru na bázi dalšího stupně. Při případném zkratu v hrníčkovém trimru by při nepoužití oddělovacího kondensátoru dostala báze plné napájecí napětí. To samozřejmě nesnese ani sebelepší tranzistor. V každém případě je nutno použití hrníčkových trimrů považovat pouze za východisko z nouze, vzhledem k jejich velké stavební výšce a značné vlastní indukčnosti.

Kondenzátory vazební a blokovací.

Jejich hodnota není kritická. Doporučuji je použít hlavně z bezpečnostních důvodů - ochrany tranzistorů před zničením napěťovými špičkami, vznikajícími na tlumivkách v okamžiku vypnutí napájecího napětí.

Tlumivky.

Snažit se dodržet předepsaný typ, v případě zakmitávání stupňů snížit počet závitů. Měly by mít co nejmenší Q.

Cívky.

Jako součásti ladících /transformačních/ obvodů jsou zhotoveny v PA pro pásmo 2m z CuAg, CuSn, nebo Cu smaltovaného drátu o ϕ 1mm na ϕ 6 až 8 mm, u výstupních indukčností a antenních filtrů pro vyšší výkony je vhodný drát o ϕ 2 mm a ϕ cívky 20 mm.

Počty závitů platí pro uvedený tranzistor a při použití jiného typu nemusí souhlasit. Při použití jiného typu tranzistoru je proto třeba jejich hodnoty upravit tak, aby přenos výkonu mezi jednotlivými stupni byl co nejlepší /viz kapitola o tranzistorech!/.

Pro pásmo 70 cm jsou jako indukčnosti použity plechové pásky z Cu, nebo FeSn o rozměrech 5 x 18 x 0,5 mm. I zde jejich použití není dogmatické, hlavně v případech, jestliže použijeme tranzistorů o nižším mezním kmitočtu / na př. u 2N3632, nebo KT909 vychází vstupní bázová cívka asi 2 závity/.

Plošný spoj.

Není u všech popsaných PA uveden. Jako vodičko může sloužit spoj dvoustupňového zesilovače, převzatý z [2], který lze podle počtu stupňů zmenšit, nebo rozšířit. U PA pro pásmo 432 MHz /třístupňového/ je spoj uveden.

Sladování zesilovačů.

Po osazení všemi součástkami a přišroubováním tranzistorů na chladič velmi pozorně prohlédneme plošný spoj. Případné zkratky mezi lezovacími ploškami a kostrou odstraníme. Výhodné je použití ohmmetru. Zapomenutý, i když okem neviditelný zkrat, hlavně je-li na výstupu posledního stupně, může způsobit zničení tranzistoru.

Na výstup za pásmový filtr zapojíme přes reflektometr dobrou koaxiální zátěž 75 ohm / 50 ohm/, do kolektoru prvního tranzistoru zapojíme miliampérmetr; napájení kolektoru a báze T2 odpojíme, tlumivku TL1 odpojíme od D1 a připojíme na zem.

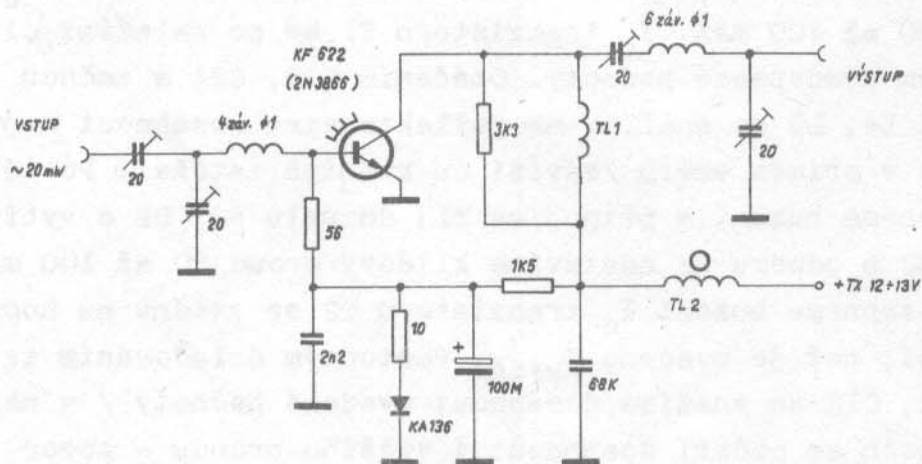
Na vstup /C1/ přivedeme signál asi 20 mW a vzájemným doladováním C1, C2, případně změnou indukčnosti L1 se snažíme T1 vybudit na nějaký kolektorový proud. Obvykle bývá značně malý, několik mA. Pak vypneme buzení, tlumivku TL1 odpojíme od země a připojíme do uzlu R1, D1 a výběráním vhodné diody /z několika kusů/ a odporu nastavíme klidový proud v rozmezí 2 až 5 mA. TL3 odpojíme od uzlu R2, D2 a připojíme k zemi, do kolektoru zapojíme ampérmetr /nejlépe DU 10/. Při zapnutí buzení kolektorový proud T1 vzroste nad hodnotu předepsanou ve schematu /je dobré snížit buzení - pozor na překročení P_c u T1/. Laděním trimrů C11, C12 a změnou indukčnosti L3 se snažíme o dosažení maximálního I_c u T2 /obvykle 300 až 400 mA/. I_c tranzistoru T1 se po naladění C11, C12 ustálí kolem předepsané hodnoty. Otáčením C20, C24 a změnou indukčností L4, L5 se snažíme na reflektometru dosáhnout největší výchylky v přímém směru /závisí na kvalitě zátěže/. Po této operaci vypneme buzení a připojíme TL3 do uzlu R2, D2 a výběráním diody D2 a odporu R2 nastavíme klidový proud 80 až 100 mA. Když potom zapneme buzení I_c tranzistoru T2 se zvedne na hodnotu o něco menší, než je uvedeno I_{klid} . Postupným doladováním trimrů C1, C2, C11, C12 se snažíme dosáhnout uvedené hodnoty / v některých případech se podaří dosáhnout i vyššího proudu - pozor na překročení kolektorové ztráty/ a současně se snažíme trimry C24, C20 o maximální výstupní výkon do zátěže. K zátěži můžeme navázat absorpční vlnoměr, kterým kontrolujeme druhou a třetí harmonickou. Pokud použijeme na výstupu pásmový filtr jsou tyto uvedeným způsobem neměřitelné. Tento postup platí pro PA podle obr. 2. Pro ostatní PA je postup analogický. Při použití kvalitních transistorů s vysokým f_t se může stát, že některý stupeň kmitá. Kmity mohou být vysokofrekvenční

