

KLÍNOVEC 86

30. - 31. 8. 1986

SEMINÁŘ RADIOAMATÉRŮ ZPČ. KRAJE POŘÁDAJÍ RADIOKLUBY

OK1KRQ

PLZEŇ - SLOVANY

OK1ORQ

OK1KQJ

LIAZ HOLÝŠOV

SBORNÍK SESTAVIL OK1FM

OTISK JEN SE SVOLENÍM VYDAVATELE

S rostoucími požadavky na radiový provoz se v našem národním hospodářství přechází na intenzivnější využívání stále vyšších kmitočtových pásem. Výjimkou není ani amatérské pásmo 70 cm a jeho těsné sousedství. Vzhledem ke skutečnosti, že v tomto pásmu je amatérská rádiová služba povolena pouze jako sekundární, musí mít každý konstruktér zařízení pro toto pásmo stále na mysli, že jakýkoli nekvalitní signál, zejména pokud se týká parazitního vyzařování, může způsobit nežádoucí rušení jiné rádiové služby, a výsledkem je zastavení takového vysílání a následný postih. Chtěl bych zdůraznit, že situace je velice vážná v tom, že zařízení, používaná v ČSSR, a to hlavně různé transvertory, jen výjimečně splňují podmínky Radiokomunikačního řádu, a u valné většiny provozovaných zařízení je potlačení parazitních emisí tak špatné, že nezřídka nesplňuje ani požadavky Povolovacích podmínek, které jsou relativně mírné. Musíme si uvědomit, že pokud v historicky krátké době nedojde k radikální obměně přístrojového vybavení pro pásmo 70 cm, může to způsobit i negativní postoje příslušných orgánů k amatérskému provozu v tomto přitažlivém pásmu.

Většina československých stanic používá k získání signálu v pásmu 432 MHz transvertory ke svému zařízení pro 145 MHz. Jsou to obvykle konstrukce, používající na místním oscilátoru kmitočet 288 MHz \pm 1. Známa je např. konstrukce, kterou publikoval před zhruba 10-ti lety OK1DCI (1) a jiné. Rozeberme si nyní způsob vzniku parazitních produktů u tohoto kmitočtového plánu, jak bylo publikováno v (2). Většina z nás bude mít přítom na mysli třetí harmonickou z pásma 2m. Avšak, vzhledem k tomu, že energetický obsah této harmonické ve výstupním signálu je velmi strmě závislý na úrovni přiváděného signálu, je možné tento produkt účinně potlačit zmenšením injekce budícího signálu na 145 MHz, na téměř neškodnou úroveň. Při kmitočtovém převodu :

$$145 + 287 = 432 \text{ MHz}$$

lze tedy produkt:

$$145 \times 3 = 435 \text{ MHz}$$

potlačit v praxi přes - 45 dB. Samozřejmě tehdy, pokud neladíme směšovač způsobem " co to dá ". Závažnější je jiný parazitní kmitočet, o němž se většinou ví jen málo. Způsobuje ho směšování s druhou harmonickou oscilátorového napětí, která vzniká na nelinearitě směšovače ve značné intenzitě, vzhledem k velké amplitudě místního oscilátoru, která je nutná z hlediska linearity směšovače a jeho intermodulační odolnosti. Je to kmitočet:

$$(2 \times 287) - 145 = 429 \text{ MHz}$$

Potlačení tohoto parazitního kmitočtu závisí pouze na dokonalosti vyvážení souměrného směšovače, který tuto druhou harmonickou ze svého principu potlačuje - to je také důvod používání vyvážených směšovačů na tomto stupni. Při výběru polovodičů, vhodném konstrukčním uspořádání směšovače a při vybavení potřebnou měřicí technikou a znalostmi, lze tuto parazitní emisi potlačit dlouhodobě maximálně na úroveň - 40 dB. (3) Protože parazitní kmitočty 429 a 435 MHz spadají do propustného pásma všech následujících zesilovacích stupňů, je potlačení uvedených produktů ve výstupním signálu vysílače stejné jako na úrovni směšovače. V praxi to znamená, že za transvertor tohoto typu, a to jedině perfektně nastavený si můžeme dovolit připojit PA pouze do výkonu 5 až 10 W! To je ovšem v příkrém rozporu s běžnou provozní praxí. Ve skutečnosti však vypadá potlačení uvedeného parazitního vyzářování ještě podstatně hůře - je to způsobeno nedostatkem přístrojového vybavení, reálností problematiky a postupem ladění jen na maximální výstupní signál. V praxi je potom potlačení pouze v okolí -25 až -20 dB. Dokonce je znám případ ostříleného Hama, který provozoval ve spojení s PA 100 W transvertor s potlačením uvedených parazitů jen - 12 dB! Zásadně je také nutné odmítnout konstrukce s jednoduchým nevyváženým směšovačem ve vysílací cestě, např. (4), které mají potlačení maximálně 20 dB. Uvedené parazitní kmitočty nejsou ve výstupním signálu takového transvertoru jediné. Ve spektru jsou obsaženy další a další kmitočty, v uvedeném případě vzdálené vždy o 3 MHz a s amplitudou, zmenšující se vždy cca o 6 dB. Jsou to např.:

$$\begin{aligned} (287 \times 4) - (145 \times 5) &= 423 \\ (287 \times 3) - (145 \times 3) &= 426 \\ (145 \times 5) - 287 &= 438 \text{ MHz} \\ (145 \times 7) - (287 \times 2) &= 441 \end{aligned}$$

atd. V praxi je tento

problém ještě složitější vzhledem k průniku subharmonického oscilátorového signálu 287 MHz, který je násoben z nižšího kmitočtu. Uvedené skutečnosti si je možné ověřit pomocí přijímacího konvertoru takového zařízení, který má stejný kmitočtový plán. Je k tomu potřebný pouze oscilátor přeladitelný přes kmitočty uvedených parazitních emisí.

- Způsobů, jak řešit tuto problematiku, je hned několik. Všechny však mají jedno společné - je nutné opustit uvedený jednoduchý kmitočtový plán.
- První řešení vychází z poznatku, že většina z nás si své zařízení staví doma, a není tedy žádný problém zasáhnout do zařízení pro 2 m. Tento nejjednodušší způsob předpokládá oddělení vyústění zrcadlového kmitočtu, tedy například:

$$145 - 18 = 127 \text{ MHz}$$

a to pro použití jak cesty TX, tak i RX. Transvertor potom bude mít následující kmitočtový plán:

$$127 + 305 = 432 \text{ MHz}$$

Za předpokladu, že nežádoucí signál 145 MHz je před směšovačem transvertoru potlačen alespoň jednou pásmovou propustí, nevznikají ve výstupním signálu na 70 cm žádné energeticky významné parazitní produkty. Pro tento kmitočtový plán je možné využít i stávající konstrukci transvertoru, jen se změnou kmitočtu oscilátoru. Ve výstupním signálu na 70 cm bude ovšem otočené postranní pásmo signálu SSB.

Uvedený způsob je zvláště vhodný i pro konstrukci zařízení výhradně určeného pro pásmo 70 cm, a to na základě oblíbené stavebnice typu Kentaur (5).

V tomto zařízení se jednoduše přeladí ve obvody na zrcadlový kmitočet v pásmu 163 MHz, vynechá se poslední stupeň vysilače a připojí se stabilně jednoduchý transvertor s kmitočtovým plánem např:

162,5 + 269,5 - 432 MHz	podle použitého
případně:	krystalu VXO
162,5 + 272,5 - 435 MHz	

pro účely družicové komunikace. Potřebné krystaly pro oscilátory jsou potom např: 67,375 a 68,125 MHz, které je občas možné sehnat z inkurantního materiálu, nebo je objednat.

- Druhé řešení je osvědčený transvertor ke KV zařízení pro pásmo 28 MHz podle kmitočtového plánu:

$$28 + 404 = 432$$

$$28 + 407 = 435 \text{ MHz, např. podle (6).}$$

Při konstrukci je pouze nutné dbát na dobré potlačení oscilátoru, a to použitím vyváženého směšovače a alespoň dvou pásmových propustí v cestě signálu 70 cm. Jinak je tento způsob rovněž bez kmitočtových komplikací a umožňuje v kolektivních stanicích využít zahálející zařízení pro KV při velkých VKV závodech a družicové komunikaci.

Třetí řešení je konstrukčně i obvodově nejnáročnější. Předpokládá totiž využití neupraveného zařízení pro pásmo 2 m, což je někdy žádoucí např. z důvodu, že jde o přidělené zařízení Svazarmu, nebo profesionální, soukromě dovezený transceiver. Je třeba říci, že zvládnutí této problematiky bylo hlavním důvodem k napsání tohoto příspěvku. Vhodný kmitočtový plán totiž vlastně neexistuje a je nutné zvolit kompromis mezi jednoduchou konstrukcí celého transvertoru, dostupností použitých krystalů a parametry zařízení. Jako zadání bylo po úvaze zvoleno použití jednoho krystalu, jednoduchá konstrukce na jedné desce oboustranného plošného spoje komerční kvality, bez dutinových rezonátorů, stínících přepážek apod; a výstupní výkon 1 W při potlačení parazitních emisí větším než - 60 dB s výjimkou harmonického vyzařování, které je určeno použitým PA, a při potlačení intermodulačního zkreslení

alespoň - 30 dB, a hlavně použití co možná relativně dobře dostupných součástí, včetně pasivních. Výsledkem by měl být transvertor, který by umožňoval i připojení koncového stupně pro třídu A, při dodržení požadavků Radiokomunikačního řádu, bez toho, aby se pro jeho sladování musely používat speciální přístroje.

Při řešení zesilovače 1 W bylo nutné ustoupit od napájení 12 V a přejít na 24 V, protože při nízkém napájecím napětí vadily malé zisky na stupni a hlavně při použitých polovodičích se nedařilo dosáhnout požadované nízké hodnoty intermodulačního zkreslení. To však, viz (2), není vzhledem k předpokládanému použití transvertoru s výkonovým PA na závadu.

Původním záměrem bylo využití kmitočtového plánu podle (2) a (7). Ukázalo se však, že tento plán, který splňuje požadavky v konstrukci z oddělených krabiček podle (2), je nepoužitelný na "jednodeskovém" transvertoru vzhledem k parazitním přeslechům mezi stupni. Proto byl při dalším postupu proveden na počítači rozbor kmitočtové koncepce při použití jednoho mezifrekvenčního kmitočtu a jednoho krystalu. Z výsledné řady kmitočtových řešení bylo 6 realizováno a změřeno v praxi. Bohužel se prokázalo, že v uvedeném konstrukčním řešení na jedné desce plošného spoje bez prepážek není možné s rezervou splnit zadané parametry potlačení parazitních produktů, a to ani u tří relativně nejvýhodnějších kmitočtových plánů, a to:

a/ podle (8) :

$$\begin{aligned} 145 + (57,4 \times 4) &= 374,6 \\ 374,6 + 57,4 &= 432 \quad \text{MHz} \end{aligned}$$

kde vadil parazitní produkt:

$$\begin{aligned} (57,4 \times 9) - 145 &= 371,6 \\ 371,6 + 57,4 &= 429 \quad \text{MHz, s potlačením pouze cca 50 dB.} \end{aligned}$$

Proto bylo nutné odmítnout i článek v (8) kde autor u tohoto kmitočtového plánu uvádí potlačení přes 60 dB, a to dokonce při použití jednoduchých multiplikativních směšovačů s MOSFETy. Této hodnoty je možné v uvedeném zapojení dosáhnout pouze za cenu výrazného zmenšení injekce oscilátorového napětí pro oba směšovače, což vede k degradaci parametrů vysílací cesty, zejména pak intermodulačního zkreslení. S tím si však autor článku velkou starost nedělá, jak je vidět z nesprávně navrženého úrovnového diagramu vysílací cesty, kde je silně přebuzený druhý směšovač, nehledě už k zapojení přijímacího konvertoru.

b/ o něco málo výhodnější se ukázaly být převody:

$$\begin{aligned} 145 + (57,4 \times 3) &= 317,2 \\ 317,2 + (57,4 \times 2) &= 432 \quad \text{MHz} \end{aligned}$$

s parazitními produkty např:

$$(57,4 \times 8) - 145 = 314,2$$
$$314,2 + (57,4 \times 2) = 429 \quad \text{MHz}$$

nebo:

$$145 + (57,4 \times 3) = 317,2$$
$$(57,4 \times 18) - 317,2 = 429 \quad \text{MHz aj.}$$

a další převod:

$$145 + (41 \times 4) = 309$$
$$309 + (41 \times 3) = 432 \quad \text{MHz}$$

s parazity:

$$145 + (41 \times 4) = 309$$
$$6 \times (41 \times 3) - 309 = 429 \quad \text{MHz}$$

nebo:

$$(41 \times 11) - 145 = 306$$
$$306 + (41 \times 3) = 429 \quad \text{MHz atd.}$$

Ani u těchto plánů se nepodařilo potlačit uvedený a další parazitní produkty výrazně pod úroveň - 60 dB. Důvodem pro vznik parazitů jsou přeslechy mezi laděnými obvody na desce plošného spoje bez přepážek. Souhrnně lze k těmto způsobům získávání signálu 70 cm z pásma 145 MHz říci, že úspěšná realizace výše uvedeného zadání je možná pouze v případě klasického konstrukčního řešení s letmou montáží obvodů do navzájem pečlivě stíněných a nejlépe hermeticky uzavřených boxů, s víceobvodovými pásmovými propustěmi s velkým Q, ve všech stupních získávání signálů místních oscilátorů pro oba směšovače. To však vede na pracné a časově náročné konstrukce, což bylo vyloučeno v zadání. Pozornost se tedy obrátila jiným směrem - najít takovou kmitočtovou kombinaci dvou krystalů, které by bylo možné objednat, a jejichž parazitní kombinace by padly dostatečně daleko od pásma 70 cm tak, aby se daly potlačit selektivitami mezi zesilovači kmitočtu 433 MHz. Protože použití nízkých (do 100 MHz) krystalů by vedlo k dalším potížím vzhledem ke vzájemným kombinacím jednotlivých harmonických a subharmonických kmitočtů obou místních oscilátorů, a protože z rozboru vyplývá, že oba místní oscilátory musí být co nejvíce vzdálené od pásma 145 MHz, byly z nabídky prodejny Tesly v Hradci Králové vybrány harmonické krystaly o kmitočtech 127, 160 a 164 MHz, které se vyrábí pro použití ve vložkách společných televizních antén. Byl tedy zvolen následující kmitočtový plán:

$$145 + 127 = 272$$
$$272 + 160 = 432 \quad \text{MHz}$$

pro pozemní, a:

$$144 + 127 = 271$$
$$271 + 164 = 435 \quad \text{MHz}$$

pro kosmickou komunikaci. Ve spojení se zařízením v pásmu 144 + 146 MHz můžeme tedy pracovat ve dvou kmitočtových segmentech, a to: 431 + 433, a 435 + 437 MHz. V uvedeném zapojení se ovšem také ve výstupním signálu objeví určité nežádoucí kmitočtové produkty - energeticky nejvýznamnější jsou:

$$\begin{aligned} & (127 \times 2) + 160 = 414 \\ \text{a: } & 160 \times 3 = 480 \quad \text{MHz} \end{aligned}$$

Potlačení produktu 414 MHz závisí na vyvážení prvního směšovače, selektivitě mezifrekvence 272 MHz a selektivitě pásmových propustí v cestě signálu 70 cm. Podobně také parazit 480 MHz je silně potlačen selektivitou zesilovače 70 cm. V praxi je tedy relativně snadné dosáhnout potlačení parazitních produktů podle zadání. Avšak ani tato kmitočtová koncepce není univerzálním řešením. Byla totiž navržena pro zařízení 145 MHz s mezifrekvenčí 10,7 MHz (FT 221 R), Při mezifrekvenci 9 MHz dojde k parazitním vlastním příjmům soustavy na kmitočtu 432,0, resp. 437,0 MHz, způsobené zrcadlovým příjmem oscilátoru 127, resp. 164 MHz, podle toho, zda je místní oscilátor v zařízení pro 2 m pod, nebo nad pásmem. Pokud by tento parazitní příjem měl nežádoucí úroveň - např. pro provoz EME, je nutné posunout kmitočty krystalových oscilátorů v transvertoru, popřípadě zařadit před směšovač 145/9 MHz odlaďovač pro zrcadlový kmitočet.

- Konstrukční a obvodové řešení transvertoru 145/433 MHz vychází ze zadání. Celé zařízení je realizováno na jedné desce oboustranně plátovaného plošného spoje, přibližně formátu A 5. Při obvodovém návrhu jsem vycházel z přesvědčení, že je nutno především dosáhnout maximální kvalitu vysílaného signálu. Proto jsou také v signálových cestách použity téměř výhradně moderní obvodové prvky. Budící signál v pásmu 145 MHz je přes rolé RX/TX a regulovatelný útlumový článek o středním útlumu cca 40 dB veden přes pásmovou propust do širokopásmového směšovače se Schottky diodami typu UZ 07, kde se směšuje se signálem oscilátoru 127 MHz na mezifrekvenci v pásmu 272 MHz. J-FET BF 245A v zapojení SG zajišťuje širokopásmové zatížení směšovače a impedanční oddělení. Přes pásmovou propust 272 MHz, na jejímž správném nastavení záleží potlačení parazitu 414 MHz, je signál veden do zesilovače mezifrekvence, osazeném tranzistorem KF 907. Z tohoto stupně je přes útlumový článek cca 4 dB přiveden užitečný signál do druhého směšovače, opět s obvodem UZ 07, kde se s oscilátorem 160, resp. 164 MHz směšuje do pásma 432, resp. 435 MHz. Směšovač je širokopásmově zakončen přibližně reálnou nízkou vstupní impedancí tranzistoru BF 479T v zapojení SB. V kolektoru je zařazena pásmová propust pro 70 cm, následuje zesilovač s KF 907, který má na svém výstupu opět pásmovou propust. Na výstupu tohoto

obvodu je již k dispozici požadovaný kmitočet v pásmu 433 MHz, s dostatečným potlačením všech parazitních emisí, o úrovni max. + 2 dBm. Sem je také připojen vstup třístupňového zesilovače s tranzistory KFW 16 a KT 911. Všechny tyto tranzistory pracují z důvodu nízkého intermodulačního zkreslení ve třídě A. Uvedený třístupňový zesilovač má zisk 30 ± 2 dB, pro pokles 3 dB je široký asi 70 MHz a je zcela stabilní. Na jeho výstupu dostáváme požadovaný výkon cca 1 W v pásmu 70 cm.

Vstupní část konvertoru přijímače je osazena opět tranzistorem KF 907. Anténa je navázána kapacitním děličem, což umožňuje jednoduché nastavení optimálního šumového přizpůsobení - šumové číslo tohoto stupně je cca 5 dB. Následuje pásmová propust 70 cm, směšovač s KF 907 na mezifrekvenci 272 MHz, pásmová propust na kmitočtu mezifrekvence a další směšovač, opět s KF 907 na pásmo 145 MHz. Výstupní pásmová propust 145 MHz potlačuje signál oscilátoru 127 MHz, aby nedošlo k přetížení vstupním signálem mimo pásmo 2m. Antiparalelně zapojené diody a seriový odpor jsou ochranou před náhodným "zavysíláním si" do výstupu přijímacího konvertoru. Zisk konvertoru je cca 18 dB, celkovou intermodulační odolnost přijímací soustavy určuje odolnost zařízení pro pásmo 145 MHz. Transpoziční oscilátory v zapojení SB jsou osazeny J-FETy BF 245A z důvodu dosažení příznivého šumového spektra. Neobvyklé je pouze přepínání oscilátorů 160 a 164 MHz pomocí zatlumování tranzistoru SF 240. K tomuto uspořádání vedly nežádoucí přeslechy mezi oběma oscilátory. Zesilovače a oddělovače obou oscilátorů jsou osazeny tranzistory KF 907, které umožňují nastavit optimální úroveň injekce místního oscilátoru do směšovače. Přepínací obvod s tranzistory KC 508 a KF 517 reaguje na stejnosměrné napětí z budiče 145 MHz, a přepíná tak vysílací a přijímací cestu.

Věnujme se nyní konstrukčnímu řešení transvertoru. Po výrobě plošného spoje neuzemněné body na straně součástek, zahlubíme vrtákem $\varnothing 3,2$ mm. Podle naznačené dělicí čáry mezi vlastním transvertorem a zesilovačem 70 cm rozpůlíme plošný spoj na dvě samostatné jednotky. Je výhodné, pokud máme možnost použít prokovený plošný spoj. Pokud tomu tak není, je nutné zajistit dobré prozemnění některých klíčových dílů - jsou to všechny kapacitní trimry, směšovače UZ 07, relé QN 59925 a emitory tranzistorů KFW 16 a KT 911. Protože tyto body není možné pájet na zemní plochu ze strany součástí, řeší se to pomocí pocínovaných dutých nýtek o \varnothing cca 2 mm, zaletovaných ze strany zemní plochy pod zemněnou součástí, jejíž vývody nýtkem procházejí a jsou v něm zaletovány. Tato operace je velmi důležitá a závisí na ní úspěšná funkce celého zařízení. Potom zaletujeme oba díly plošných spojů do krabiček z pocínovaného plechu, s odnímatelnými víčky, o výšce cca 40 mm. Plošný spoj je umístěn asi 12 mm nade dnem krabičky. Při osazování součástí postupujeme v pořadí: indukčnosti, pasivní prvky, aktivní součásti. Pozor, do desky zatím

nepájíme kapacitní trimry. Keramické kondenzátory, zejména blokovací, pájáme s co nejkratšími vývody - jak to jen je možné. Spíše, než přesné hodnoty, je u blokovacích kondenzátorů důležitý druh použitého dielektrika. Při pájení tranzistorů KF 907 je nepřipustné používat pistolovou páječku, protože silné magnetické pole v blízkosti smyčky může způsobit degradaci parametrů tohoto typu tranzistoru. Pod tranzistory KFW16 vložíme podložku z teflonu o tloušťce 0,5 mm, a tranzistor zapájíme přímo na desku - délka emitoru musí být totiž max. 0,6 mm - čím méně, tím lépe. Tranzistor KT 911 je přiletován ze strany spojů - jeho základnu s chladičím šroubem na straně součástí uzemníme kouskem pocínovaného plechu. Na chladičí šroub je našroubována mosazná vložka, která převádí teplo z tranzistoru na horní plechový kryt krabičky. Potom umyjeme desku lihem od zbytků kalafuny, a natřeme ji lakem na plošné spoje. Kapacitní trimry pájáme do desky až po důkladném vyschnutí uvedeného laku, protože rozpouštědlo v něm obsažené způsobuje bobtnání dielektrické fólie v trimru a tím jeho znehodnocení. Trimry, označené ve schematu 13 pF získáme tak, že z trimru 25 pF opatrně vytáhneme jednu statorovou desku. Pokud by se trimr po této úpravě protáčet příliš volně, utáhneme pomocí důlčíku hlavu nýtu na spodu trimru. Po osazení desky zkontrolujeme, zda byly dodrženy všechny rozměry a umístění indukčností podle obrázků.