v okolí zesilovaného kmitočtu, nebo nízkofrekvenční, t.zv. "tlumivkové". VF kmitý se snažíme odstranit snížením vazebních kapacit mezi stupni /C1, C11/, v nouzi použijeme stínící přepážku.

Při odstraňování NF kmitů se mi osvědčil návod z 3, který předkládám v téměř doslovném překladu :

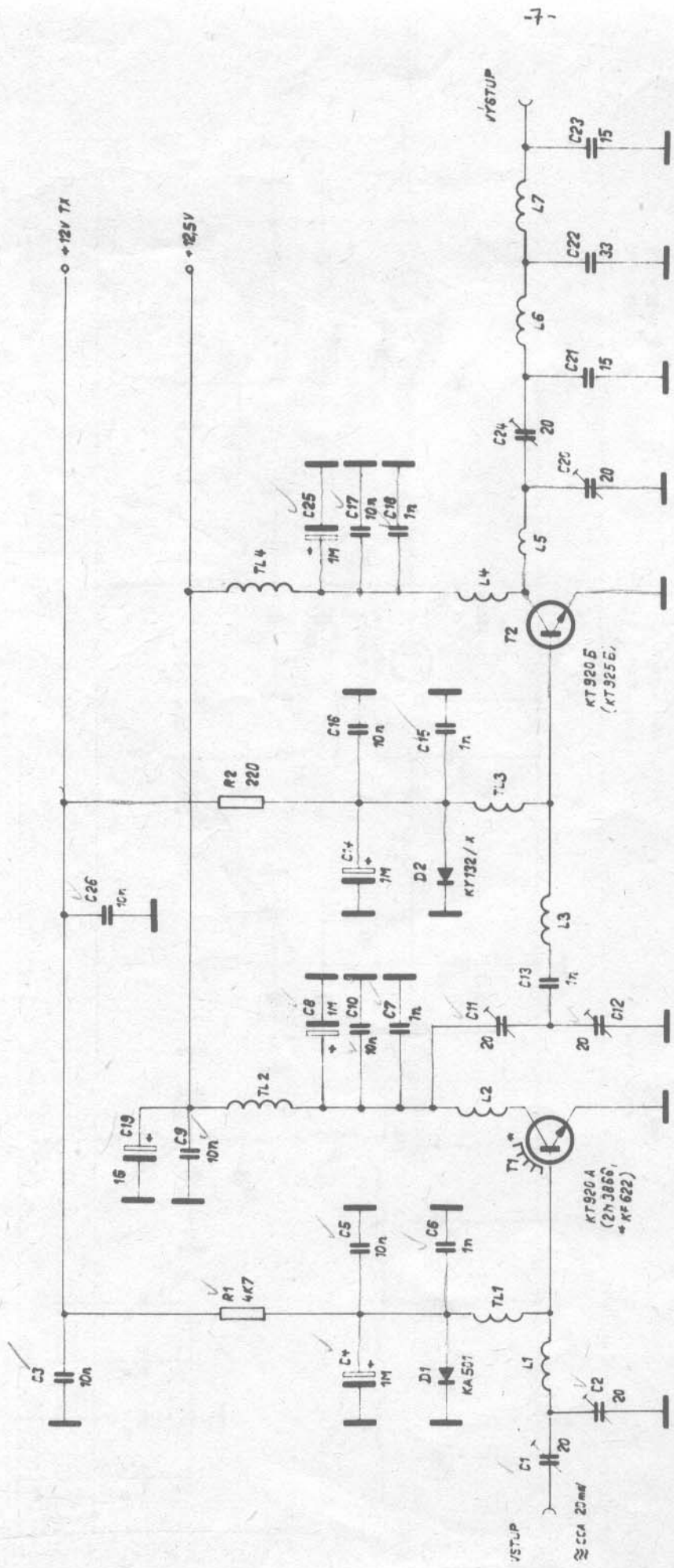
Pro snížení možnosti vzniku t.zv. "tlumivkových" kmitů a v případech, kdy vzniknou provádíme následující opatření: indukčnost bázové tlumivky a tlumivky kolektorové musí být minimální. Ve zvláštních případech se v serii s tlumivkou zapojují odpory malé hodnoty /bázové- do 100 ohm, kolektorové - jednotky ohm/. Tlumivku je rovněž možno zhotovit z odporového drátu/nichrom, konstantan/. Paralelně k blokovacím kondensátorům u studených konců tlumivek připojit elektrolyty 1 až 5 uF. Za blokovacími kondensátory v kolektorových obvodech tranzistorů je možno zařadit odpor 1 až 10 ohm /v přívodu od zdroje/, který při vzniku kmitů ochrání tranzistor tím, že omezí narůstající kolektorový proud na přijatelnou hodnotu. V každém jednotlivém případě je nutno individuálně hledat způsob boje s "tlumivkovými" kmitý

Na následujících obrázcích je uvedeno několik příkladů řešení koncových stupňů.



TL1 = 10 záv. φ 0,1 na TR152
TL2 = 10 záv. φ 0,1 na toroidu H12
I_{KUB} = 2...4 mA ; I_{KLIČ} = 110...150 mA

Obr. 1 Koncový stupeň pro pásmo 144 MHz



Tento zesilovač lze na místě T2 osadit transistorem KT922B ;
 kolektorové napětí pak zvýšit na 24 V, L5 = 4 záv. ϕ 1 mm ;
 pak platí pro T2: I klid. = 60 mA, I klíč. = 0,7 A

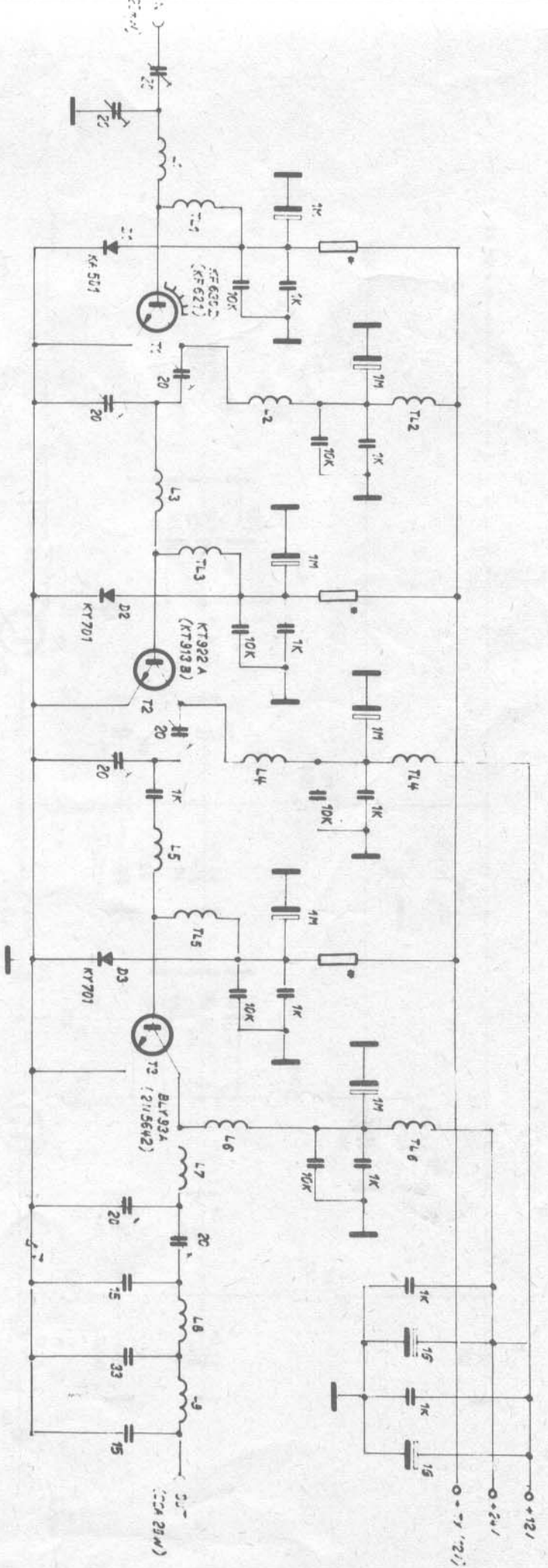
L5 = 1 záv. ϕ 1 mm
 L6, L7 = 4 záv. ϕ 1 mm
 TL 1,2,3 = 18 záv. ϕ 0,25 na R=100 ohm
 TL 4 = 13 záv. ϕ 0,4 mm na ϕ 4 mm

L1 = 2 záv. ϕ 1 mm
 L2 = 3 záv. ϕ 1 mm
 L3 = 1 až 2 záv. ϕ 1 mm
 L4 = 3 záv. ϕ 1 mm