- Pro oživení transvertoru jsou zapotřebí minimálně 3 přístroje. Je to zařízení pro 145 MHz, čítač do 170 MHz na " usazení " kmitočtu krystalových oscilátorů a vysokofrekvenční milivoltmetr se sondou, alespoň do 500 MHz. Nejprve zkontrolujeme podle schematu obvodu stejnosměrně a natočíme kapacitní trimry do výchozí polohy před oživováním - viz tabulka. Oživíme krystalové oscilátory - roztahováním, nebo stlačováním závitů rozkmitáme oscilátor na příslušném harmonickém kmitočtu krystalu. Potom doladěním kapacitního trimru k větší kapacitě dostavíme požadovaný kmitočet. Postup je třeba několikrát opakovat. Doladíme do rezonance kolektorový obvod oddělovacího zesilovače a odporovým trimrem v obvodu druhého hradla nastavíme na oscilátorovém vstupu směšovačů napětí 0,6 Vef. Přepneme transvertor na vysílání. Na vstup 145 MHz přivedeme výkon cca 100 mW. Vf milivoltmetr připojíme na vstup prvního směšovače. Naladíme pásmovou propust 145 MHz na maximální napětí na vstupu směšovače. Upravíme buzení tak, aby na vstupu bylo napětí cca 20 mV. Připojíme vf milivoltmetr na vstup MF druhého směšovače. Nastavíme pásmovou propust 272 MHz a kolektorový obvod zesilovače MF opět na maximální výchylku milivoltmetru. Mělo by to být opět přibližně 20 mV. Pokud je napětí větší, zmenšíme buzení 145 MHz. Přemístíme Vf milivoltmetr na kolektor KF 907 v zesilovači 70 cm. Nastavíme první pásmovou propust 70 cm na maximální napětí užitečného signálu. Sondou vf milivoltmetru připojíme k

výstupu z druhé pásmové propusti, zakončené vstupem třístupňového zesilovače, a obvody doladíme. Napětí by mělo být max. 300 mV. Pokud je větší, zmenšíme buzení 145 MHz. Na výstup zesilovače 1W připojíme zátěž a střídavým dostavováním trimrů třístupňového zesilovače nastavíme maximální výstupní výkon. Postup nastavení vícekrát opakujeme. Změnou buzení 145 MHz zkontrolujeme orientačně linearitu, a zda nemá některý stupeň sklony k zakmitávání. Pokud by tomu tak bylo, hledáme závadu v nevhodném blokování a především v mezifrekvenci. Buzení plynule zvětšujeme tak dlouho, až se začne měnit napájecí proud třístupňového zesilovače. Výstupní výkon by v tomto okamžiku měl být minimálně 0,8, typicky 1W, podle kvality tranzistoru KT 911.

Obvody přijímače naladíme na maximální zisk buď podle signálu nějakého silného majáku na 70 cm, nebo podle signálního generátoru. Pokud máme možnost měření, optimalizujeme nastavení vstupního obvodu na nejlepší šumové číslo, a zkontrolujeme, případně dostavíme parametry vysílací části transvertoru.

Technické údaje transvertoru - typicky:

TX: - výkon 1 W

-- potlačení parazitního vyzařování : - 60 dB

- potlačení intermodulačního zkreslení: - 30 dB

- potlačení harmonického vyzařování: - 30 dB (bez PA)

-- frekvenční rozsah: 431 + 433; 435 + 437 MHz při mf 2 m

RX: - šumové číslo: cca 6 dB

- zisk konvertoru: cca 18 dB

- intermodulační odolnost: cca - 10 dBm (omezuje odolnost MF 2m)

Ze základních technických parametrů je zřejmě nedostatečné pouze potlačení harmonických kmitočtů, transvertor je však určen pro spojení s koncovým stupněm o větším výkonu - např; KT 913 V - 5 W, KT 930A - 20 W, RE 025XA - 200 W, který má na výstupu dolní propust pro omezení nežádoucího vyzařování. Schéma transvertoru je uvedeno v příloze, včetně plošného spoje, údajů cívek a schémat upravených obvodů pro použití v mezifrekvenci 28, 127, a 163 MHz, jak bylo v tomto příspěvku uvedeno. Zbývá tedy tomuto transvertoru dát jméno. Podle vžitě tradice nazývat zařízení podle význačných kopců, nazval jsem transvertor Oškobrň podle vrchu v Poděbrad.

Závěrem bych se chtěl ještě dotknout některých otázek ohledně intermodulačního zkreslení výkonových tranzistorových zesilovačů pro 70 cm. Po rozboru se zdá být nevhodné trvat na napájecím napětí 12 V, protože dostupné tranzistory mají při tomto napájení podstatně větší intermodulační zkreslení, než při vyšším napětí. Na 70 cm se tento problém ještě násobí malým výkonovým ziskem, což vede k dalším potížím. Ostatně i z hlediska praktického

napájení je v podstatě lhostejné, jestliže na kóťe odjedeme první polovinu závodu z jednoho akumulátoru a potom ho vyměníme, nebo zda pojedeme celý závod ze dvou, do série spojených akumulátorů - jeden běžný akumulátor o kapacitě 40 Ah totiž stejně celý závod nestačí napájet zařízení o výkonu větším, než 15 W. Proto je vhodné konstruovat tranzistorová zařízení o výkonu větším, než cca 10 W pouze s napájením 24 V - ušetříme čas, peníze i zesilovací stupně, a zlepší se kvalita vysílání. Obecně platí, že moderní výkonový tranzistor, určený pro provoz ve třídě C je schopen při napájení 24 V dodat maximálně 1/2 svého katalogového výkonu s dobrou linearitou ve třídě AB. Pokud za takovým stupněm chceme provozovat elektronkový zesilovač o větším výkonu, je zapotřebí max. výkon tranzistorového stupně ještě více omezit. To ostatně platí i např. o koncových stupních pro 2m, které publikoval OK1WBK (9). Intermodulační zkreslení se dále prudce zhoršuje při nepřizpůsobené anténě. Vzhledem k menšímu výkonovému zisku na stupěň, musíme na 70 cm zdroj pro předpětí báze navrhnout s malým vnitřním odporem a teplotní stabilizací - vyhoví obvod podle (10), který je však vhodné doplnit kondenzátorem 1M z kolektoru KC 508 na zem. Odpor 1K/LW v kolektoru KF 508 je vhodné zmenšit tak, aby i při maximálním výkonu VF zesilovače bylo na kolektoru KF 508 napětí aspoň 5 V. Při nastavování klidového proudu takového výkonového zesilovače je zapotřebí mít na mysli, že se stoupajícím klidovým proudem se hodnota intermodulačního zkreslení prudce snižuje - cca o 6 dB na dvojnásobný klidový proud - není proto třeba mít obavu z takového proudu, kdy klidový příkon tranzistoru je min. 1/4 až 1/3 požadovaného výstupního výkonu. Samozřejmě však je, že je nutné výkonový tranzistor dokonale chladit - raději více, nežli méně. Teplota vnějších částí tranzistoru by v lineárním použití na 70 cm neměla nikdy přestoupit 40, výjimečně 50°C ! Potom není třeba mít obavu ze zmenšené spolehlivosti tranzistoru - technologie výkonových VF tranzistorů se také stále vyvíjí, a tranzistor vyrobený nyní má většinou podstatně větší životnost, než s tím samým označením, vyrobený před 10-ti lety. Ostatně, kolik provozních hodin na 70 cm takový tranzistor najede ? Příznivé je také, že se zvyšujícím se klidovým proudem roste zisk zesilovacího stupně, a toho není na 70 cm nikdy dost, resp. raději omezíme buzení, čímž zlepšíme intermodulační zkreslení v budiči. Pokud nemáme k dispozici spektrální analyzátor, tak VF výkonový zesilovač nastavujeme tak, že po předběžném nastavení do pásma s malým buzením, nastavíme nejdříve při nominálním buzení pomocí reflektometru na vstupu minimální vstupní odraz, abychom z hlediska intermodulací nezhoršovali zbytečně parametry předcházejícího stupně, potom koncový zesilovač poněkud přebudíme - (předcházelo tomu doladění výstupních obvodů při nominální úrovni buzení), tak, aby výstupní výkon byl cca 2/3 max. katalogového výkonu ve třídě C, a doladíme všechny

rezonanční obvody na maximální výstupní výkon. Celý postup opatrně opakujeme. Nyní snížíme buzení tak, aby výstupní výkon byl menší, než 1/2 katalogového - s ladícími prvky již nehýbáme. Dá se očekávat, že takto nastavený stupeň při uvedeném max. polovičním výkonu bude mít relativně vyhovující intermodulační zkreslení okolo - 25 dB, podle typu tranzistoru. Jako dolaďovací prvky vyhoví na 70 cm do výkonu 20 W polystyrénové trimry Tesla, které jsou použity i v popisovaném zařízení - jsou mnohem výhodnější z hlediska jakosti dielektrika, než keramické trimry z NDR, použité např. v (11) .

S otázkou potlačení intermodulačního zkreslení, a s rušením na pásmu vůbec, také úzce souvisí problém správného buzení přídavných zařízení ať už transvertorů, nebo i koncových stupňů pro 145 MHz. Mnoho operátorů používá jako základní zařízení nějaký profesionální transceiver. Tato zařízení většinou nejsou vybavena vf omezovačem, ale většinou obvody ALC s průměrnou kompresí okolo 3 dB, a s konečnými časovými konstantami ve smyčce. Je třeba zdůraznit, že tyto obvody jsou navrženy pouze pro nominální výstupní výkon, a zásah do nich vede téměř vždy k degradaci kvality vysílaného signálu. Je proto nepřijatelné, pomocí ALC omezovat výstupní výkon více než cca o 2 dB pro účel buzení PA, nebo transvertoru. Rovněž zmenšení zisku kdekoliv v řetězci vysílače, např. tehdy, když u FT 225RD potřebujeme výstupní výkon 5 W, je nevhodné. V praxi to totiž dopadá tak, že při zaklíčování CW, nebo pískání do mikrofonu, se střední výkon omezí na hodnotu, potřebnou pro buzení připojeného zařízení - ovšem tehdy již nepracují obvody ALC a výsledkem je, že modulační špičky při sykavkách, které mají až dvojnásobný výkon, pokud je některý stupeň neomezuje (což je ovšem špatné), samozřejmě silně přebudí připojené zařízení, což vede ke vzniku spletrů a stížnostem ostatních stanic. Této skutečnosti jsou si samozřejmě výrobci dokonale vědomi, a proto taková zařízení nemají řízení výstupního výkonu, a když, tak ne pro SSB! Pokud by se u takového zařízení zmenšil zisk ještě více, tak, aby modulační špičky nezpůsobily přebuzení přídavného zařízení, je výsledkem ztráta komunikační účinnosti, což je ovšem nežádoucí. Je proto nutné odmítnout úpravy takových zařízení (12), a jediným správným řešením je zařadit mezi takový transceiver a další obvody výkonový útlumový členek (odporový, nebo dlouhý slabý koax. kabel) . Výhodou je, že koncový stupeň je stále reálně zakončen, což vede k omezení intermodulačního zkreslení, a komunikační účinnost je maximální. Bohužel, mezi amatérskou veřejností není tento problém stále dostatečně znám. Velmi demonstrativní je použití průchozího Wattmetru se zabudovaným špičkovým detektorem - viz schema v příloze, který měří špičkový výkon PEP. Výsledky jsou někdy velice zajímavé - např. u zkoušené FT 221R, vzhledem k časovým konstantám ALC a zapojení PA, dosahují při nominálním výkonu 13 W modulační špičky až výkonu 18 W - v případě, že se kdekoli ve

vysílací cestě omezí zisk, je tento poměr, ve shodě s výše uvedeným, ještě nepříznivější.

Na slyšenou na 70 cm !

OK1VPZ

Literatura:

- | | | | |
|----|--------|----------------------|----------------------------|
| 1 | OK1DCI | transvertor 70 cm | RZ 11,12/77 |
| 2 | OK1VPZ | transvertor 70 cm | Sborník Nové Město na Mor. |
| 3 | OK2AQK | transvertor 70 cm | Sborník Třebíč |
| 4 | OK1AIY | transvertor 70 cm | Sborník Gottwaldov |
| 5 | OK1WBK | transceiver Kentaur | Sborník Třebíč |
| 6 | DJ6ZZ | transvertor 10m/70cm | UKW Berichte 2/76 |
| 7 | DC8NR | transvertor 70 cm | UKW Berichte 3/73 |
| 8 | PEØPJW | transvertor 70 cm | Elektor 6/81 |
| 9 | OK1WBK | tranzistorové PA 2m | Sborník Konopáč |
| 10 | OK1VPZ | zdroj pro předpětí | Sborník Nové Město na Mor. |
| 11 | OK2BJF | PA 5 W 70 cm | RZ 7,8/85 |
| 12 | OK1CA | úprava FT 225RD | RZ 3/83 |

Přílohy:

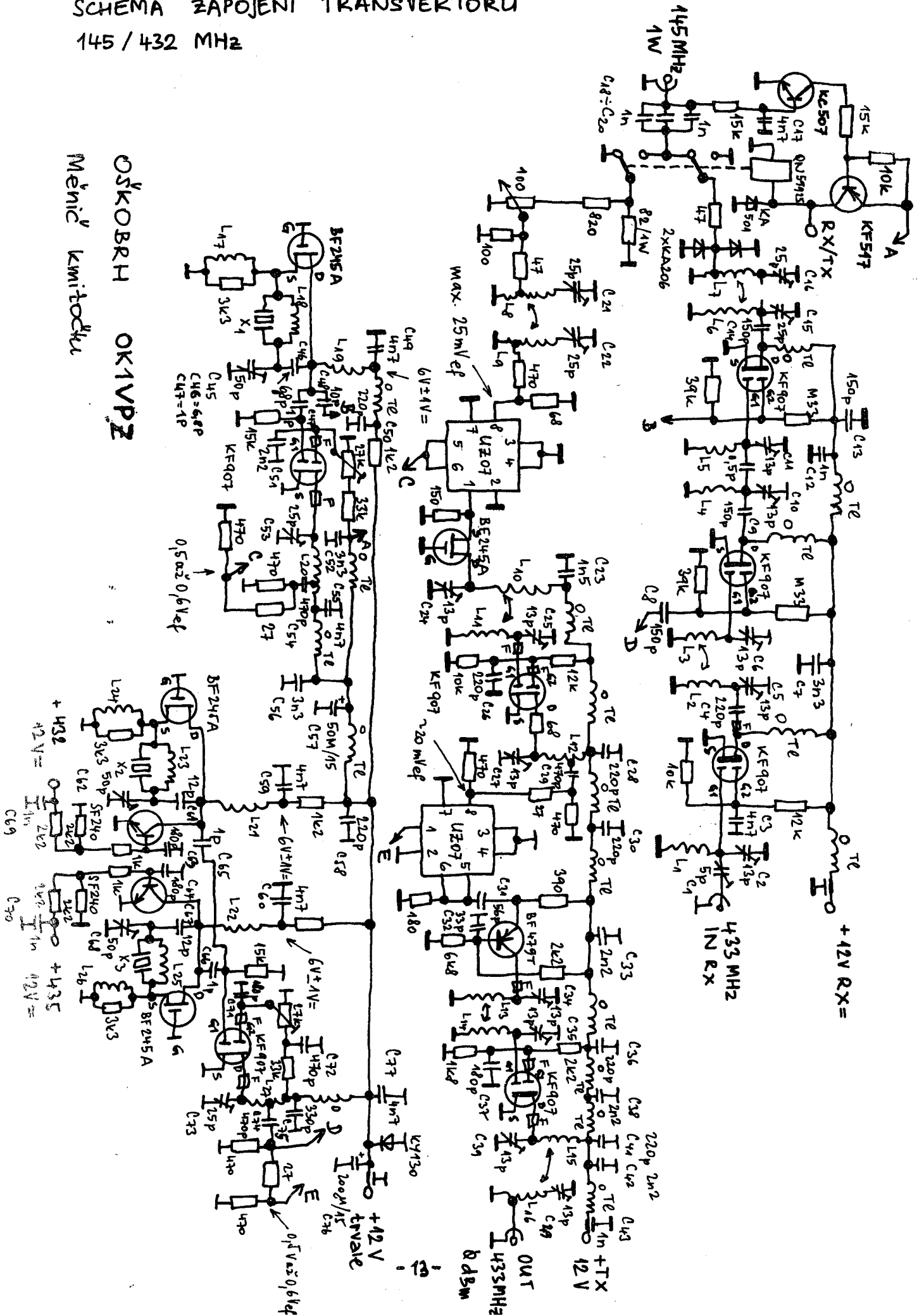
- 1) Schema zapojení transvertoru 145/433 MHz
- 2) Schema zapojení zesilovače 433 MHz - 1 W
- 3) Údaje indukčností transvertoru 145/433 MHz
- 4) Plošný spoj transvertoru a zesilovače
- 5) Osazovací schéma transvertoru a zesilovače
- 6) Typické kmitočtové spektrum transvertoru podle (1)
- 7) Kmitočtová spektra popisovaného transvertoru
- 8) Spektrum dvoutónové zkoušky
- 9) Schema zapojení transvertorů 28-127-163/433 MHz
- 10) Údaje indukčností a komentář k transvertorům 28-127-163/433 MHz
- 11) Principiální schema špičkového detektoru
- 12) Tabulka výchozího natočení trimrů pro ožívání transvertoru 145/433 MHz a zesilovače.

PRÍLOHA 1.

SCHEMA ZAPOJENÍ TRANSVERTORU

145 / 432 MHz

OSKOBRIH OK1VPZ
Měníč v kmitočku



ÚDAJE INDUKČNOSTÍ TRANSVERTORU

L_1 : 37,5 mm dĺžkový vodič CuAg $\phi 1,5$ mm } 1mm nad plošným spojom
 $L_2=L_3$: 25 mm dĺžkový vodič CuAg $\phi 1,5$ mm

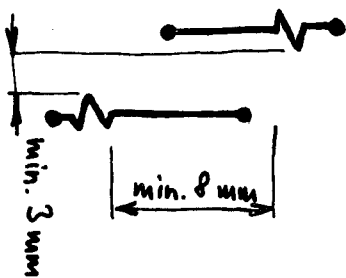
$L_4=L_5=L_{10}=L_{11}$: 2 zšv. CuAg $\phi 1$ mm na $\phi 5$ mm

$L_6=L_7=L_8=L_9$: 5 zšv. CuAg $\phi 1$ mm na $\phi 5$ mm, odbočka na 1. zšviteľ

L_{12} : jako L_{11} , odbočka na 0,5 zšviteľu

$L_{13}=L_{14}=L_{15}=L_{16}$: 1 zšv. CuAg $\phi 1,5$ mm na $\phi 5$ mm
 u L_{16} odbočka na 0,25 zšv.

Způsob osazení dívek L_{10}, L_{11}
 na plošném spoji:



$L_{17}=L_{24}=L_{26}$: 15 zšv. CuL $\phi 0,2$ mm na paralelním R 3L3

L_{18} 2 zšv. Cu $\phi 0,5$ mm na $\phi 3$ mm (podle Xtalu)

L_{23}, L_{25} 6 zšv.

$L_{19}=L_{20}$: jako $L_{8,9}$ L_{19} 6 zšv.

$L_{21}=L_{22}=L_{27}$: 4 zšv. CuAg $\phi 1$ mm na $\phi 5$ mm odbočka na 12 zšv. (L_{27})

T_8 : 5 zšv. CuL $\phi 0,2$ mm na trubce H18 $\phi 3$ mm délka 5 mm

Tvarý indukčnost:

L_{13} a2' L_{16} :



Ostatní:



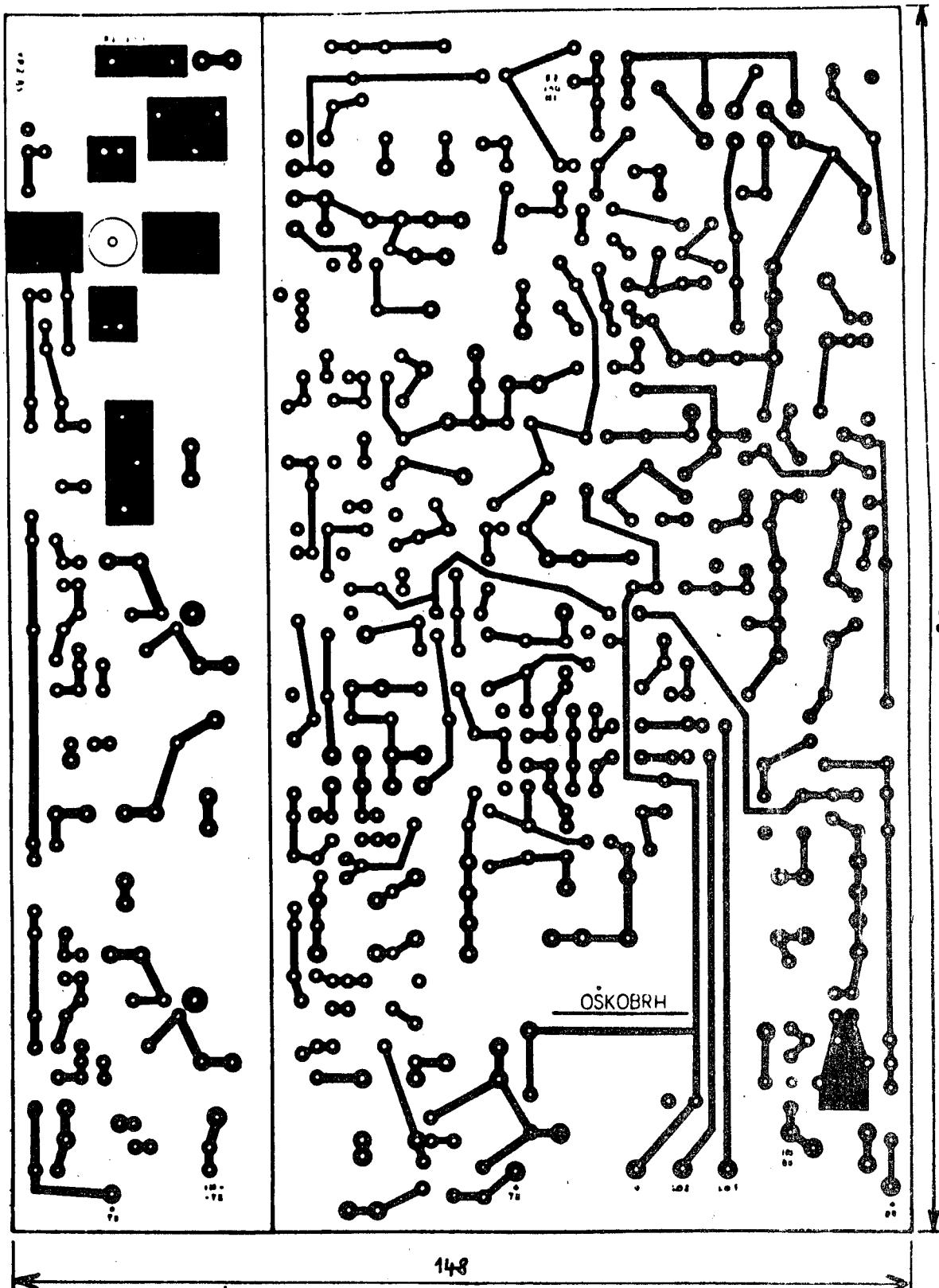
F: na vývodu navlečen toroid $\phi 4$ mm
 H20 impregnovaný LEPOXEM