T1
 I klid. 2 mA
 I klíč. 110 mA

T2
 I klid. 80 mA
 I klíč. 1,1 A

Obr. 2 Koncový stupeň pro 144 MHz



$I_{k1,2} = 4 \text{ mA}$
 $I_{k1,2} = 50 \text{ mA}$

$I_{k3,4} = 40 \text{ mA}$
 $I_{k3,4} = 94 \text{ A}$

$I_{k5,6} = 100 \text{ mA}$
 $I_{k5,6} = 17 \text{ A (max)}$

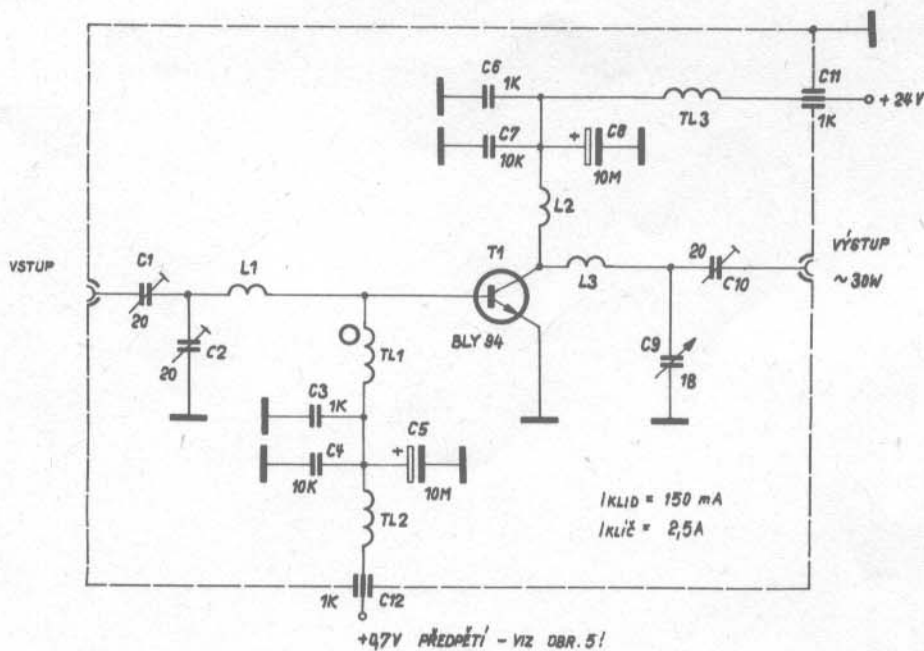
ODPORŮ, OZNAČENÉ HVĚZDČKOU, NASTAVIT TAK, ABY BYLO DOSAŽENO PŘEDPISANÝCH KLIDOVÝCH PRŮDŮ.

- L1 = 2 až 3 zářv. ϕ 1 mm
- L2 = 3 zářv. ϕ 1 mm
- L3 = 1 až 2 zářv. ϕ 1 mm
- L4 = 3 zářv. ϕ 1 mm
- L5 = 1 zářv. ϕ 1 mm
- L6 = 3 zářv. ϕ 1 mm
- L1 až L6 vinout na ϕ 10 mm

- L7 = 3 zářv. ϕ 1 mm na ϕ 15 mm
- L8, L9 = 4 zářv. ϕ 1 mm na ϕ 10 mm

- TL1, 2, 3, 4, 5 = 18 zářv. ϕ 0,25 na $R=100 \text{ Ohm}$
- TL6 = 13 zářv. ϕ 0,4 mm na ϕ 4 mm

Obr. 3 Konečný stupeň pro 144 MHz.



Obr. 4 Koncový stupeň 144 MHz.

L1 = 2 záv.

L2 = 3 záv.

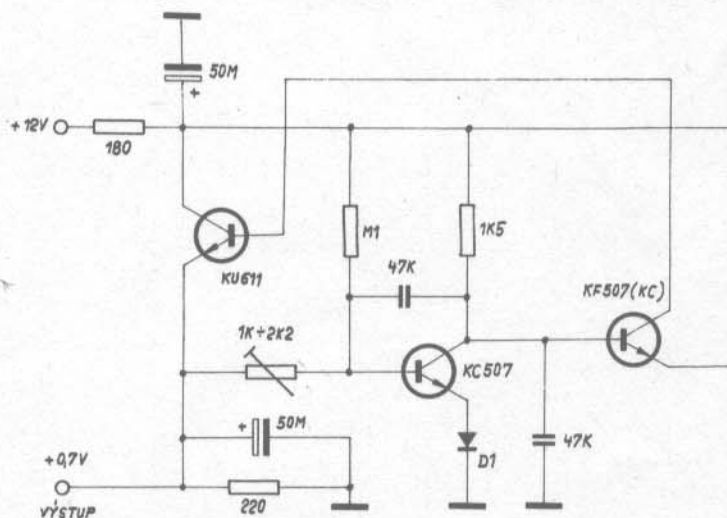
L3 = 3 záv.