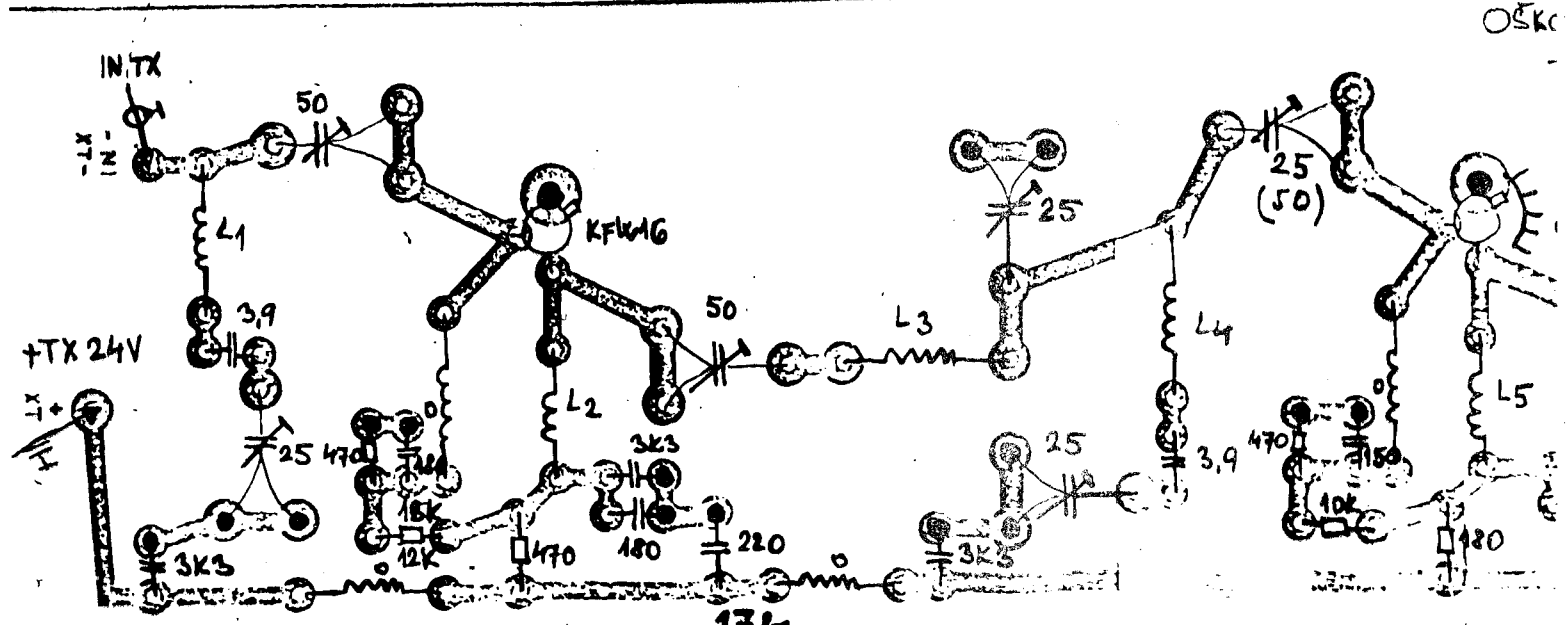
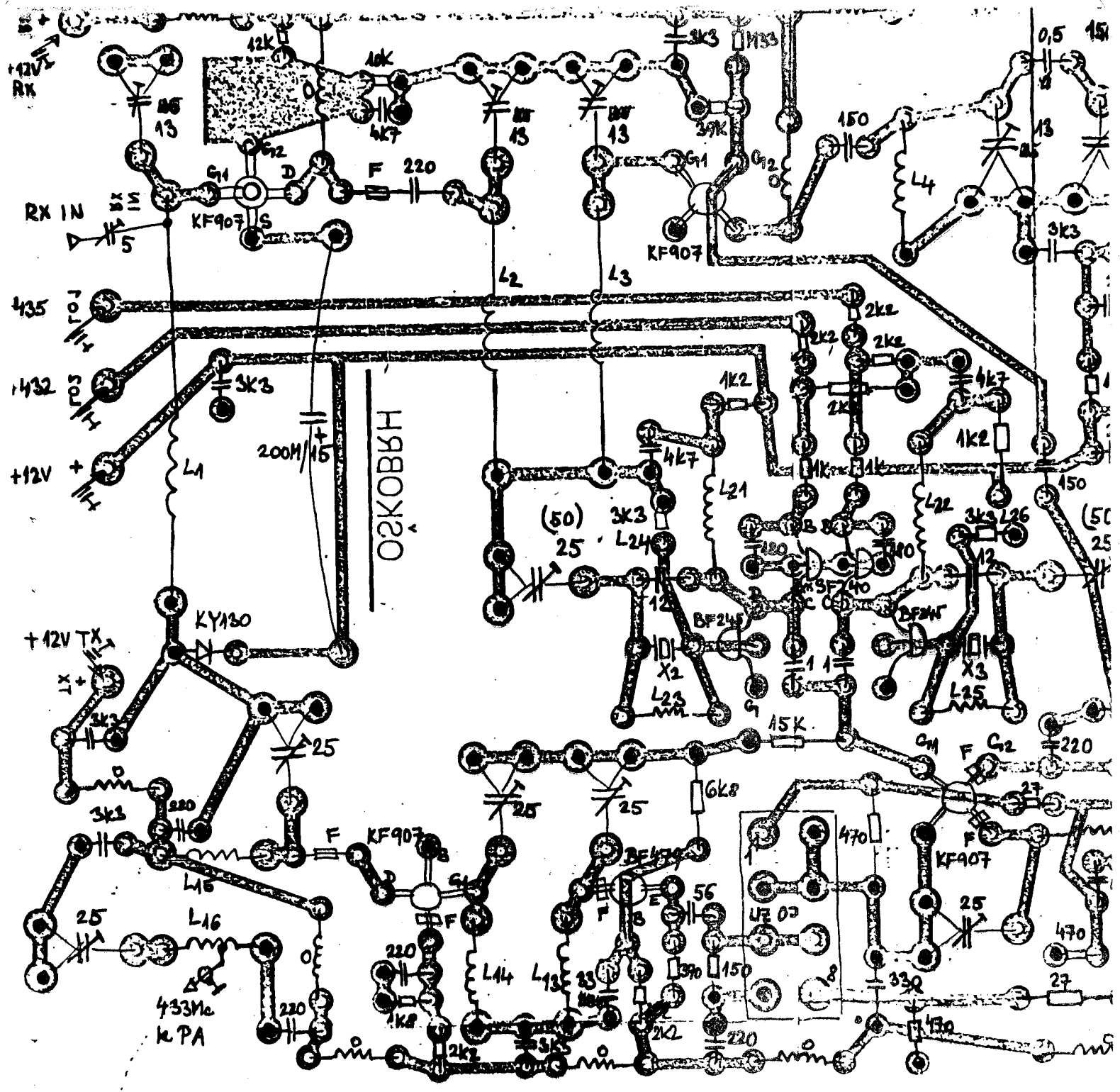
Příloha 4.

Plošný spoj transvertoru Oškobrh 145/432 MHz a zesilovače
432 MHz 30 dB/ 1 W. Rozměry : 200 x 148 mm

Měřítko 1:1

Strana spojů. Na straně součástí se
ponechá neodleptaná fólie.



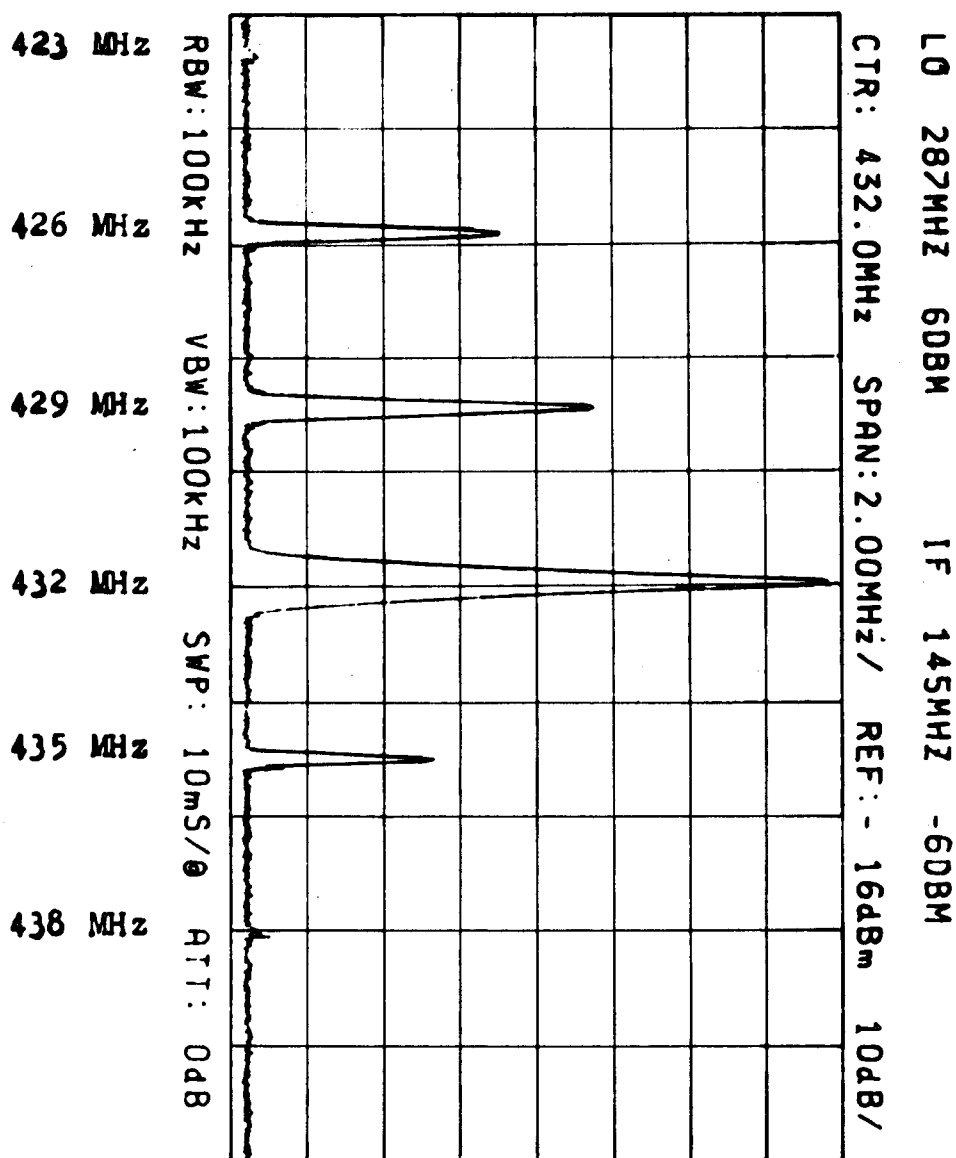


Příloha 6.

Typické kmitočtové spektrum správně nastaveného transvertoru s převodem 145/432 MHz a oscilátorem 287 MHz.

Horizontální stupnice 2 MHz na dílek

Vertikální stupnice 10 dB na dílek

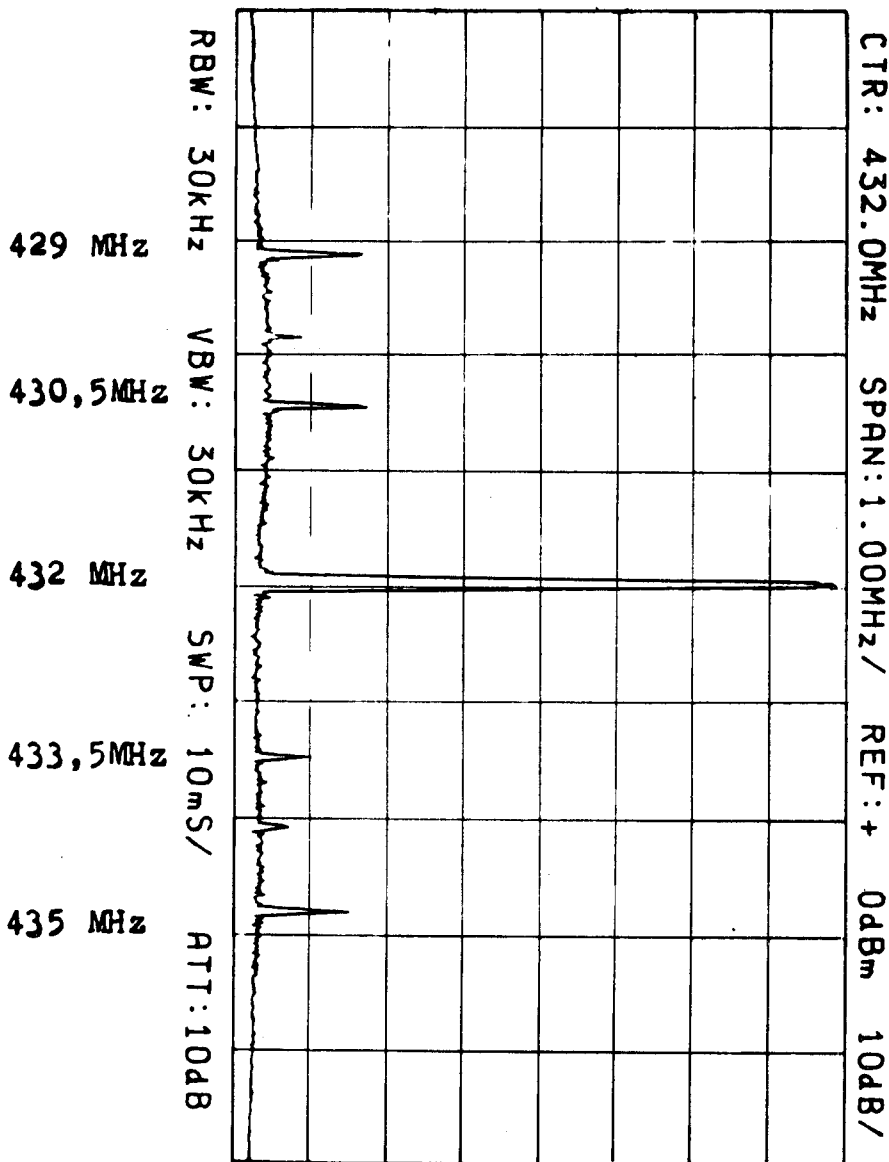


Příloha 7a.

Typické kmitočtové spektrum transvertoru Oškobrh s převodem 145/432 MHz - výstupní vf. výkon 1 W.

Horizontální stupnice 1 MHz na dílek

Vertikální stupnice 10 dB na dílek

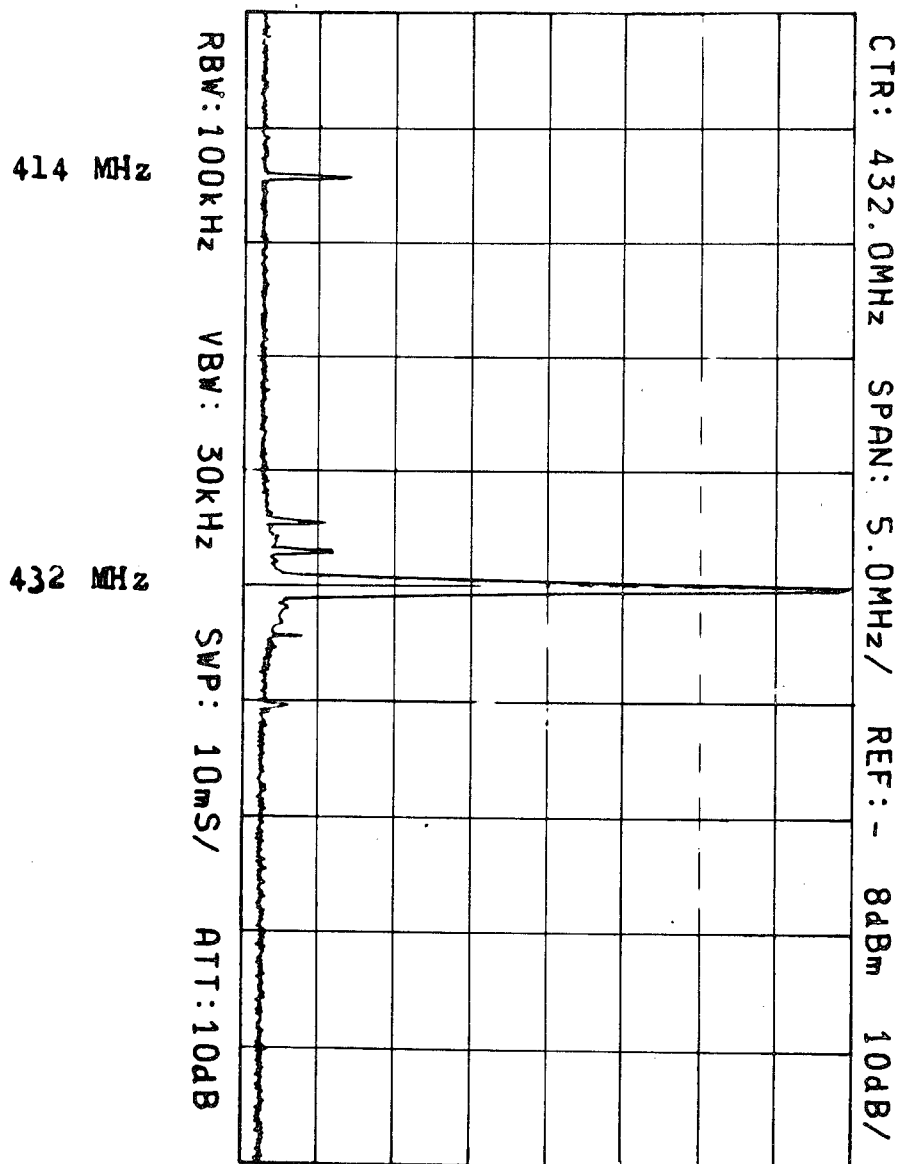


Příloha 7c.

Kmitočtové spektrum transvertoru Oškobrh s převodem
145/432 MHz - výstupní vf. výkon 0,2 W.

Horizontální stupnice 5 MHz na dílek

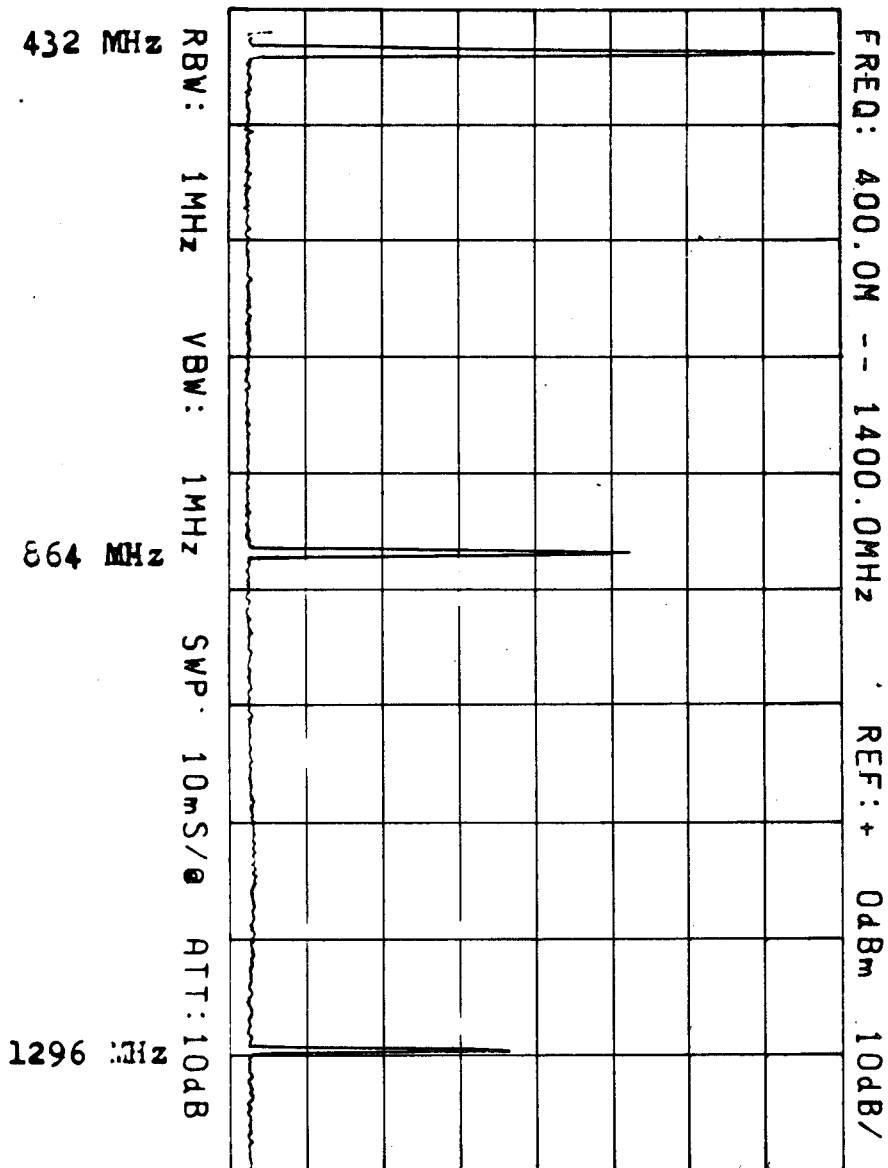
Vertikální stupnice 10 dB na dílek



Příloha 7d.

Kmitočtové spektrum transvertoru Oškobrh s převodem
145/432 MHz - výstupní vf. výkon 1 W.

Horizontální stupnice 100 MHz na dílek
Vertikální stupnice 10 dB na dílek
Kmitočtový rozsah 400 až 1400 MHz.



Příloha 8.

Kmitočtové spektrum dvoutónové zkoušky transvertoru Oškobrň s převodem 145/432 MHz.

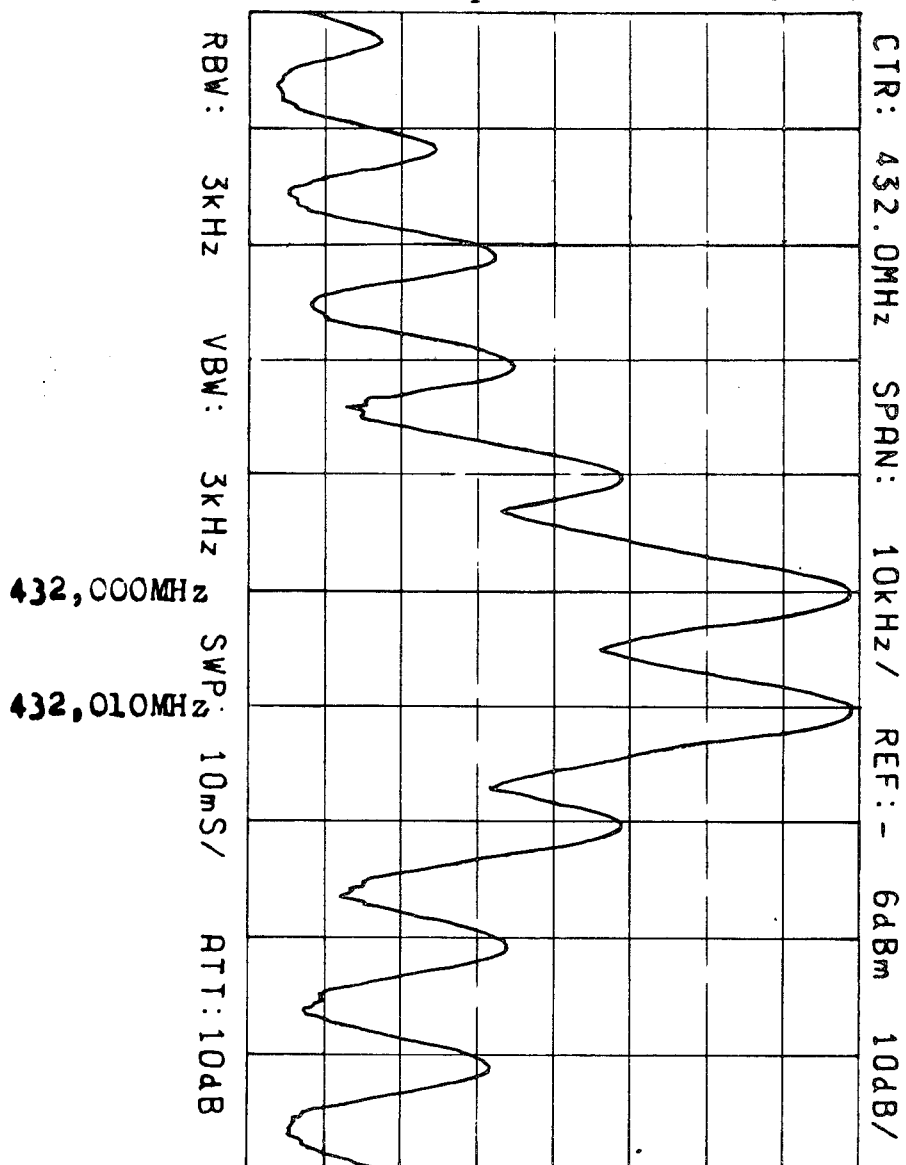
Výstupní vf. výkon 2 x 0,25 W, t.j. 1 W PEP

$f_1 = 145,000/432,000$ MHz

$f_2 = 145,010/432,010$ MHz

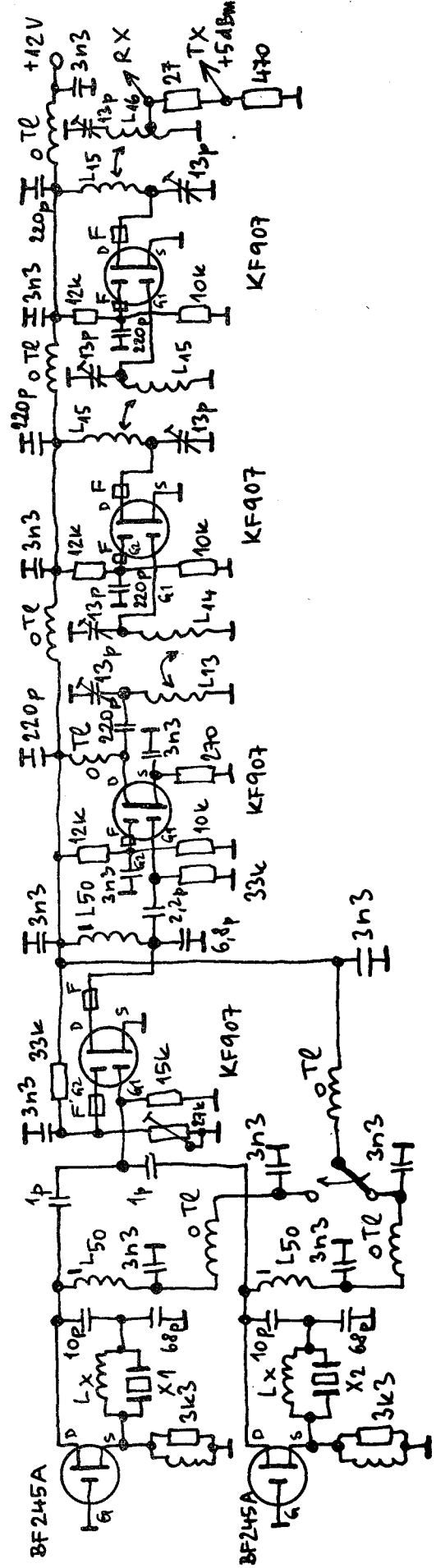
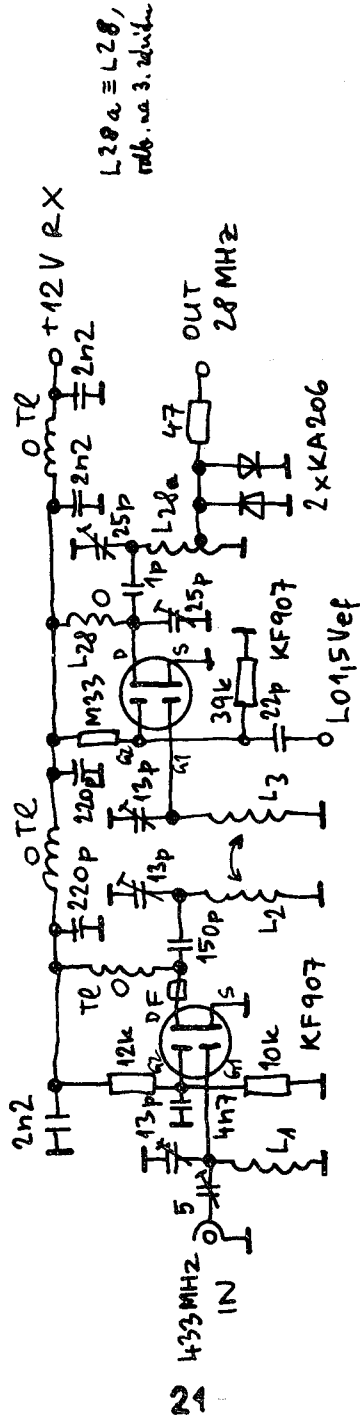
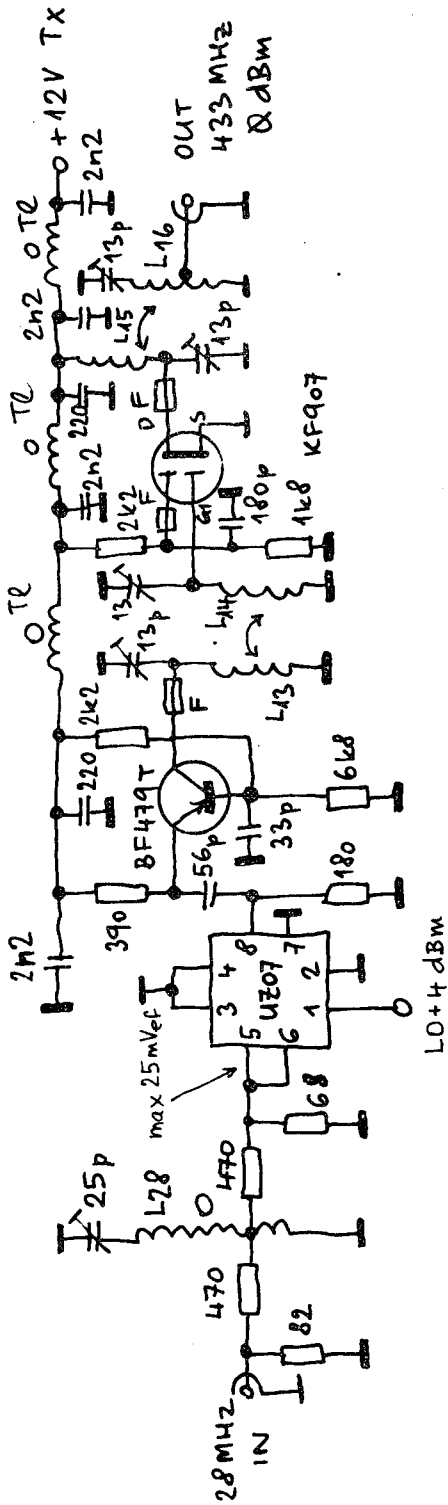
Horizontální stupnice 10 kHz na dílek

Vertikální stupnice 10 dB na dílek



PRÍLOHA 9.

SCHEMA ZAPOJENÍ MĚNIČE KMITOČTU TRANSVERTORU 28-127-163/432 MHz



Údaje indukčností a komentář k transvertorům 28-127-163/433 MHz

a) transvertor 28/433 MHz

pro převody 28/432 a 28/435 použijeme krystaly o kmitočtech :

X_1 50,5 MHz, X_2 50,875 MHz

L_{28} - 15 záv. CUL 0,3 mm na toroidu ϕ 6 mm NO2
případná odbočka na 3 závitu

L_{50} - 10 záv. CUL 0,5 mm na kostře ϕ 6 mm jádro N 01

L_x - podle použitého krystalu - srovnej transvertor 145/433 MHz
ostatní indukčnosti stejné jako v transv. 145/433 MHz

b) transvertor 127/433 MHz

X_1 76,25 MHz, X_2 77,25 MHz

L_{28} jako $L_{8,9}$ v transv. 145/433 MHz

L_{50} - 7 záv. CUL 0,5 mm na kostře ϕ 6mm jádro N 01

$L_{13,14,15,16}$ jako $L_{10,11,12}$ transvertoru 145/433 MHz

je možné vynechat jeden zesilovací stupeň s KF 907 v oscilátoru

c) transvertor 163/433 MHz

X_1 67,25 MHz, X_2 68,25 MHz

L_{28} - 4 záv. CUAg ϕ 1mm na ϕ 5 mm odbočka na 1 záv. samonosně

L_{50} - 8 záv jako v transv. 127/433 MHz

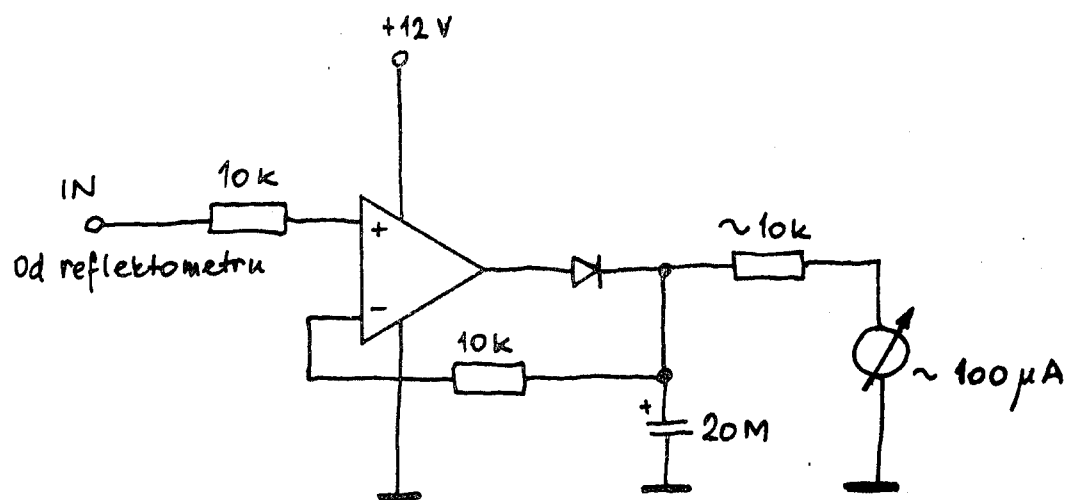
$L_{13,14,15,16}$ jako u transv. 127/433 MHz je možné vynechat jeden zesilovací stupeň s KF 907 v oscilátoru

Pozor ! údaje cívek $L_{13,14,15,16}$ uvedené v bodech b); c) se týkají pouze cívek v jednotce oscilátoru, nikoliv stejně označených indukčností ve vlastní měnič kmitočtu - srovnej transv. 145/433 MHz.

Při konstrukci transvertorů 28-127-163/433 MHz platí všechny zásady uvedené v komentáři ke konstrukci transv. 145/433 MHz. Zesilovací jednotka 433 MHz 30 dB/ 1W je pro všechny transvertory identická.

PŘÍLOHA 11.

PRINCIPIÁLNÍ SCHEMA ŠPIČKOVÉHO DETEKTORU PRO MĚŘENÍ PEP



MAA 741

KA 206

Tabulka výchozího natočení trimrů pro ožívování
transvertoru 145/433 MHz a zesilovače 1 W .

kondenzátorový trimr:	natočení - hodnota kapacity:
1	- 1/2
2	- min
5	- min
6	- min
10	- 1/2
11	- 1/2
15,16	- 1/2
21,22	- 1/2
24,25	- 1/3
27	- 1/2
34,35	- min
39,40	- min
45,53	- 1/2
62,68	- 1/2
73	- 1/3
zesilovač 433 MHz	
8,16	- min
9,26	- max
13,14	- 1/2
17,21	- 1/2
22,25	- min

obdobné je natočení odpovídajících trimrů v transv. 28-127-163/433

Blokovací kondenzátory použité v transv.

do hodnoty 330 pF - TK 754,774

od hodnoty 470 pF - TK 724

Kondenzátorové trimry použité v transvertoru

5 pF - skleněný trimr WK 701 22

13 pF - polystyrénový t.WN 704 24 upravený

25 pF - polystyrénový t.WN 704 24

50 pF - polystyrénový t.WN 704 25

Tabulka výchozího natočení trimrů pro oživování
transvertoru 145/433 MHz a zesilovače J W .

kondenzátorový trimr:		natočení - hodnota kapacity:
1	-	1/2
2	-	min
5	-	min
6	-	min
10	-	1/2
11	-	1/2
15,16	-	1/2
21,22	-	1/2
24,25	-	1/3
27	-	1/2
34,35	-	min
39,40	-	min
45,53	-	1/2
62,68	-	1/2
73	-	1/3
zesilovač 433 MHz		
8,16	-	min
9,26	-	max
13,14	-	1/2
17,21	-	1/2
22,25	-	min

obdobné je natočení odpovídajících trimrů v transv. 28-127-163/433

Blokovací kondenzátory použité v transv.

do hodnoty 330 pF - TK 754,774

od hodnoty 470 pF - TK 724

Kondenzátorové trimry použité v transvertoru

5 pF - skleněný trimr WK 701 22

13 pF - polystyrénový t.WN 704 24 upravený

25 pF - polystyrénový t.WN 704 24

50 pF - polystyrénový t.WN 704 25

Telegrafní klíč.

František Andrlík, OK1DLP

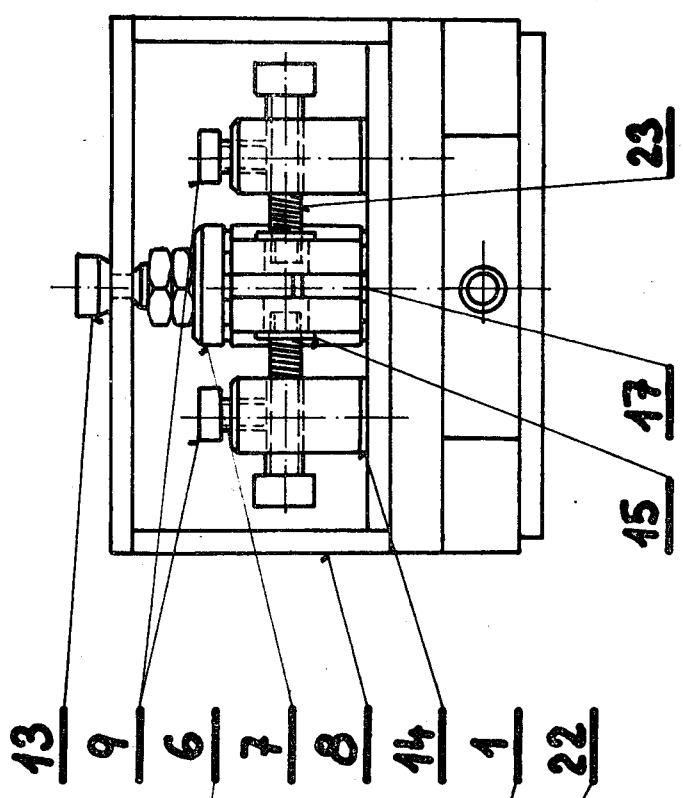
Konstrukce dvoupádlového /squeeze nebo také jambického/ klíče je zpracovaná podle P. Káčerka, OK3CWQ a dle časopisu Ham-radio.

Celková sestava klíče je na obr.1. Do základní desky klíče poz.1 je zašroubován svorník poz.6. Na něj jsou nasazena pádla, která se volně otáčejí kolem osy svorníku. Páidla jsou sestavena z křidélek poz.3, ke kterým jsou šrouby poz.18 přišroubovány hmatníky poz.2. V kruhových drážkách pádel, v základní desce a v podložce poz. 7 jsou tři věnečky ocelových kuliček, které se dají získat z rozebraného ložiska. Páidla jsou jemně přitažena maticemi poz.16, tak aby se kolem osy svorníku lehce otáčela a zároveň aby byla vymezena jejich vůle. Ložiska jsou mazána olejem. V přední části klíče jsou stavitelné dorazy, sestavené ze sloupků poz. 4 a stavitelných šroubů poz. 10, zajištěných pojistnými šrouby poz. 9. Sloupky jsou k základní desce upevněny šrouby poz.19. V zadní části klíče jsou stavitelné šrouby poz.12 s tlačnými pružinami poz.23. Tyto šrouby jsou zajištěny pojistnými šrouby poz.9 a nastavuje se jimi předpětí tlačných pružin a tím tvrdost stlačení pádel. Pružiny jsou vsazeny do izolačních pouzder poz.15, nalisovaných do otvorů v křidélkách. Dále jsou zde nastavitelné kontaktové šrouby poz.11 s pojistnými šrouby poz.9. Kontaktové šrouby mají na čelech přiletovány kontaktové plošky. Tytéž kontaktové plošky jsou přiletovány na křidélkách. Zlacené kontakty se dají získat z různých relé. Uvedené šrouby jsou zašroubovány ve sloupcích poz.5, které jsou izolovaně upevněny v základní desce šrouby poz.19. Pod sloupky jsou izolační podložky poz.14 a šrouby jsou izolovány trubičkami poz.24. Pod hlavami šroubů jsou izolační podložky poz.20 a pod hlavami zadních šroubů jsou ještě pájecí oka poz.21. K okům jsou přiletovány vývody dvoužilového stíněného kabelu. Stínění kabelu je spojeno s pájecím okem poz. 23, které je připevněno šroubem poz.27, zašroubovaným do otvoru M3 v základní desce. Délku kabelu poz. 26 volíme dle potřeby a na druhý konec naletujeme vhodný konektor. V místě vývodu kabelu ze základní desky je dobré chránit kabel proti překlesání navlečenou vývodkou. Mechanika klíče je zakryta krytem z plexi poz.8, který je přitažen šroubem poz.13. Aby klíč na stole neklouzal je zespodu základní desky přilepena gumová podložka poz.22. Mechanické díly klíče jsou vyrobeny frézováním a soustružením z mosazi nebo z oceli. Oba materiály je vhodné poniklovat. Ostatní detaily jsou zřejmé z výkresů a z rozpisky součástí.

Rozpiska součástí telegrafního klíče.

poz.	název	ks	materiál	poznámka
1	základní deska	1	mosaz	20x70x120
2	hmatník	2	plexi	8x17x40
3	křídélko	2	mosaz	16x17x64
4	sloupek	2	mosaz	10x10x18
5	sloupek	2	mosaz	10x21x17
6	svorník	1	mosaz	ø7x51
7	podložka	1	mosaz	ø16x4
8	kryt	1	plexi	t1.3
9	šroub	6	mosaz	ø7x9
10	šroub	2	mosaz	ø8x23
11	šroub	2	mosaz	ø8x19
12	šroub	2	mosaz	ø8x17
13	šroub	1	mosaz	ø8x12,5
14	podložka	2	pertinax	1x10x21
15	pouzdro	2	plexi	ø8x5,5
16	maticé M6 nízká	2		niklovaná
17	kulička ø3	33	ocel	z ložiska
18	šroub M3x8 se zápusťnou hlavou	4		niklovaný
19	šroub M4x15 s válcovou hlavou	6		niklovaný
20	podložka ø4,3/10-1	4	pertinax	
21	pájecí oko ø 4,3	2		
22	podložka	1	guma	3x66x116
23	tlačná pružina ø3/4-10	2	ocel.drát ø0,4	
24	izolační trubička	4	PVC	ø4/5,5-8
25	kontakt zlacený	4		z relé
26	dvoužilový kabel stíněný	1		s konektorem
27	šroub M3x5 s válcovou hlavou	1		niklovaný
28	pájecí oko ø3,2	1		