TL1 = 10 záv. ϕ 0,25 mm na toroidu H 22

TL2,3 = 15 záv. ϕ 0,4 na ϕ 4 mm

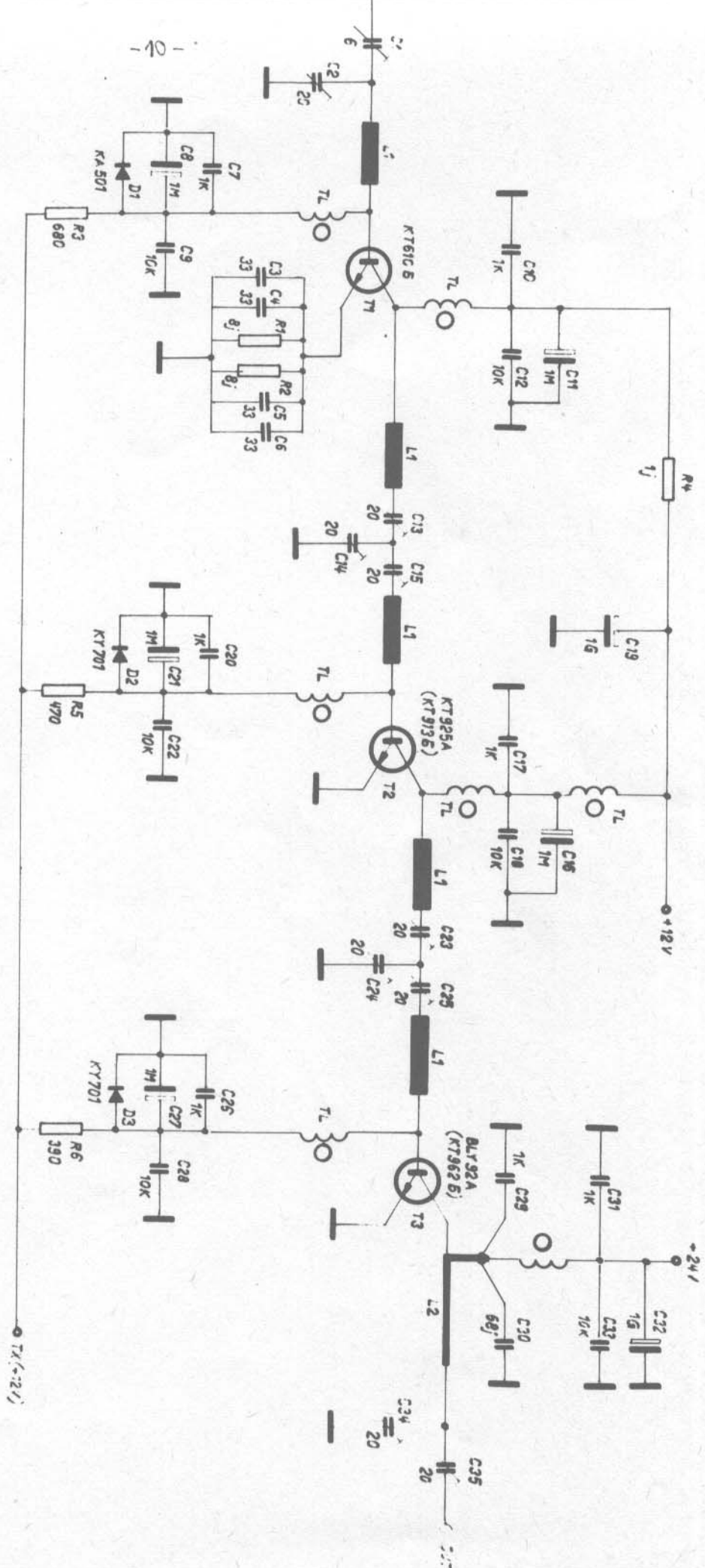
I klid. = 15 mA, I klič. = 2,5 A

Tento koncový stupeň je buzen koncovým stupněm podle obr.2. Při buzení 10 W by měl být výstupní výkon dle katalogových parametrů použitého tranzistoru 50 W max.



Obr. 5 Zdroj předpětí báze pro koncové stupně podle obr. 4 a 7

D1 = germaniový typ / GA, OA / ; přilepit tepelně vodivě na pouzdro tranzistoru PA stupně !