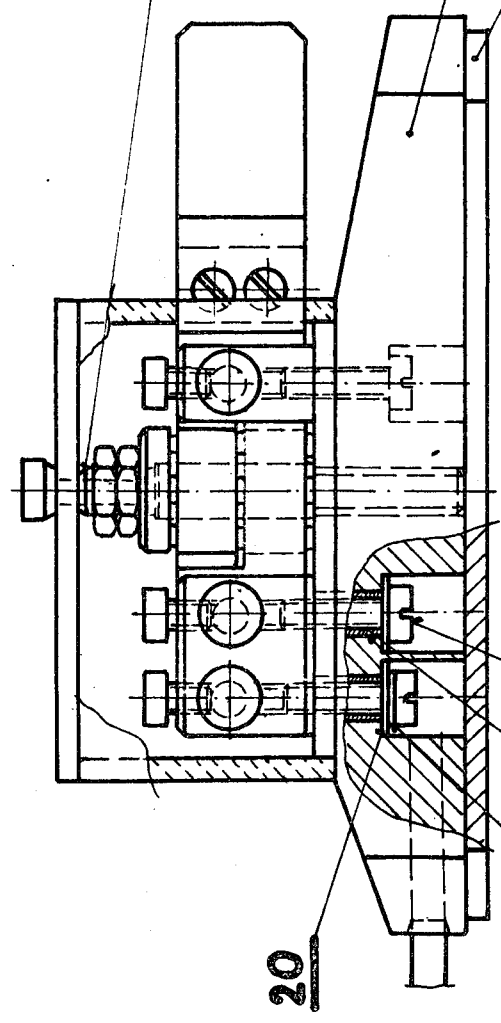
14.5.86



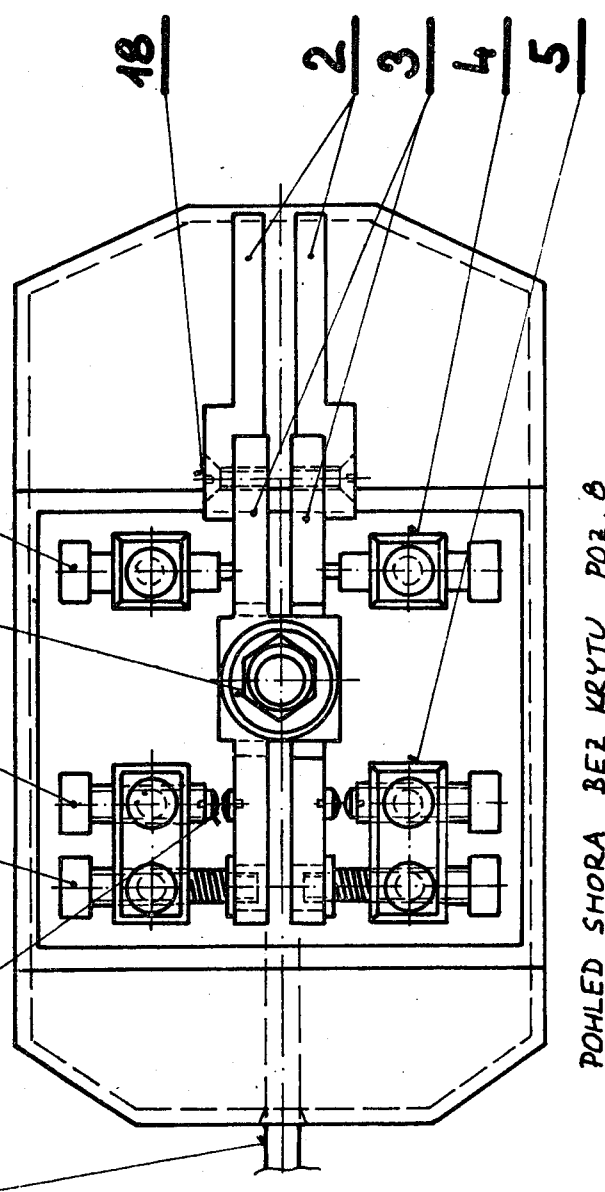
TELEGRAFNÍ KLÍČ

OBR. 1: SEŠTAVA

M 1:1



21
24
26
27



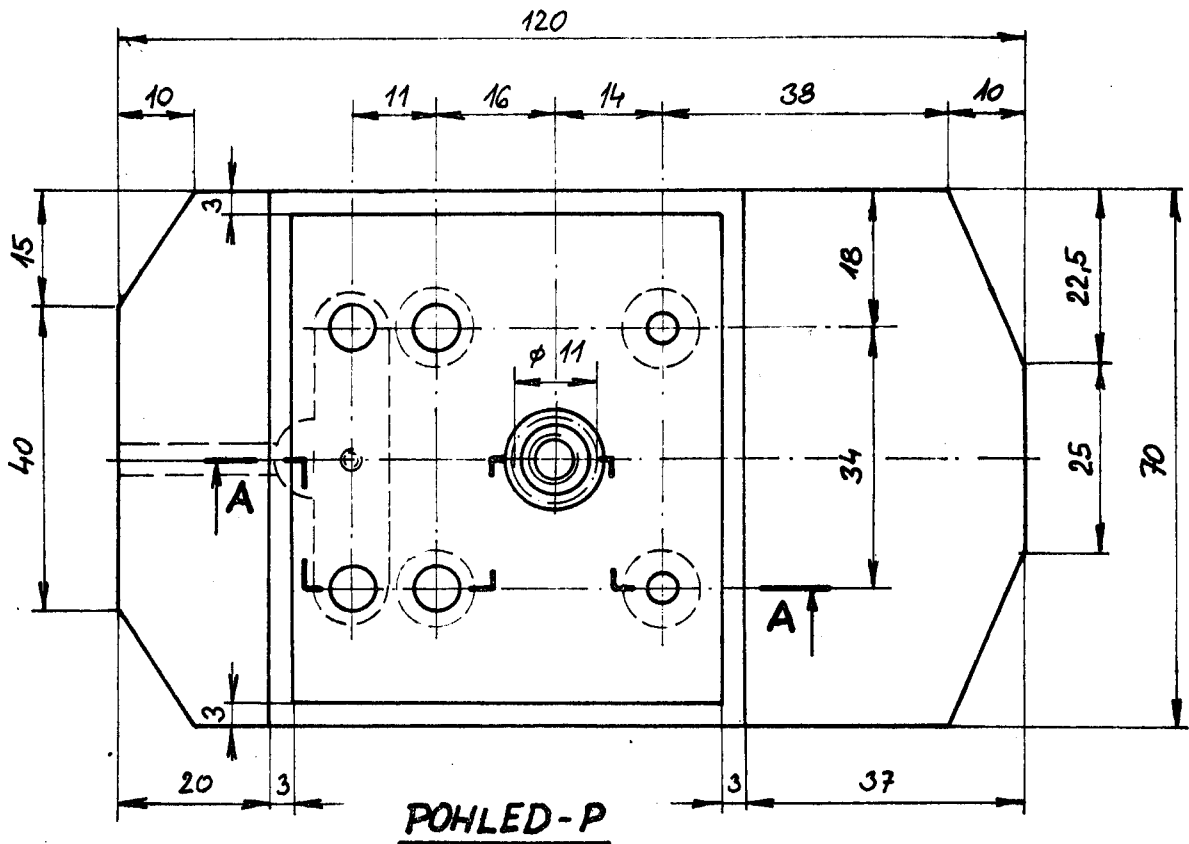
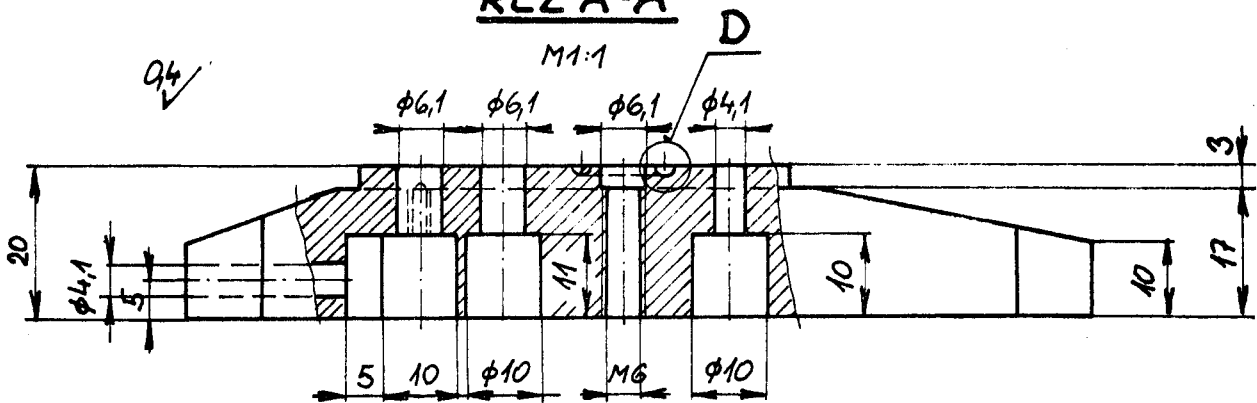
POHLED SHORA BEZ KRYTU POZ. 8

1

ZÁKLADNÍ DESKA

1ks MOSAZ 20x70x120

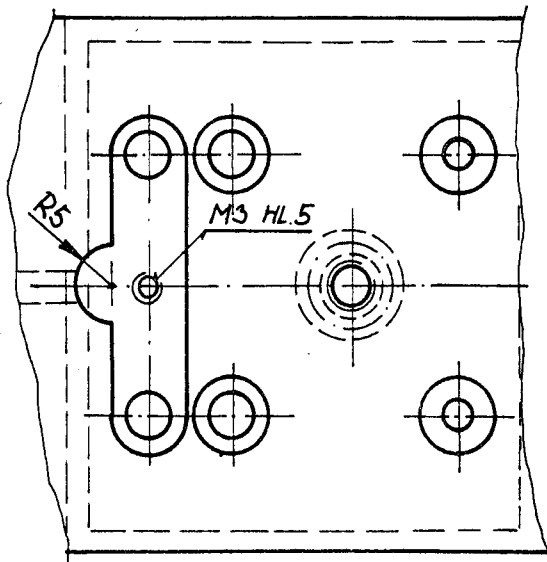
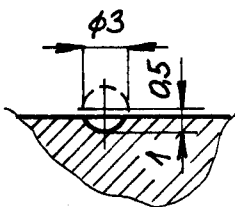
ŘEZ A-A



POHLED - P

DETAIL - D

M2:1



POZNÁMKY:

- 1) HRANY SRAŽIT $0,5 \times 45^\circ$
- 2) ŽLÁBEK PRO KULIČKY VYSOUSTRUŽIT NA TRNU M6
- 3) PO OPRACOVÁNÍ NIKLOVAT

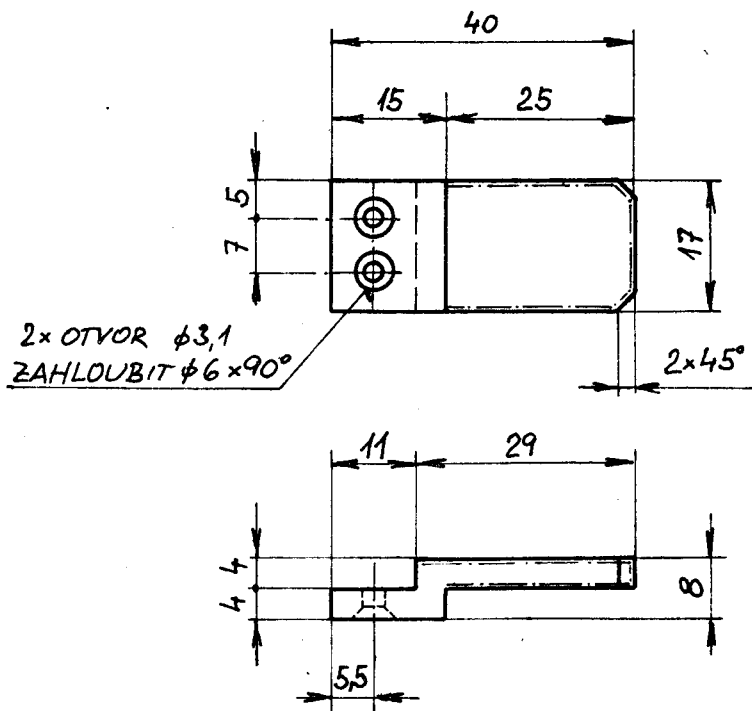
Handwritten signature

2

HMATNÍK

M1:1

2 ks PLEXI TL. 8×17×40



POZNÁMKY:

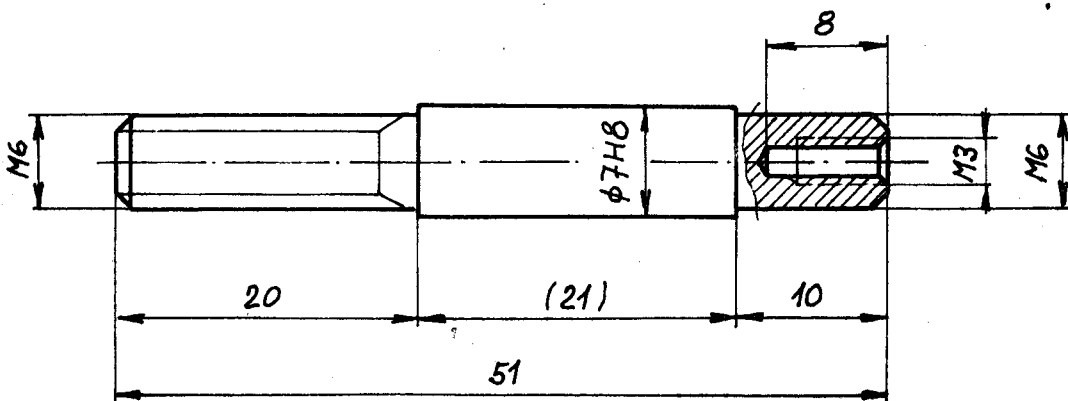
- 1) OTVORY SVRTAT S PROTIKUSEM POZ. 3.
- 2) ČERCHOVANÉ HRANY ZAOLIT.
- 3) PO ZHOTOVENÍ VYBROUSIT A VYLEŠTIT WATERPROOFEM A ZUBNÍ PASTOU.

6

SVORNIK

M2:1

1 ks MOSAZ $\phi 7 \times 51$



Quobis

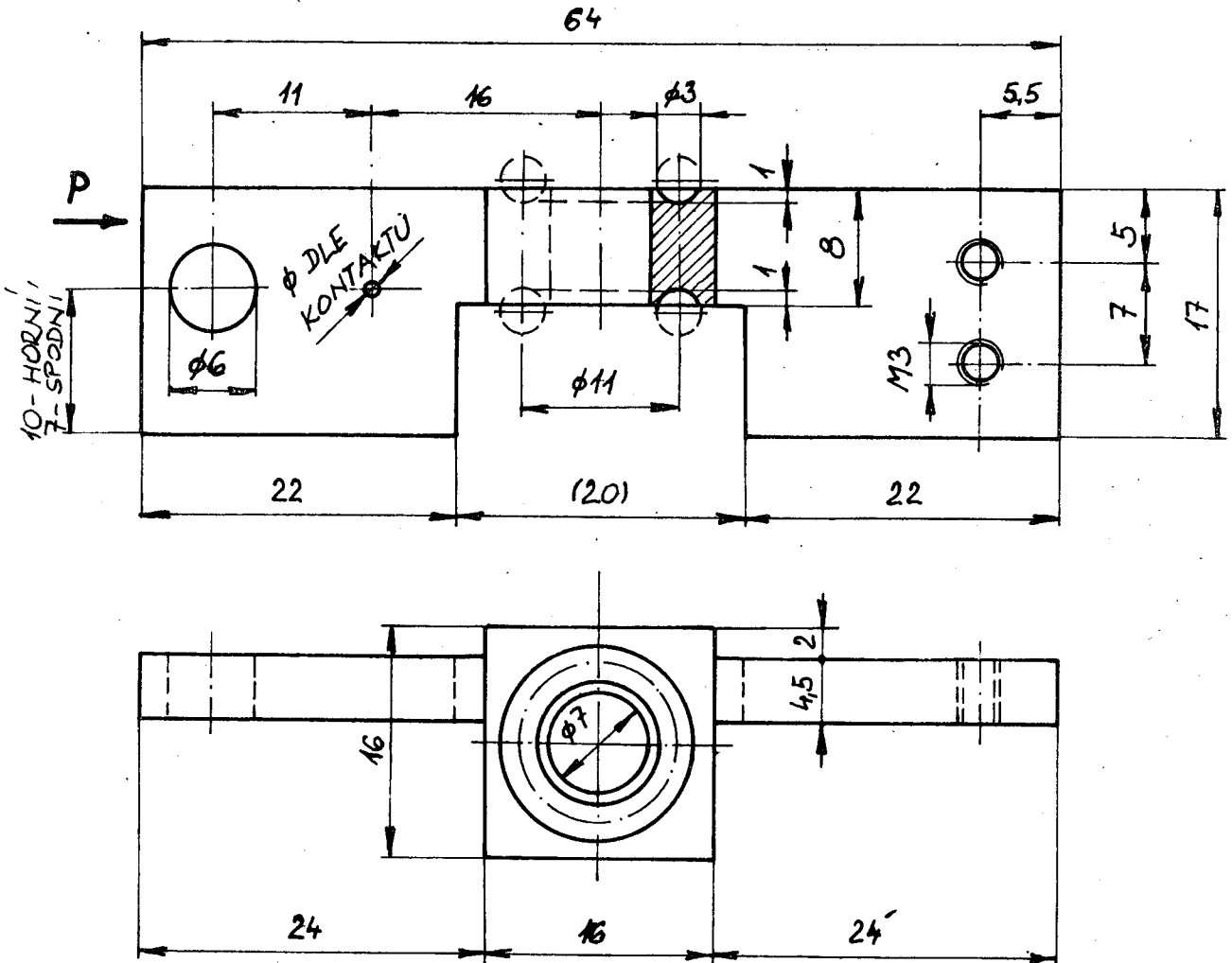
3

KŘIDELKO

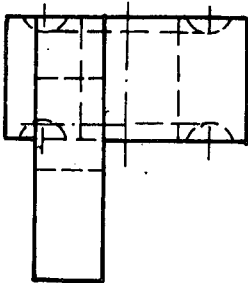
2 ks MOSAZ TL. 16 x 64 x 17

M 2:1

04/



POHLED - P



POZNÁMKY:

- 1) ŽLÁBEK PRO KULIČKY $\phi 3$ mm VYSOUSTRUŽIT NA TRNU $\phi 7$ mm.
- 2) KONTAKT RELÉ NASADIT DO OTVORU A PŘILETOVAT.
- 3) DO OTVORU $\phi 6$ NALISOVAT IZOLAČNÍ POUZDRO POZ. 15.
- 4) PO OBROBENÍ NIKLOVAT.

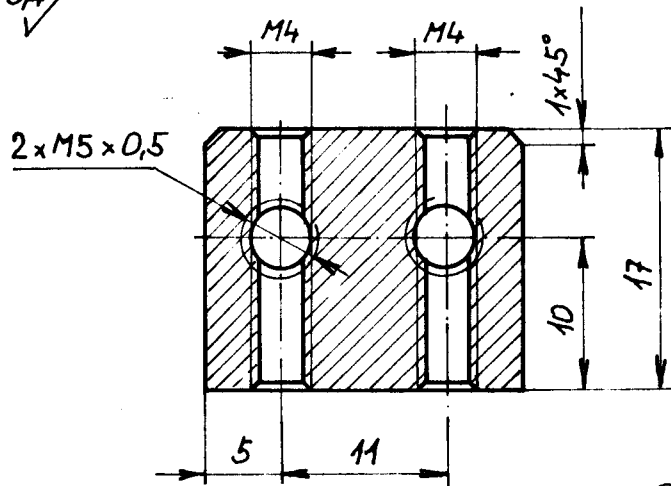
Handwritten signature or initials.

5 SLOUPEK

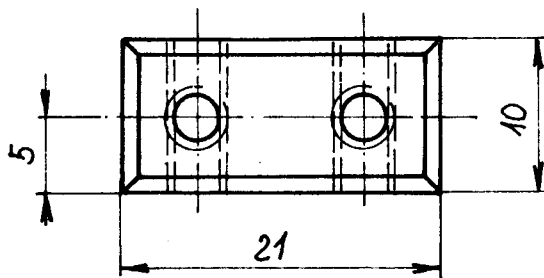
2 ks MOSAZ 10x21x17

0,4/√

M2:1



PO OPRACOVÁNÍ NIKLOVAT

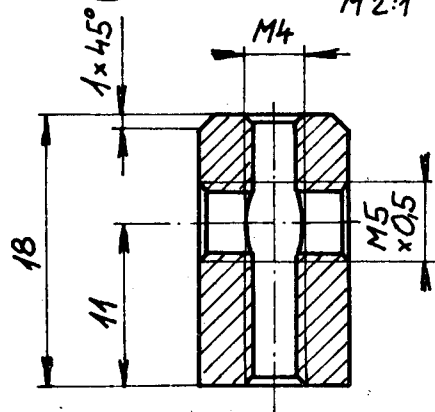


4 SLOUPEK

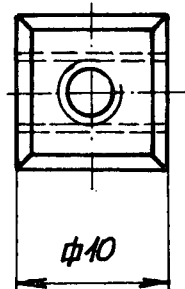
2 ks MOSAZ $\phi 10 \times 18$

0,4/√

M2:1



PO OPRACOVÁNÍ NIKLOVAT



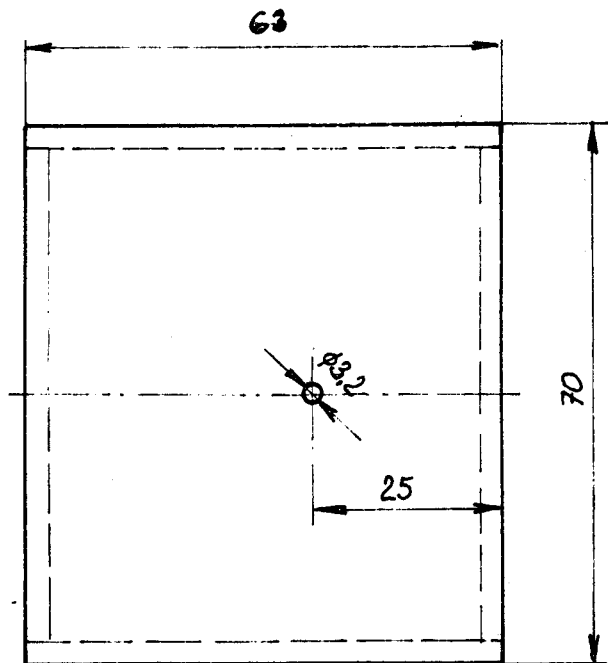
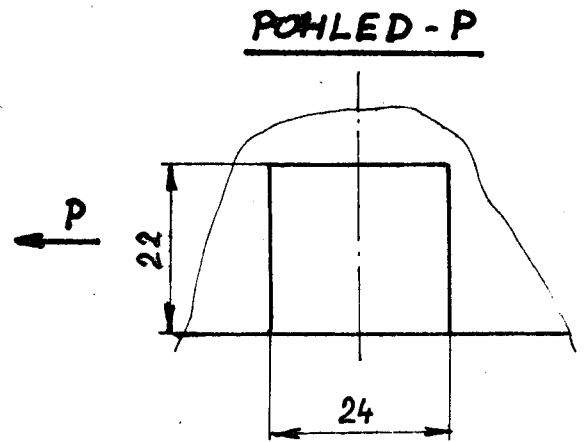
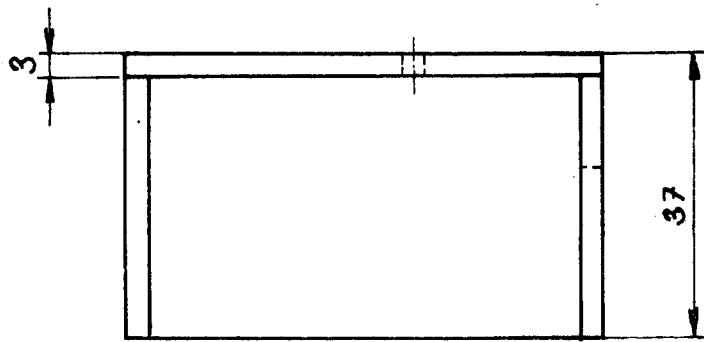
Handwritten signature

8

KRYT

1ks PLEXI TL.3

M1:1



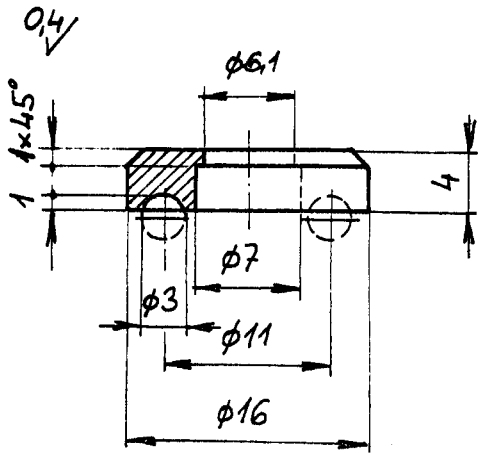
POZNÁMKY:

- 1) ROZMĚRY DESEK : 1ks 63x70
2ks 34x64
2ks 34x63
- 2) KRYT SLEPIT CHLOROFORMEM
- 3) SPOJE ZABROUSIT A VYLEŠTIT
- 4) HRANY SRAZIT 2x45°

Alida?