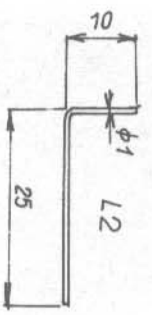


$I_{k,0} = 3mA$
 $I_{k,0} = 0,3A$

$I_{k,0} = 12mA$
 $I_{k,0} = 0,3A$

$I_{k,0} = 30mA$
 $I_{k,0} = 0,65A$

L1 = plechové pásky 18 x 5 x 1 mm
 L2 =



TL = 3 zář. ϕ 0,4 mm na toroidu H 18

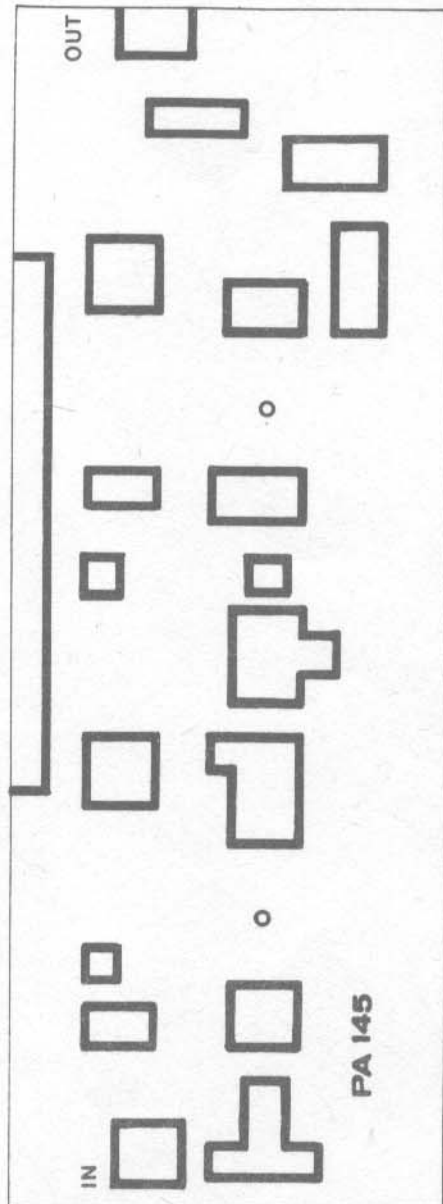
Naměřené parametry na zátěži 60 ohm při $f = 432$ KHz

Buzení	Výkon
100 mW	2W
200 mW	4W
250 mW	5W

P výst. max = 6W při $f = 429$ KHz

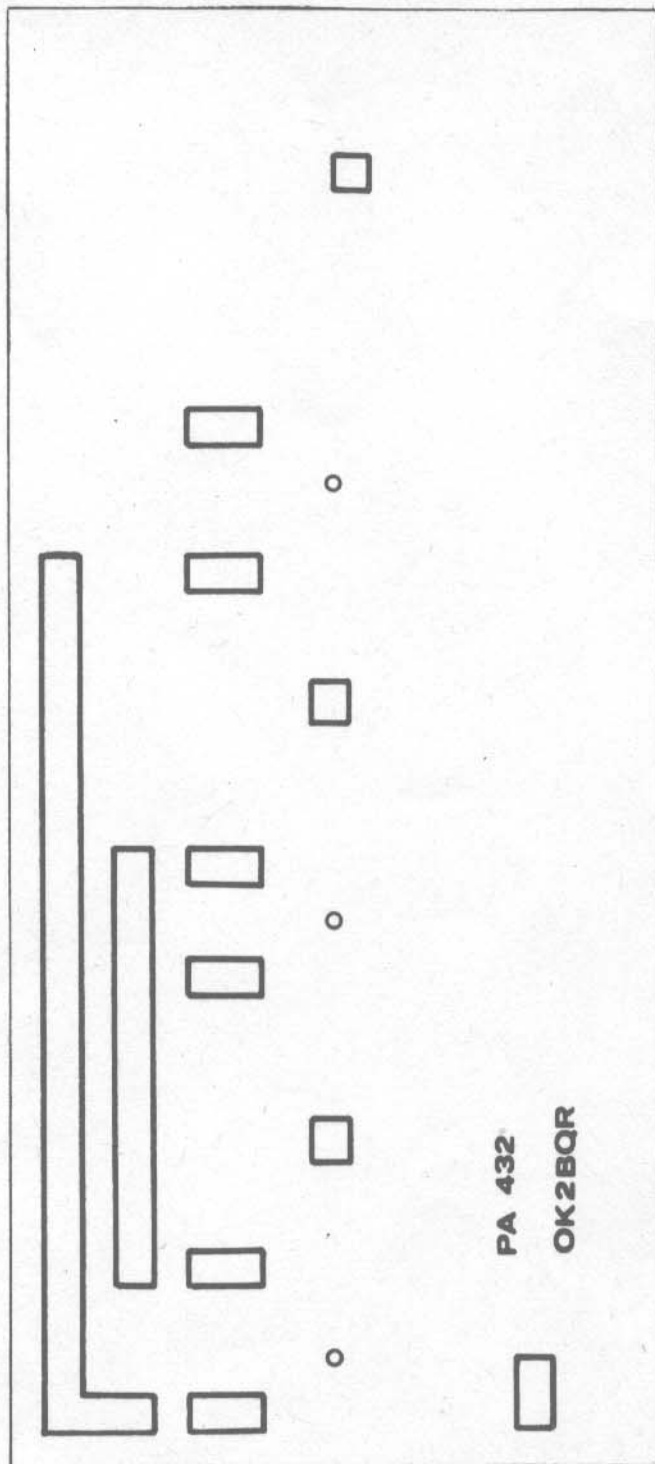
Obr. 6 Koncový stupeň pro 432 KHz.

Je-li použit na místě T3 sovětský transistor KT962B, je I klíč. = 1,4 A a výstupní výkon je asi 2 x větší; L2 pak musí být plechový pásek 18 x 5 x 1 mm!