7 PODLOŽKA

M2:1

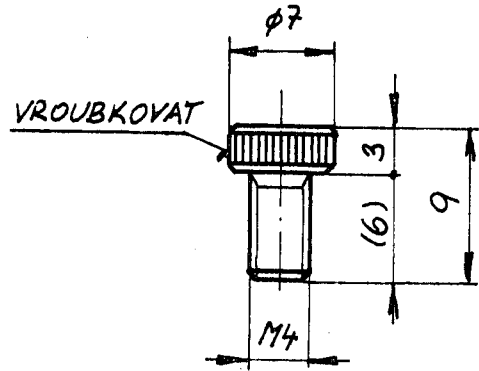


1ks
MOSAZ
φ16×4

NIKLOVAT

9 ŠROUB

M2:1



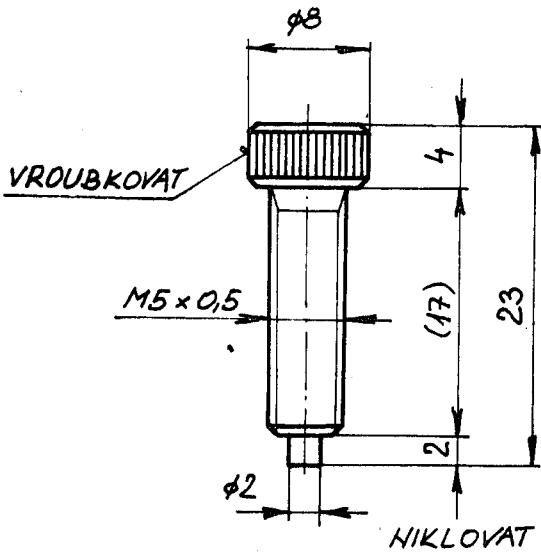
6ks
MOSAZ
φ7×9

NIKLOVAT

10 ŠROUB

M2:1

2ks
MOSAZ
φ8×23

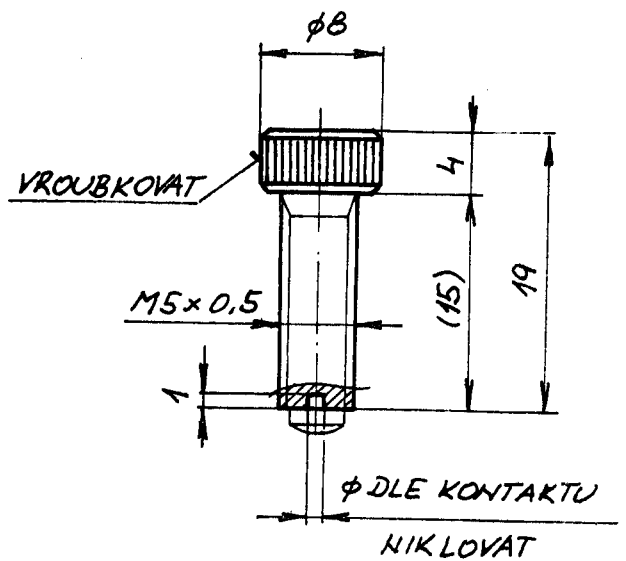


NIKLOVAT

11 ŠROUB

M2:1

2ks
MOSAZ
φ8×19



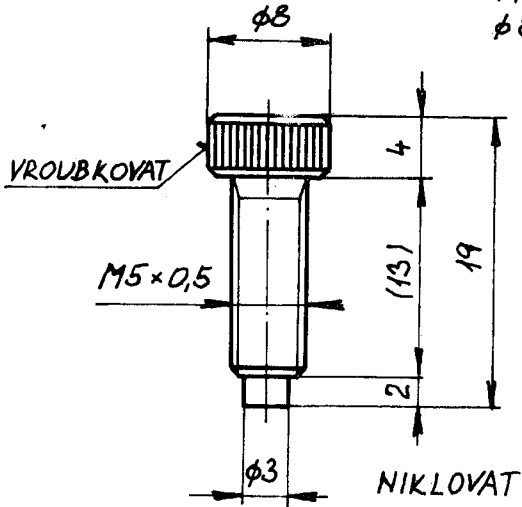
NIKLOVAT

And

12 ŠROUB

M2:1

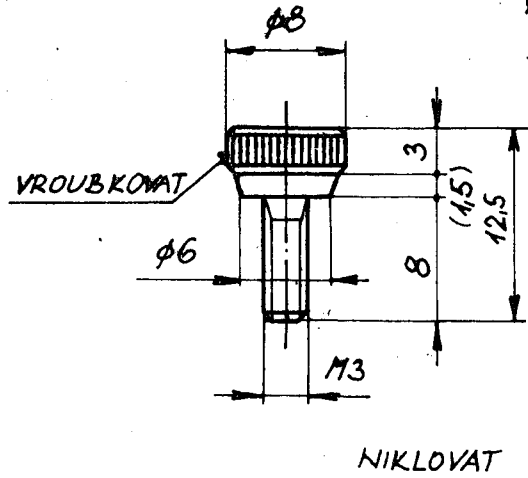
2ks
MOSAŽ
φ8 × 17



13 ŠROUB

M2:1

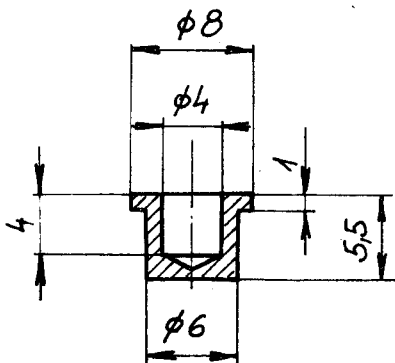
1ks
MOSAŽ
φ8 × 12,5



15 POUZDRO

M2:1

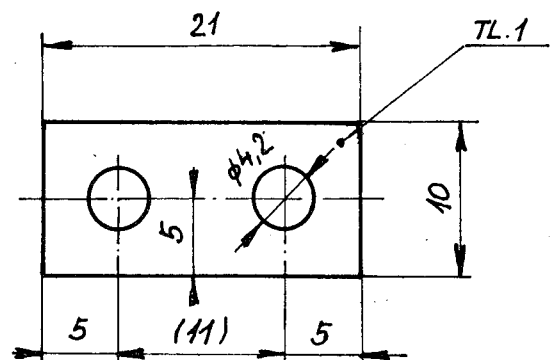
2ks
IZOLANT
φ8 × 5,5



14 PODLOŽKA

M2:1

2ks
PERTINAX
TL.1 × 21 × 10



And?

Přehled sovětských výkonových vř tranzistorů.

František Andrlík, OK1DLP

Tento přehled byl sestaven podle podrobného konstrukčního katalogu, který vyšel v červenci 1985 v nakladatelství Elektroatomizdat v SSSR. Katalogy sovětských součástí je možné dopředu objednat v našich prodejnách zahraniční literatury, které jsou ve všech větších a krajských městech. Uvedený katalog je však v současné době po celé ČSSR vyprodán.

V přehledu jsou uvedeny výkonové tranzistory vhodné pro KV, VKV a UKV koncové stupně. Úmyslně jsem vypustil některé starší typy, které již nejsou vhodné pro nové konstrukce. Tyto tranzistory mají nižší typová čísla. Tabulka má umožnit základní orientaci. Bližší a podrobnější údaje jsou ve zmíněném katalogu.

Pro konstrukci lineárních koncových stupňů / pro SSB případně AM/ jsou zvláště vhodné tranzistory označené LIN nebo pro provoz ve třídě A, AB, B, Tranzistory, kde není třída provozu uvedena, nejsou vhodné pro lineární aplikace, avšak vyhoví pro koncové stupně ve třídě C / pro CW a FM/. Nové typy tranzistorů / od typového čísla KT930/ jsou většinou i odolné proti nepřizpůsobení zátěže a průrazu, které může nastat při odpojení antény nebo při špatném ESV. Číselné označení průmyslových typů sovětských tranzistorů je stejné a mění se jen písemné označení z KT... na 2T... . Průmyslové typy mají všechny hodnoty zaručeny pro širší rozsah provozních teplot a většinou mají i lepší jmenovité hodnoty / výkon, zesílení / a to až o 30% .

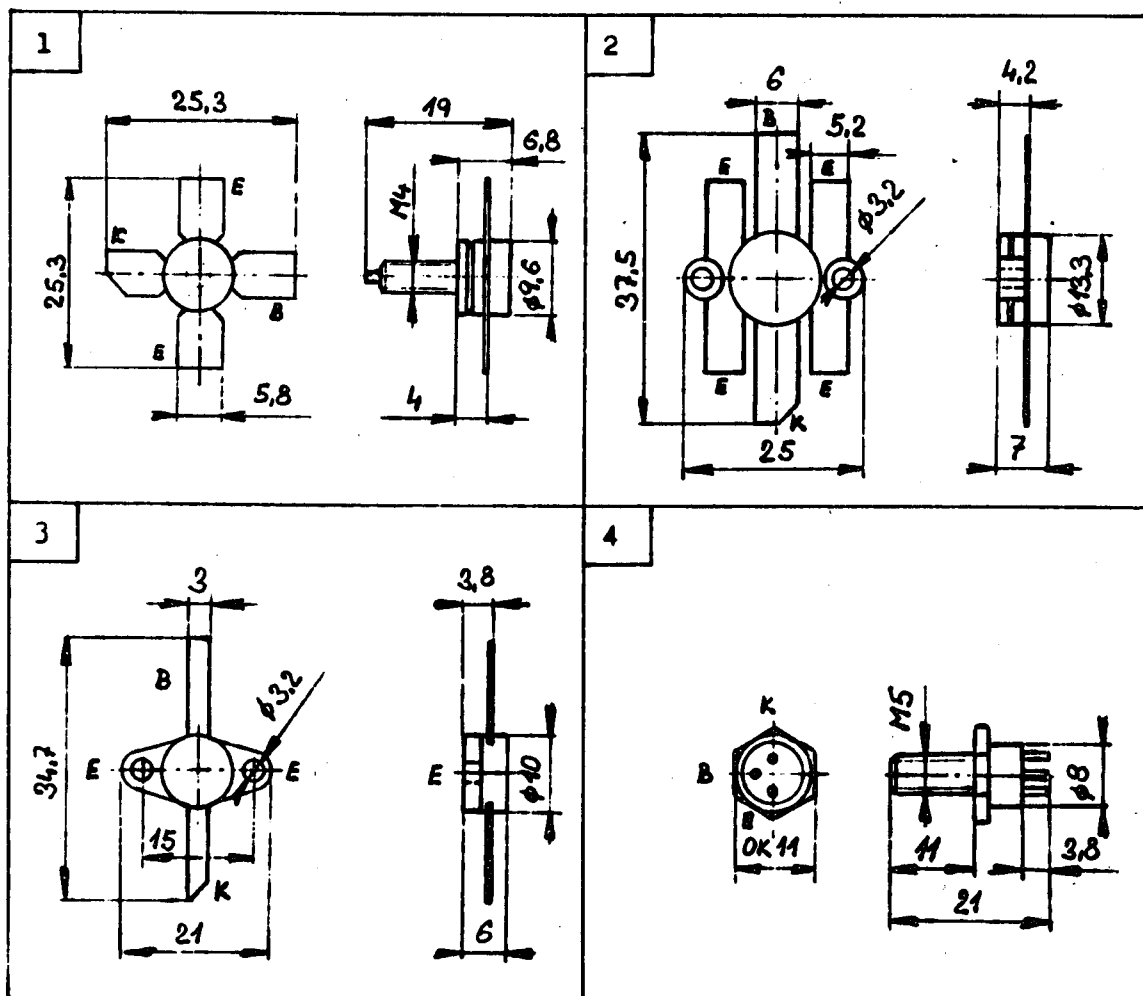
Chtěl bych upozornit na některé vhodné typy: pro lineární koncové stupně KV jsou to KT921, KT927, KT957 a pro třídu C pak KT903, všechny pro napájení 28V. Pro koncové stupně VKV /2m/ jsou vhodné známé typy KT920 a KT925 pro napájení 12V a KT922 pro napájení 28V. Tyto tranzistory jsou méně vhodné pro lineární provoz, vhodnější jsou KT958 a KT960 při napájení 12V a KT931, KT934 při napájení 28V. Pro pásmo UKV /70cm/ vyhoví KT934 při napájení 28V, KT960 při napájení 12V a KT930 pro třídu C při napájení 28V. Všeobecně jsou pro lineární provoz vhodnější tranzistory s napájením 28V než pro 12V. Tranzistory s vyšším mezním kmitočtem není vhodné používat v nižším kmitočtovém pásmu, protože pak mají sklony k oscilacím.

Vysvětlivky k tabulce:

1. typové číslo
2. druh použití
3. použitelný kmitočtový rozsah
4. třída provozu
5. napájecí napětí
6. jmenovitý výkon a zesílení při daném kmitočtu
7. maximální napětí kolektor-emitor, maximální proud kolektoru a mezní kmitočet
8. druh pouzdra /u typů, kde není uveden, má pouzdra neobvyklý tvar viz katalog/

Závěrem bych vyslovil přání nás všech, aby tyto tranzistory byly dováženy prostřednictvím TESLA DIZ a objevily se za rozumné ceny v prodejnách TESLA ELTOS, tak jako je tomu již u mnoha polovodičových součástí /zvláště IO/ z SSSR.

Typy pouzder:



1.	2.	3.	4.	5.	6a.		6b.			7.			8.	
					W	MHz	W	MHz	x	V	A	MHz		
KT902A	KV			28	20	10	>7				65	5	35	
KT903A	KV			30	50	10	>3	22	30		60	3		
KT903B	KV			30	50	10	>3	22	30		60	3		
KT912A	KV	1,5-30	LIN	27	70	30	>10				70	20		
KT912B	KV	1,5-30	LIN	27	70	30	>10				70	20		
KT921A	KV		LIN	27	12,5	60	>8				65	3,5		4
KT921B	KV		LIN	27	12,5	60	>5				65	3,5		4
KT927A	KV	< 30	LIN	28	75	30	15				70	10	150	
KT927B	KV	< 30	LIN	28	75	30	15				70	10	150	
KT947A	SV			27	250	1,5	>10				100	20		
KT957A	KV	1,5-30	LIN	28	125	30	>17				60	20		
KT606A	UKV	100-600		28	0,8	400	3	2	150		60	0,4		4
KT606B	UKV	100-600		28	0,6	400	3	1,5	150		60	0,4		4
KT610A	UKV			12,6	1	400	8dB				26	0,3	1250	
KT610B	UKV			12,6	1	400	8dB				26	0,3	1100	
KT911A	UKV	>400		28	1	1800	2,5	1,2	1200		55	0,4		
KT911B	UKV	>400		28	1	1000	2,5				55	0,4		
KT911C	UKV	>400		28	0,8	1800	2				40	0,4		
KT911D	UKV	>400		28	0,8	1000	2				40	0,4		
KT913A	UKV	200-1000		28	3	1000	>2				55	0,5		
KT913B	UKV	200-1000		28	5	1000	>2				55	1		
KT913C	UKV	200-1000		28	10	1000	>2				55	1		
KT916A	UKV	200-1000		28	20	1000	2,5				55	2	1600	
KT919A	UKV	700-2400		28	4,4	2000	4,4	6	1200		45	0,7	2200	
KT919B	UKV	700-2400		28	2	2000	4	4	1200		45	0,35	2200	
KT919C	UKV	700-2400		28	1	2000	5				45	0,2		
KT919D	UKV	700-2400		28	3,5	2000	3,5				45	0,7		
KT937A-2	UKV	900-5000		21	2	5000	2				25	0,25	6500	
KT937B-2	UKV	900-5000		21	3,8	5000	2	4	1200	20	25	0,45	6500	
KT938A-2	UKV	< 5000		20	>1	5000	3				28	0,18	4000	
KT939A	UKV		LIN,A	12							30	0,3	3000	
KT942B	UKV	700-2000		28	9	2000	2,2	14	1000	12	45	1,5		

1.	2.	3.	4.	5.	6a.		6b.			7.			8.	
					W	MHz	W	MHz	x	V	A	MHz		
KT920A	VKV	50-200	AM	12,6	2	175	12	3	145	10	36	0,5		1
KT920B	VKV	50-200	AM	12,6	5	175	9	8	145	8	36	1		1
KT920B	VKV	50-200	AM	12,6	20	175	4	24	145	4	36	3		1
KT920Г	VKV	50-200	AM	12,6	15	175	>3				36	3		1
KT922A	VKV	>50	AM	28	5	175	20				65	0,8		1
KT922B	VKV	>50	AM	28	20	175	10				65	1,5		1
KT922B	VKV	>50	AM	28	40	175	6				65	3		1
KT922Г	VKV	>50	AM	28	17	175	>5				65	1,5		1
KT922A	VKV	>50	AM	28	35	175	>3,5				65	3		1
KT929A	VKV	>50	AM	8	2	175	11,5				30	0,8		1
KT904A	UKV	100-400		28	3	400	>2,5	8	100	7	60	0,8	480	4
KT904B	UKV	100-400		28	2,5	400	>2	8	100	7	60	0,8	480	4
KT907A	UKV	100-400		28	10	400	3	12	150	6	60	1	480	4
KT907B	UKV	100-400		28	8	400	3				60	1	480	4
KT909A	UKV	100-500		28	20	500	2				60	2	800	3
KT909B	UKV	100-500		28	40	500	2				60	4	750	3
KT909B	UKV	100-500		28	15	500	1,5				60	2		3
KT909Г	UKV	100-500		28	30	500	1,5				60	4		3
KT925A	UKV	200-400		12,6	2	320	7	2	200	11	36	0,5	1500	1
KT925B	UKV	200-400		12,6	5	320	>5	7	200	6	36	1	1300	1
KT925B	UKV	200-400		12,6	20	320	3,2	20	200	5	36	3,3	650	1
KT925Г	UKV	200-400		12,6	15	320	>2,5				36	3,3		1
KT930A	UKV	100-400	C	28	40	400	7	50	200	12	50	6		2
KT930B	UKV	100-400	C	28	75	400	7,5	90	200	13	50	10		2
KT931A	VKV	50-200	A,AB, B,C	28	80	175	5,5	95	100	12	60	15		2
KT934A	UKV	100-400	A,AB B,C	28	3	400	9	4	200	20	60	0,5		1
KT934B	UKV	100-400	A,AB B,C	28	12	400	5,5	14	200	14	60	1		1
KT934B	UKV	100-400	A,AB B,C	28	25	400	4,5	25	200	10	60	2		1
KT934Г	UKV	100-400	A,AB B,C	28	10	400	>3,3				60	1		1
KT934A	UKV	100-400	A,AB	28	20	400	>2,4				60	2		1
KT950A	UKV	100-400	A,AB	12,6	40	400	3,5	40	200	6,5	36	7		2
KT958A	VKV	50-200	A,AB B,C	12,6	40	175	6,5	40	100	10	36	10		2

Jak kdo pracuje na pásmu 1 6 0 m .

OKLAYQ

Uvedené kmitočty v pásmu 160 m jsou převzaty z publikací IARU a ostatních členských zemí z poloviny roku 1985.

A4	Oman	1,8....2,0
A9	Bahrein	1,8....2,0
AP	Pakistan	1,8....2,0
C3	Andorra	1,81....1,875
C6	Bahamské ostr.	1,8....2,0
CP	Bolivie	1,8....2,0
CT	Portugalsko	1,83....1,85
DL	N S R	1,815...1,835
EA	Španělsko	1,83...1,85
EI	Irsko	1,8....2,0
F	Francie	1,83....1,85
FO	Franc. Polynesie	1,8....2,0
G	Anglie	1,81...2,0
H4	Šalamounovy ostr.	1,8....2,0
I	Italie	1,83....1,85
HB	Švýcarsko	1,81....1,85
HK	Kolumbie	1,8....2,0
HP	Panama	1,8.....2,0
HR	Honduras	1,8....2,0
J2	Džibuti	1,81....1,85
J3	Grenada	1,8....2,0
JA	Japonsko	1,9071,9125
K	U S A	1,82,0
LA	Norsko	1,802.....1,85
LU	Argentina	1,8... 1,85
LX	Lucembursko	1,83.... 1,85
OA	Peru	1,8....2,0
OE	Rakousko	1,85....1,95
OH	Finsko	1,82....1,845
OK	Československo	1,75....1,95

OY	Faerské ostr.	1,83....1,85
OZ	Dánsko	1,83....1,85
P2	Papua N. Guinea	1,8....1,866
PA	Holandsko	1,825... 1,85
PJ	Antily	1,8....2,0
PY	Brazílie	1,8....1,85
PZ	Surinam	1,8....2,0
SM	Švédsko	1,83....1,845
SP	Polsko	1,75....1,8
T7	San Marino	1,83....1,85
TA	Turecko	1,81....1,85
TG	Guatemala	1,8....2,0
TI	Kostarika	1,8....2,0
UA	SSSR	1,83....1,93
V2	Antigua a Barbados	1,8....2,0
V3	Belize	1,8....2,0
VE	Kanada	1,8....2,0
VK	Australie	1,8....1,866
VP2M	Monserrat	1,8....2,0
VP9	Bermudy	1,8....1,825
VS6	Honkong	1,8....2,0
XE	Mexiko	1,8....2,0
Y2	N D R	1,81....1,95
YB	Indonesie	1,8....2,0
YJ	Vanuatu	1,8....2,0
YK	Syrie	1,83....1,85
YN	Nikaragua	1,8....2,0
YS	Salvador	1,8....2,0
ZB2	Gibraltar	1,8....2,0
ZL	Nový Zéland	1,803....1,857 1,863....1,95
ZP	Paraguay	1,8....2,0
4S	Srí Lanka	1,8....2,0
5B	Kypr	1,8....2,0
5N	Nigerie	1,8....2,0
5W	Záp. Samoa	1,8....2,0

6W	Senegal	1,81....1,85
7P	Lesoto	1,8....2,0
9H	Malta	1,81....2,0
9M	Malaysia	1,8....2,0
9V	Singapur	1,8.....2,0
9Y	Trinidad a Tobago	1,8.....2,0

- O K I A Y Q -

Vícepásmová vertikální antena

OKLAYQ

Široké uplatnění u amatérů mají vertikální anteny typu "G P", mohou být ovšem využity jen jako úzkopásmové.

Největší využití mají anteny "konické" a exponenciální. Vstupní impedance konické anteny v dolní části závisí na úhlu při vrcholu konusu. Širokopásmovost vzrůstá se zvětšováním úhlu a dosahuje optima 60-70 stupňů. V tomto případě je vstupní impedance anteny 70-80 Ohmů.

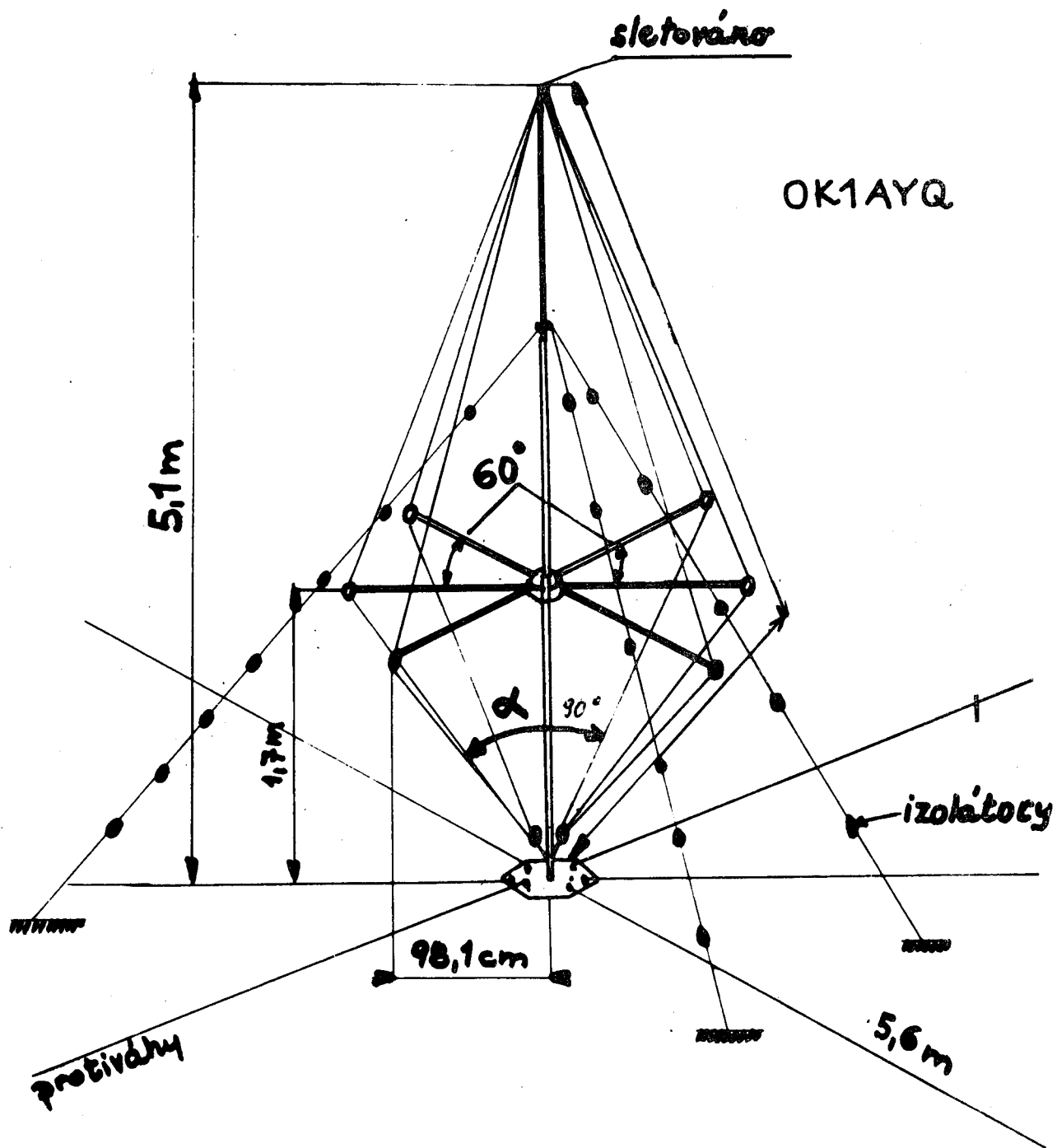
U exponenciální anteny vzrůstá vstupní impedance v dolní části přibližně podle exponenciálního zákona. Antena se jeví jako širokopásmová a má 3X menší rozměry jak konická. Pro KV pásma prakticky není možnost zhotovit z jednoho celku a tak se ohybová část přeměňuje v lomenou.

Amatér UW4HW zhotovil exponenciální antenu pro pásma 14 - 21 - 28 MHz. Je zhotovena ze šesti vodičů, natažených v šesti vertikálních směrech pod úhlem 60 stupňů jeden k druhému. Na vrcholu antény jsou vodiče elektricky spojeny a pomocí izolátorů upevněny na nosné trubce. Trubka je zhotovena ze třech stejných trubek, spojených na celkovou délku pomocí izolačních spojek. Forma anteny je udržována rozpěrkami v 1/3 výšky anteny. Každá rozpěrka je zakončena izolátorem, přes který prochází vodič antény. Napájení anteny se provádí pomocí kabelu 75 Ohmů. Střední živý se připojuje k dolnímu bodu anteny, stínění připojíme k dobré nebo umělé zemi. Je-li antena na střeše domu, která je kovová, připojíme stínění na kovovou střechu. Umělou zem tvoří šest radiálů natažených na stejné ose s vertikálními vodiči anteny a mají stejnou délku jako vertikální vodiče. Antena a umělá zem je provedena měděnými vodiči 1,5 mm. FSV měřené v rozsahu 14-29,7 MHz se pohybuje mezi 1,2 - 1,9. Antenu lze použít i pro jiná pásma, kdy délka vodičů je v rozmezí 0,24 - 0,28 Lambda a minimální úhel 60 - 70 stupňů. Antena byla dále zdokonalena, neboť vznikají problémy se zhotovením základní trubky, která nesmí být kovová. Na principu této anteny byla zhotovena i pro pásmo 7 - 28 MHz a na všech pásmech je vstupní odpor 75 Ohmů. Základní trubka je sestavena ze tří kusů, které do sebe pasují. Rozpěrky jsou zhotoveny z trubky 30 mm. Konce anteny jsou z keramických izolátorů. Vrchní část trubky je zhotovena z více lehkých trubek o průměru 16-20 mm. Všechny sekce musí být vodivě spojeny. Šest paprsků vodičů je z mědi

1,5 - 2 mm. Nahoře jsou spojeny pomocí nějakého kolečka a upevněny k hornímu konci trubky. Paprsky spodních vodičů jsou vzájemně spojeny a odizolovány od základní trubky. Koaxiální kabel se připojuje žilou na měděné vodiče a stínění na protiváhy. Délka měděných vodičů je 5,6 m. PSV na 28 -- 29 MHz činí 1,05 - 1,2. Byla s úspěchem využita i v pásmu 145 MHz, PSV zde nepřesáhlo hodnotu 1,08 při délce koaxu 12 - 14 M .

Celkové vyobrazení anteny je na obr. 1.

Tato antena jistě předčí typ GP a lze ji proto využít v amatérské praxi.



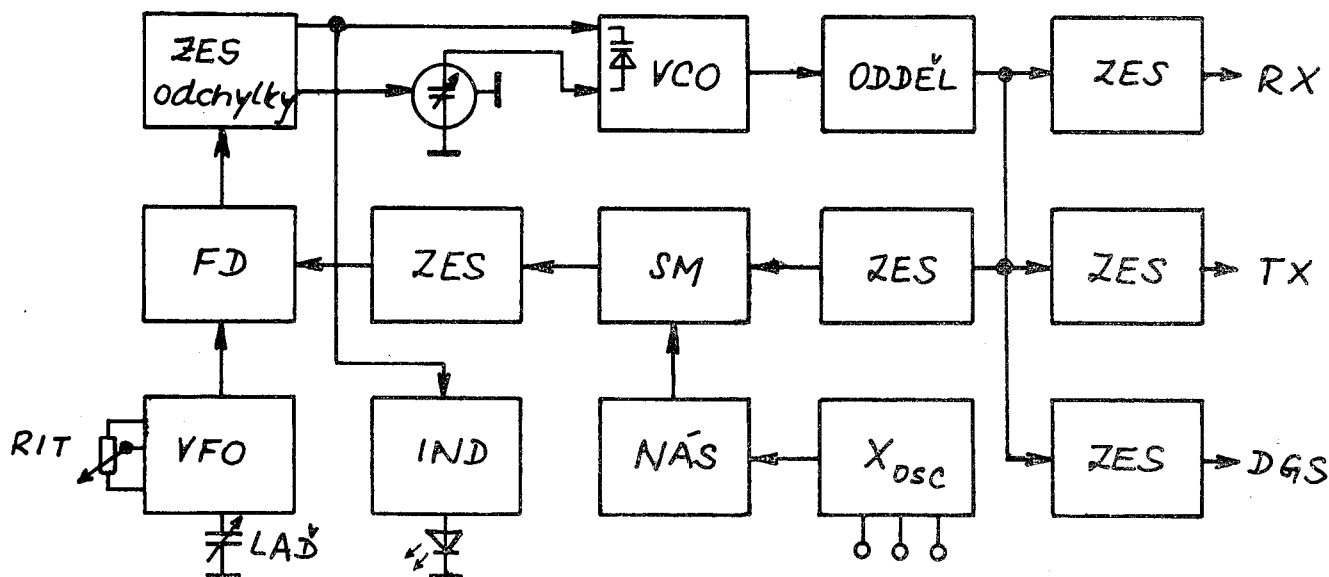
Vícepásmová exponenciální
anténa

7 - 14 - 21 - 28 MHz

V poslední době se často diskutuje o šumové čistotě oscilátorů. Tento parametr a jeho vliv na kvalitu zařízení /TX i RX/ vysvětlil ve své přednášce Vláda OK 1 DAK/. Náš příspěvek by měl pomoci při konstrukci /rekonstrukci/ zařízení pro provoz v pásmu 2 metrů a předkládá jednu z možných konkrétních realizací.

Při stavbě nového TRXu v radioklubu OK 1 KHI jsme chtěli zhotovit zařízení s vysokou kvalitou signálu. Naší snahou bylo vytvořit generátor 135 MHz na principu PLL. Od řešení s číslicovými obvody jsme v té době upustili pro nedostupnost vhodných součástek a proto je generátor řešen klasicky. Inspirovat jsme se nechali radioklubem OK 1 KRA s velice kvalitním signálem. V amatérsky zhotoveném zařízení mají použít dutinový rezonátor na VCO, dolaďovaný kondenzátorem a varikapem. Autorem jejich TRXu je Stanča OK 1 VSS. Základem je dutinový rezonátor laděný "deprézským" kondenzátorem z inkurantní radiostanice Feld-fuhe. Možnost jiného řešení přeladění rezonátoru je v příspěvku Vládi OK 1 DAK. Tuto konstrukci je možno realizovat podle přiložených podkladů nebo použít jen rozhodující části pro rekonstrukci stávajícího zařízení /VCO + zes. odchylky/.

Blokové schéma generátoru



Možnosti indikace polohy antény. OK I VOX

Při konstrukci nového rotátoru jsem se zabýval možností indikace. Při použití selsynů je nevýhodou velké množství spojovacích vodičů mezi rotátorem a ovládací skříňkou. Jelikož v poslední době se digitální technika dostává i do amatérských zařízení, rozhodl jsem se použít digitálního zobrazení polohy. Pro indikaci jsem použil klasické zapojení voltmetru s IO C 520 D. Jeho rozsah upravíme na IV a při 360 mV nám zobrazuje přímo 360 stupňů. Ve funkci snímače polohy jsem použil dva druhy potenciometrů.

a) Verze s potenciometrem ARIPOT 40 (65)

Tento potenciometr má rezistorovou dráhu téměř 360 stupňů. Po přetočení jedné otáčky indikuje opět azimut. Potenciometr nemá dorazy. Nevýhodou je, že není možné zjistit stav přetočení antény (zamotání kabelu) a je nutné použít koncových vypínačů.

b) Verze s potenciometrem TP 195

Protože většině se nepodaří sehnat ARIPOT je možné použít obyčejný potenciometr. Při této realizaci je výhoda, že při zobrazení jiného údaje než 0 až 360 stupňů nám indikuje přetočení antény.

Toto jsou jen náměty pro konstrukci indikace polohy antén. Záměrně nepřipojuji schemata, protože zapojení jednotlivých dílů jsou známa a mnohokrát publikována.

Zkušenosti s IO A 244 D. OK I VOX

Tento obvod se často používá v našich konstrukcích. Velkou oblibu si získala FS 83 pro FM provoz. Po realizaci zařízení většinou nejsme spokojeni se selektivitou. Napadne nás, že použitý filtr typu SPF nebo SFD je špatný. Někteří při pokusech rozpojili přijímací cestu v místě filtru a vývod č. 12 IO vf zablokovali. Silný signál procházel i nadále. Pro FM provoz používáme max. zisku obvodu a dochází k přeslechu uvnitř obvodu a i vně vlivem mech. uspořádání. Pomoci si můžeme následující úpravou. V FS 83 jsou použity dva tyto IO. Pro přijímací cestu z prvního zapojíme zesilovač, oscilátor a směšovač a z druhého vlastní mf zesilovač. Doufám, že toto upozornění pomůže těm, kteří se s tímto problémem setkali.

Generátor 135 MHz - VCO OK I VOX

VCO obr.1.

Dutinový rezonátor byl proti výpočtu mechanicky zkrácen z konstrukčních důvodů. Jeho rozměry a provedení je na dokumentaci v měřítku 1:1 /obr.2./. Použitý FET tranzistor by měl mít co největší strmost. Použitý

typ BF 247 má strmost 15mA/V. Signál z oscilátoru je za oddělovačem rozbočen do čtyř zesilovačů pro RX, TX, DGS a vlastní obvody generátoru. Vazby mezi obvody by měly být těsné, aby se neuplatnil šum vlastních zesilovačů. Při realizaci nevznikly žádné problémy a původně použitá dioda v dutinovém rezonátoru pro stabilizaci amplitudy signálu byla vypuštěna.

Zesilovač odchyly

Zesilovače odchyly jsou osazeny OZ MA 1458. Ladicí napětí z FD je přiváděno přes PNP tranzistor na invertující vstup OZ. Změnou hodnot rezistoru M22 lze nastavit symetrii napětí pro rozladění rezonátoru varikapem. Napětí v rozsahu 3 až 10 V by mělo přeladit rezonátor na $f_0 = 135$ MHz asi o 35 až 40 kHz. Napětí pro varikap, který slouží k malému a rychlému rozladění je také přiváděno na vstup druhého OZ. Ten je zapojen jako integrátor s časovou konstantou asi 3 sec. Změna hodnoty rezistoru 56k ovlivní jeho časovou konstantu. Napětí z integrátoru ovládá deprézský systém. Jeho kapacita je přibližně 2 až 4 pF. Regulační napětí pro plný rozsah regulace je cca 0 až 1 V při proudu až 55 mA. Z energetických důvodů /zatížení stabilizátoru/ bylo vinutí přemotáno na 280 závitů drátem o průměru 0,07 mm. Potřebný proud pro regulaci klesl na max 25 mA při napětí cca 3,5 V. Toto převinutí vyžaduje velkou trpělivost a pečlivost. Zbývající dva OZ jsou zapojeny ve funkci okénkového komparátoru pro indikaci výpadku smyčky PLL.

Zesilovač, zdroj a fázový detektor obr. 3

Zesilovač zesiluje napětí ze směšovače procházející filtrem. Jeho výstup vede do spínacího tranzistoru ve FD. Na druhý vstup FD je přivedeno napětí z VFO. Změnou hodnot rezistorů v bázích spínacích tranzistorů upravíme výstupní napětí pro úroveň TTL. Do FD použijeme jen kvalitní rychlé diody. Jejich parametry ovlivňují čistotu ladicího napětí pro varikap. Vlastní FD je umístěn v mosazné krabici. Ta je izolovaně umístěna ve vlastní konstrukci generátoru. Napětí pro FD doporučujeme vést přes tlumivku.

Krystalové oscilátory a směšovač. obr. 4.

Přepínání tří krystalových oscilátorů umožňuje přeladění generátoru ze 135 na 137 MHz a odskok -600 kHz pro provoz FM. Pro snížení nežádoucích produktů jsou voleny vysoké kmitočty krystalů a to 60,850 MHz; 61,350 MHz a 61,050 MHz z Tesly HK. Nastavení oscilátorů, násobičů a směšovače nečinilo žádné potíže. Filtr za směšovačem má rovný průběh v pásmu 12 až 16 MHz.

VFO obr.5.

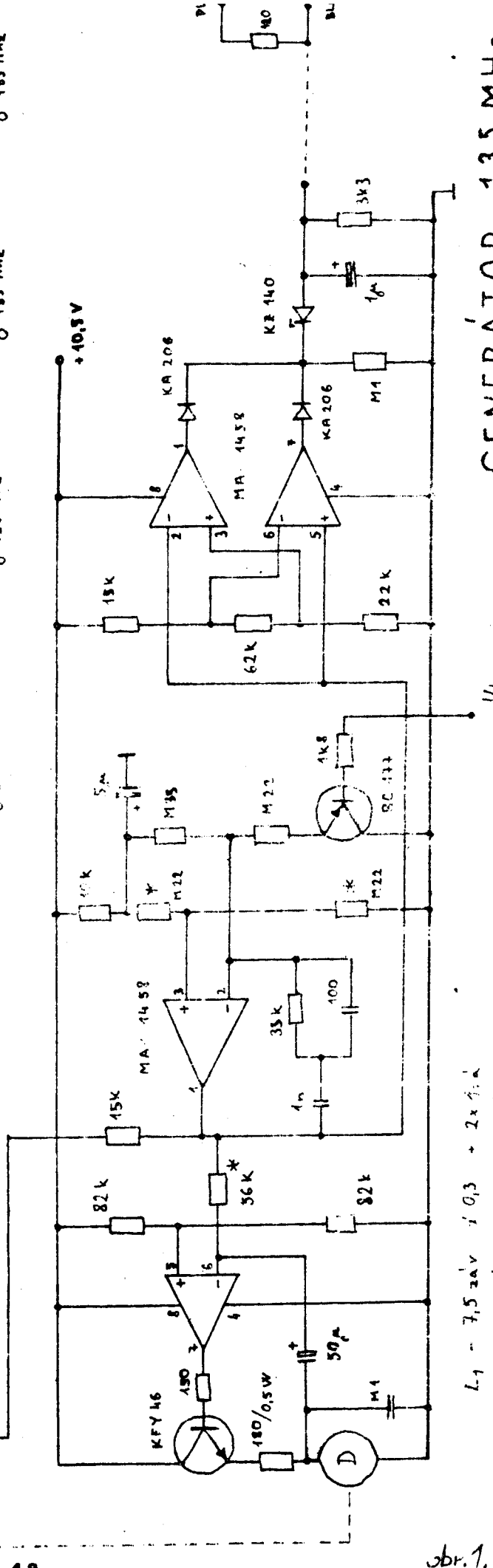
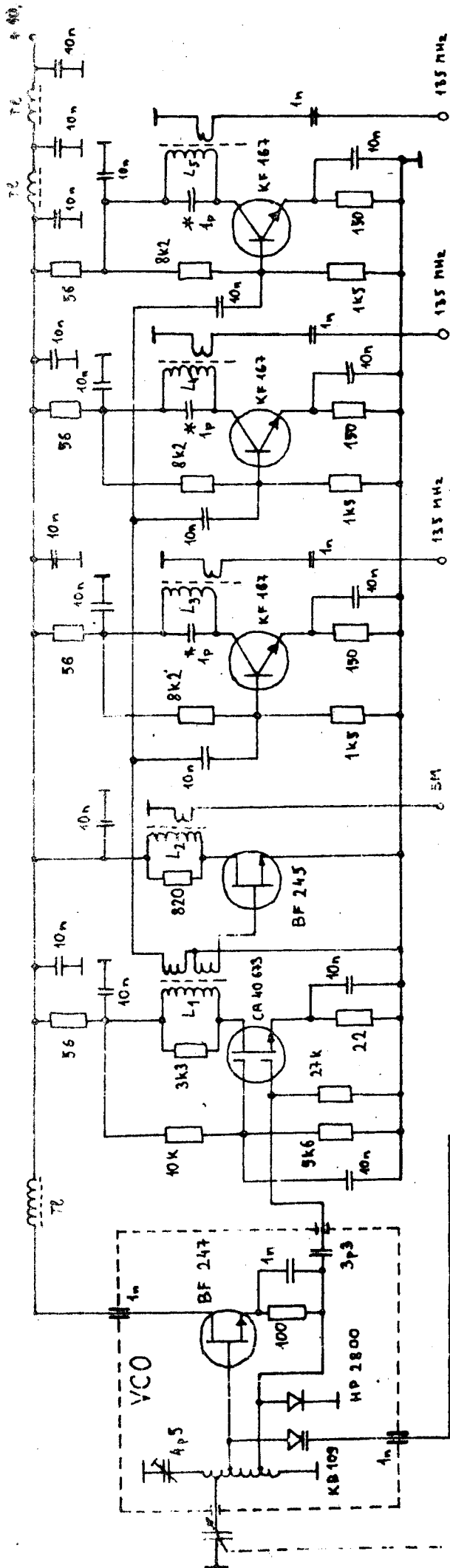
Řídící oscilátor je zhotoven jako samostatná jednotka umístěná uvnitř generátoru. Pracuje na kmitočtu 13,3 až 14,3 MHz a cca 50 kHz přesahy přes pracovní rozsah. Má vlastní stabilizátor napětí a lze jej vykompenzovat na velice dobrou úroveň stability kmitočtu. Mechanické provedení je zřejmé z obr.6 a montáž z obr. 7.

Konstrukce

Generátor je konstruován jako samostatná jednotka do TRXu. Jeho tvar, upevnění, vývody a ladící osa jsou tomuto účelu také podřízeny. Výroba generátoru vyžaduje dodržení předepsaných rozměrů. Celý generátor je uzavřen do krytů dle obr. 8 a 9. Oba díly jsou spojeny dvěma šrouby M3 a naposled je generátor uzavřen jednoplátovaným kuprextitem.

Závěr

Popisovaný generátor splnil požadavky na čistotu signálu při užití běžných obvodů a součástek. Vyjímkou je "deprézský" kondenzátor a vždy těžko dostupné krystaly. Dvoubázové fety lze nahradit našimi KF 907 /910/. Filmy pro výrobu plošných spojů jsou na obr. 10 a 11. Doporučujeme u hotového generátoru změřit potlačení krystalových oscilátorů v signálu 135 MHz. Závěrem chceme upozornit, že návod není určen začínajícím konstruktérům a vyžaduje též přístrojové vybavení. Další podrobnosti a dotazy zodpovíme při přednášce.



GENERÁTOR 135 MHz

VCO + ZESILOVAC ODCHYLY

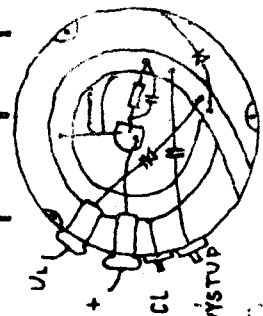
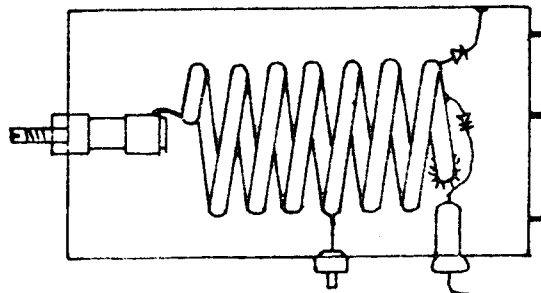
- L₁ - 7,5 zdv / 0,3 + 2x 1µk
- L₂ - 6 zdv / 0,3 + 1µk
- L_{3,4,5} - 7,5 zdv / 0,3 + 1µk

obr.1.