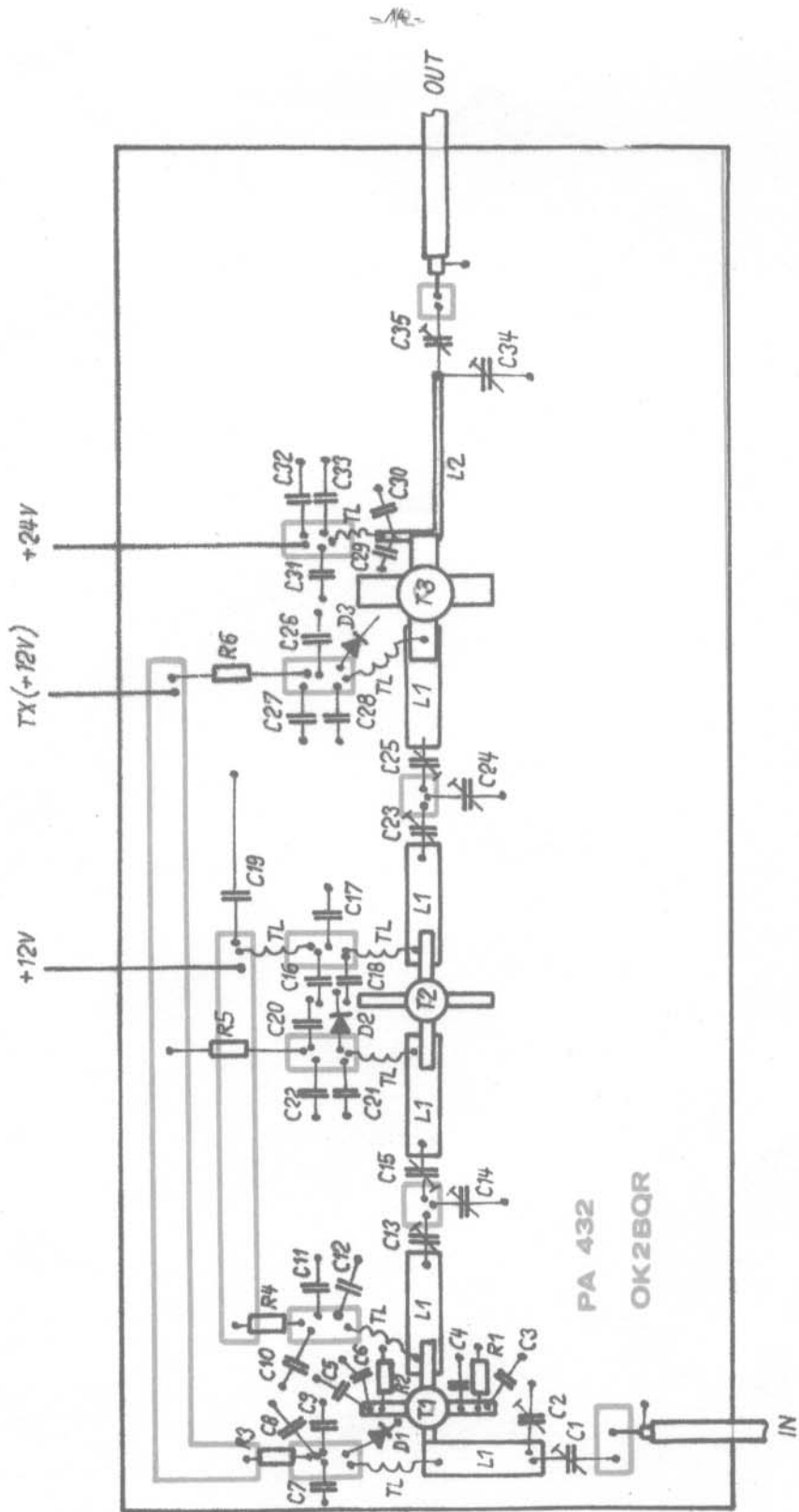


Obr. 8a Předloha plošného spoje pro koncový stupeň podle obr. 2

Oboustranný cuprextit 1,5 mm /1,6 mm/. Součástky se pájí ze strany spojovacího obrazce ! Měř. 1:1

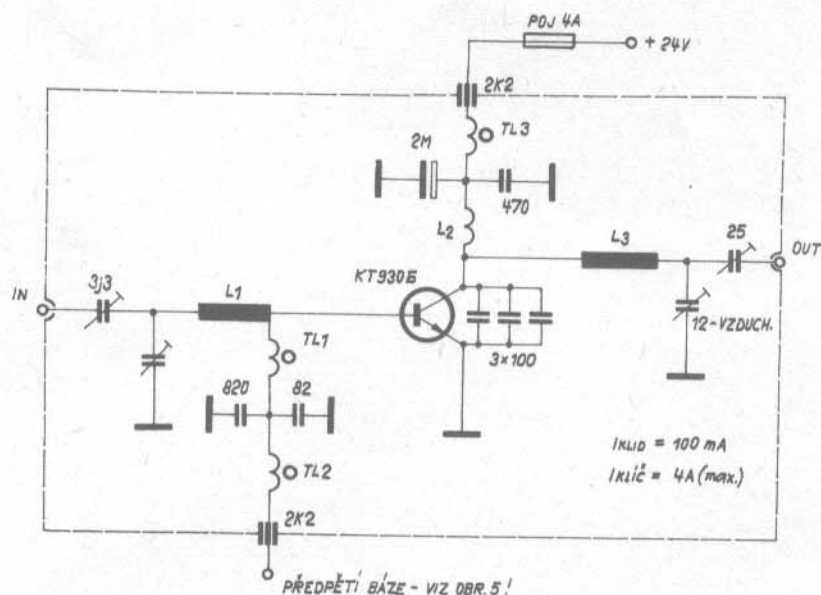


Obr. 9a Předloha plošného spoje pro koncový stupeň podle obr. 6
Součástky se pájí ze strany spojového obrazce !



Obr. 9a Předloha plošného spoje pro koncový stupeň podle obr. 6
Součástky se pájí ze strany spojového obrazce !

Obr. 9b Osazovací výkres koncového stupně podle obr. 6



Tento stupeň byl buzen PA z obr. 6

L1, L3= plechový pásek 5x18x1 mm připájet těsně na B
a K k pouzdru tranzistoru

L2 = 2 až 3 záv. ϕ 1,2 mm na ϕ 7 mm

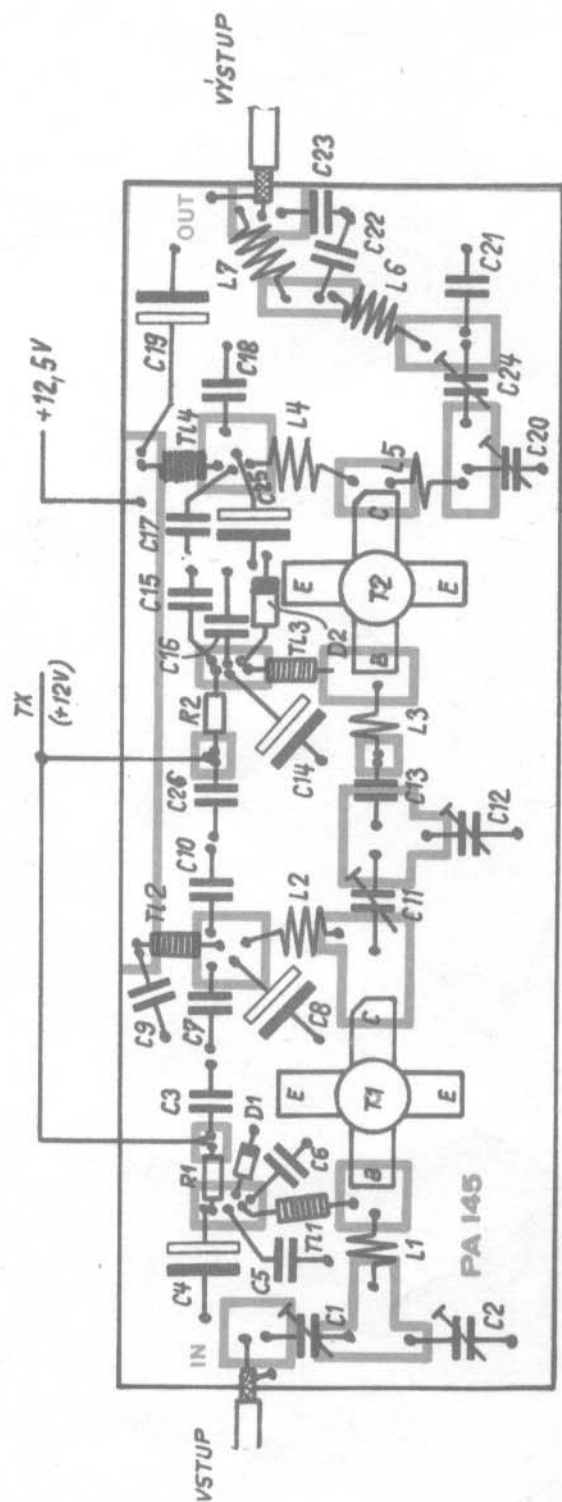
TL1 = 2 záv. ϕ 0,5 na toroid H18

TL2, TL3 = 10 záv. ϕ 0,5 na toroid H 18

Obr. 7 Koncový stupeň pro pásmo 432 MHz

Použitá literatura:

- [1] AR 11/77 OK 1 ASA: PA 80 m
- [2] Sborník UHF/SHF Konopáč 1982
- [3] Radio SSSR 2/83 Tranzistorový vysílač na 1215 MHz
- [4] Radio SSSR 1/79 UKV transvertor
- [5] Radio SSSR 10/80 Transvertor 432 MHz
- [6] RZ 7, 8, 9/76 Lineární tranzistorový zesilovač
pro pásmo 432 MHz - 25W



Obr. 8a Předloha plošného spoje pro koncový stupeň podle obr. 2

Obr. 8b Osazovací výkres koncového stupně podle obr. 2.

Oboustranný cuprextit 1,5 mm /1,6 mm/. Součástky se pájí ze strany spojovacího obrazce ! Měř. 1:1