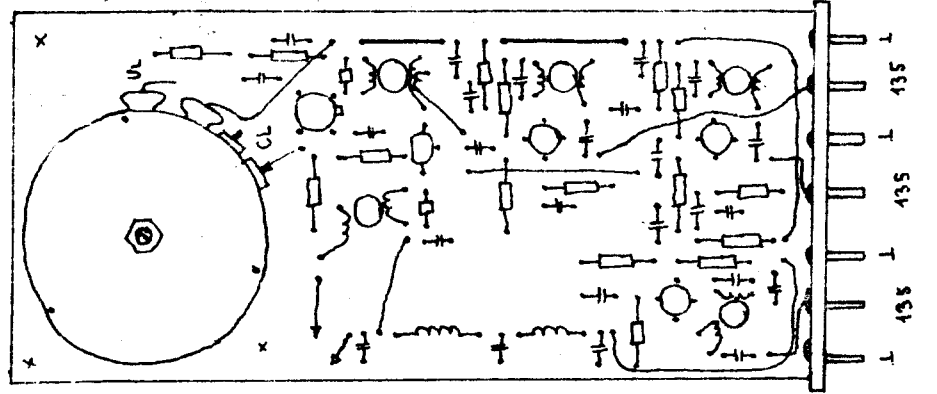
VCO

6,5 záv. ϕ 2,2 \pm 3,2 mm
na ϕ 16 (májeř ϕ 21) mm

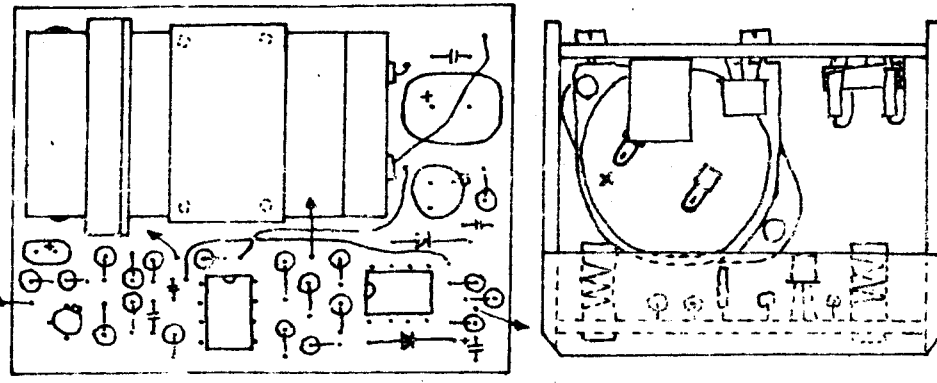
Af - varikap \pm 50 kHz
Radio C 2,5 - 2,8 MHz



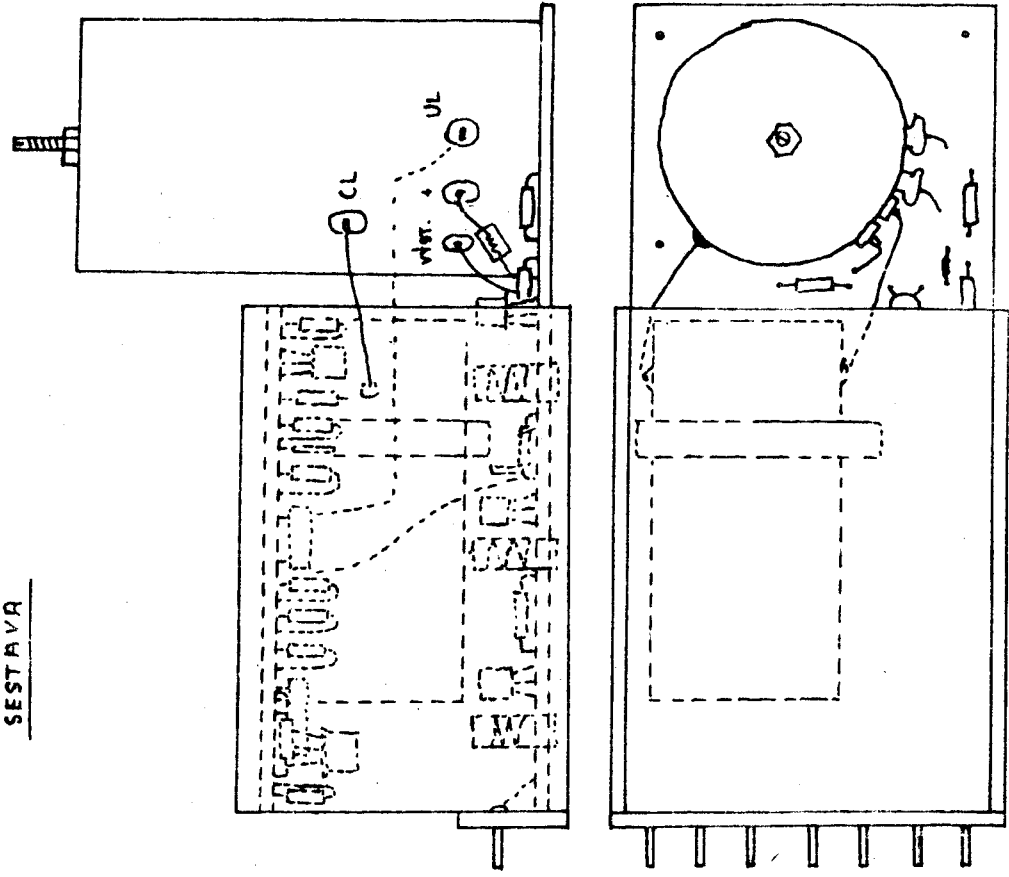
VCO + ZESILOVAČE



ZESILOVAČ ODCHYLKY



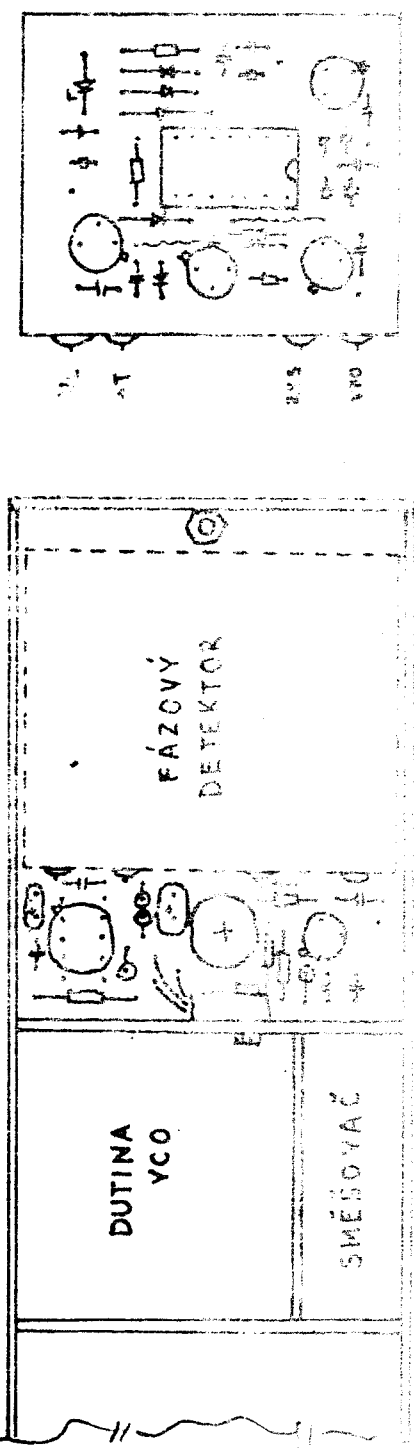
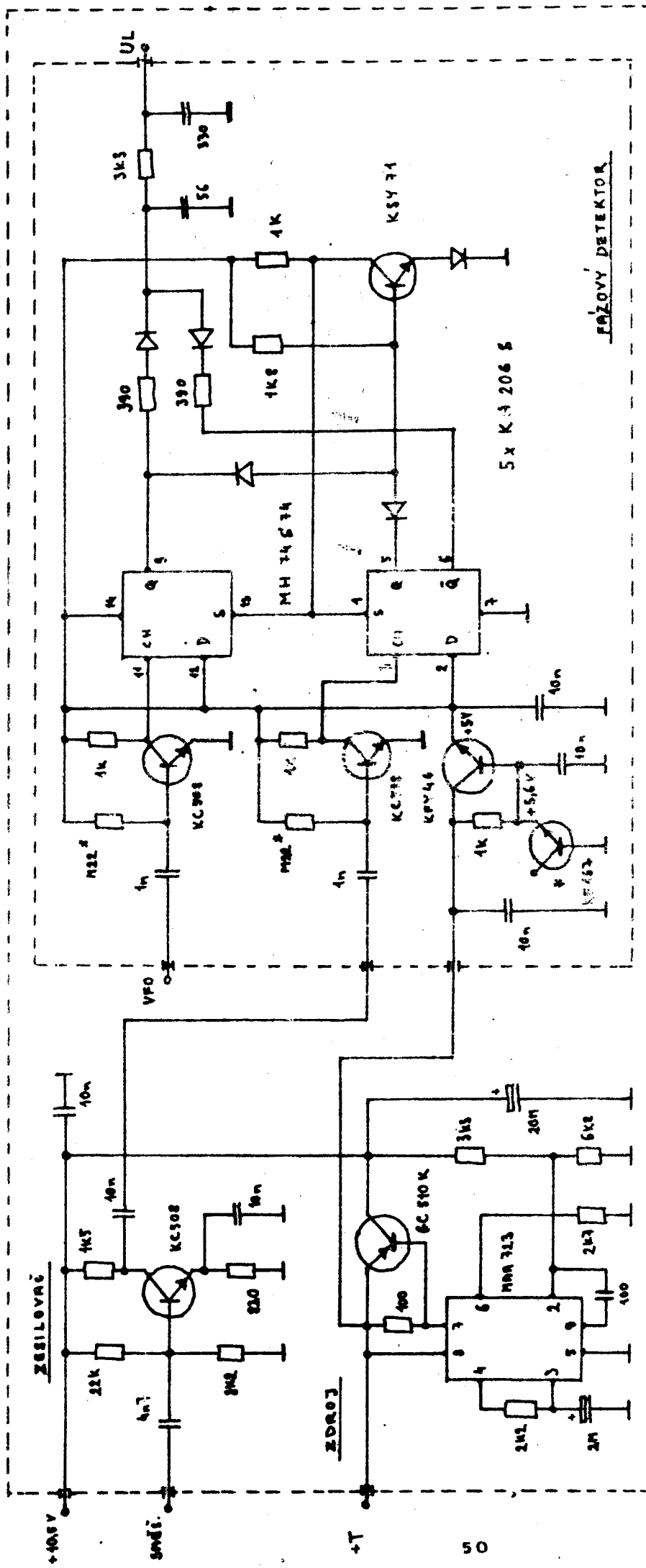
SESTAVA



GENERÁTOR 135 MHz

M 1:1

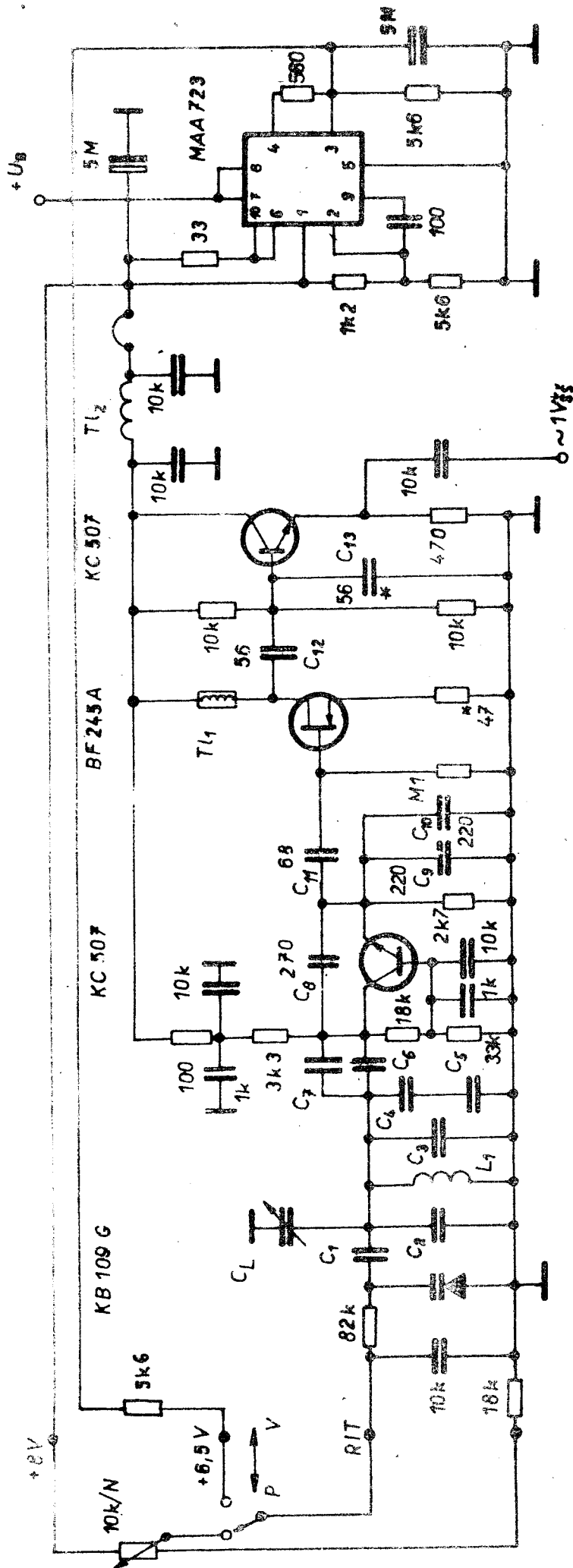
VCO + ZESILOVAČ ODCHYLKY



GENERÁTOR 135 MHz

ZESILOVAČ 2 DROJ
FÁZOVÝ DETEKTOR

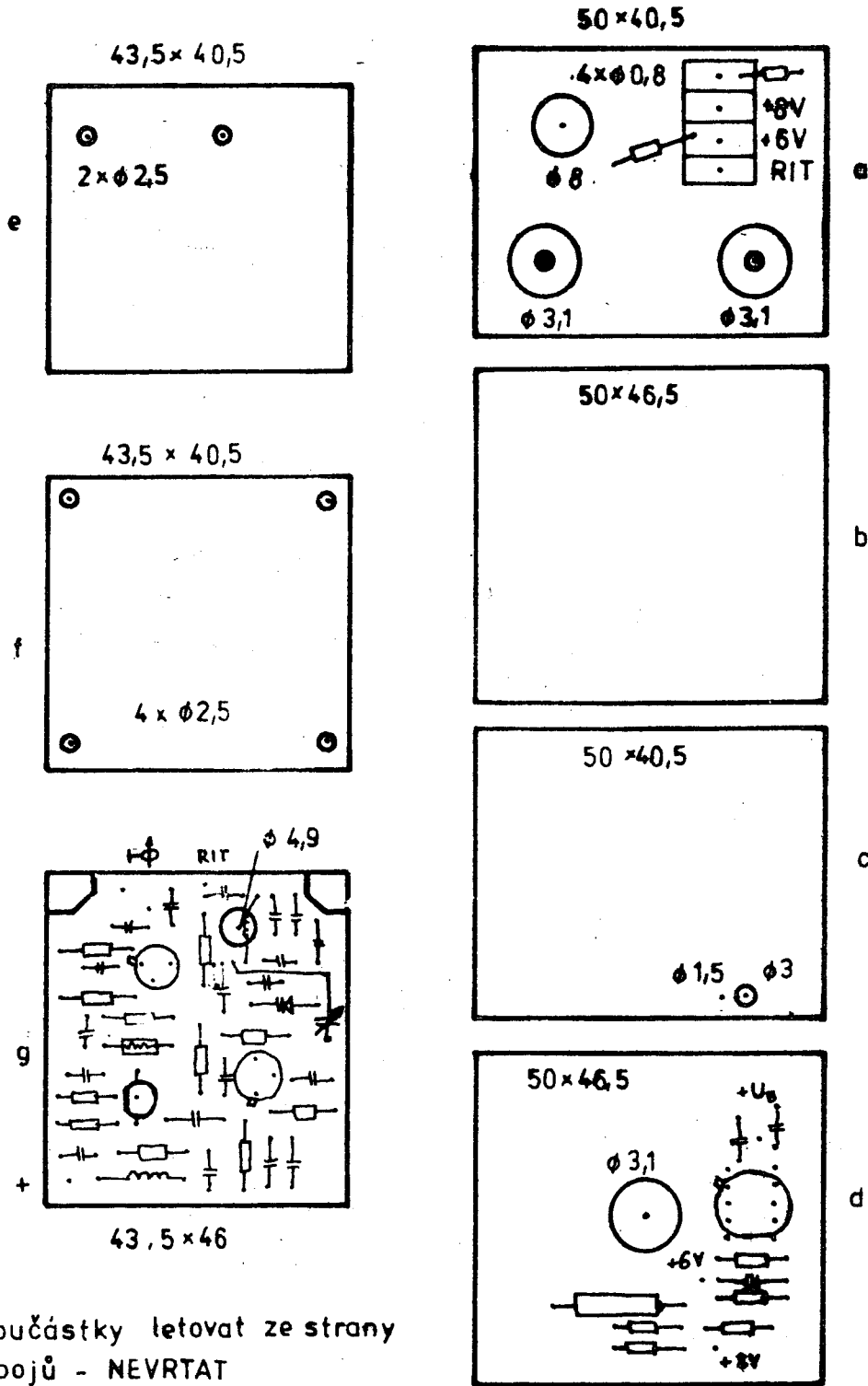
obr. 3.



- C₁ - TK 656
- C₂ - TK 754
- C₃ - TK 754
- C₄ - TK 676
- C₅ - TK 754
- C₆ - TK 754
- C₇ - TK 775
- C₈ - TK 754
- C₉ - TK 754
- C₁₀ - TK 754
- C₁₁ - TK 754
- C₁₂ - TK 754
- C₁₃ - TK 754
- L₁ - 26 z. na ø 5 o ø 0,2 mm - 1,75 µH
- TL₁ - na R = 22 k TR151 3 vrstvy ø 0,15
- TL₂ - 20 z. na ø 2 mm tyč-ferit l = 15 mm
- C_L - 1 sekce dualu NDR. (42,5 p)

VFO 13,3 - 14,3 MHz

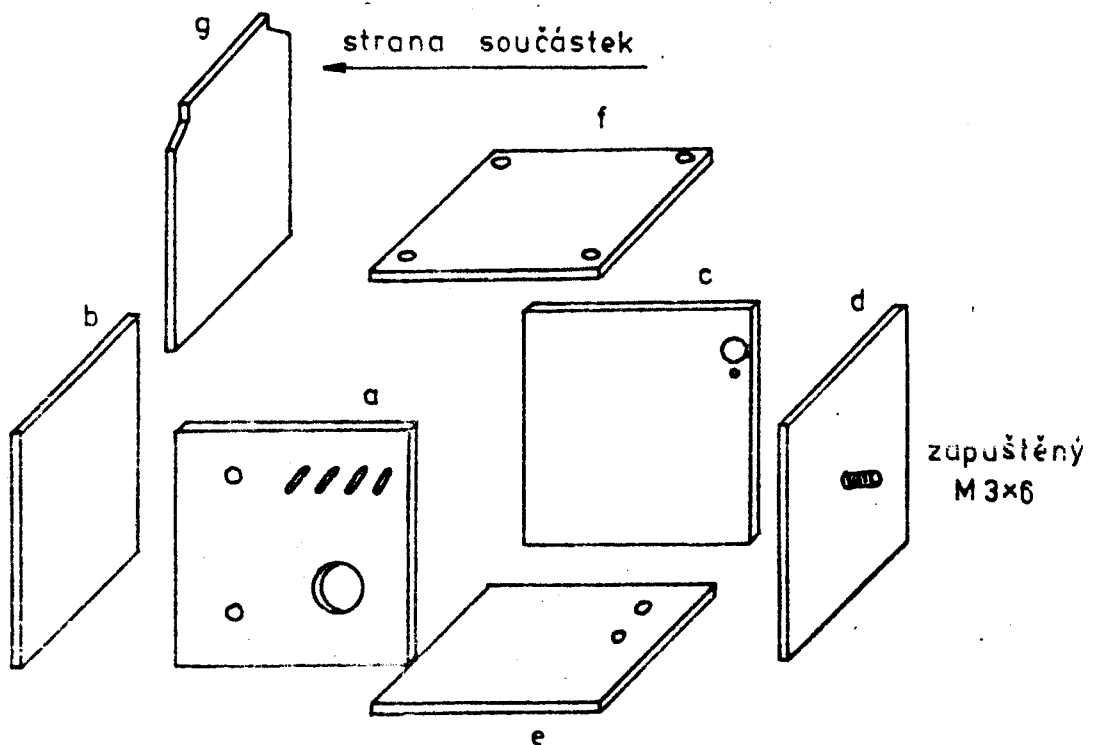
POHLED ZE STRANY SPOJŮ



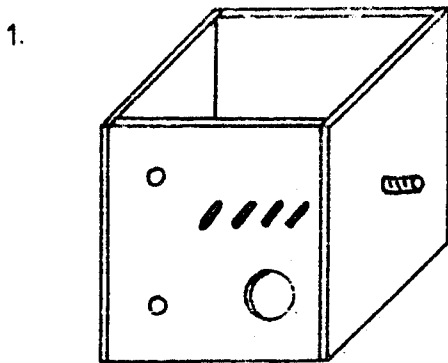
Součástky ležovat ze strany spojů - NEVRTAT

Rozměry platné pro materiál ≠ 1,5 mm

Zahloubení : díl e + f - ze strany laminátu (pro M 2,5)
díl d - ze strany spojů (pro M3)



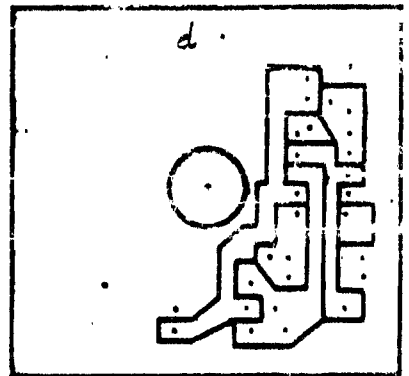
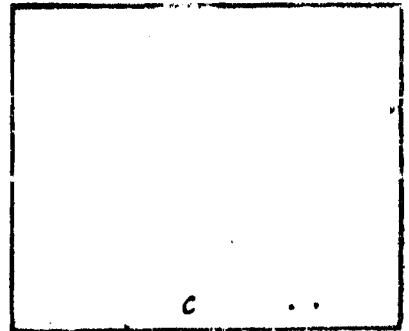
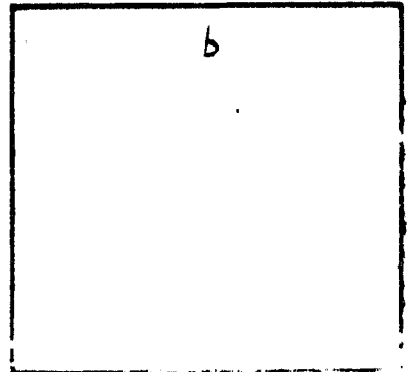
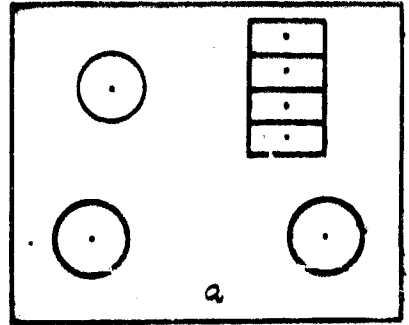
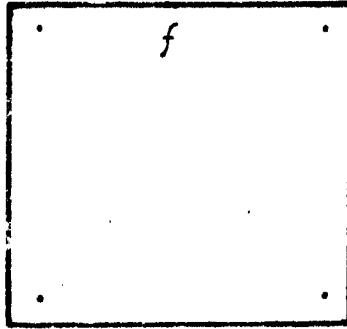
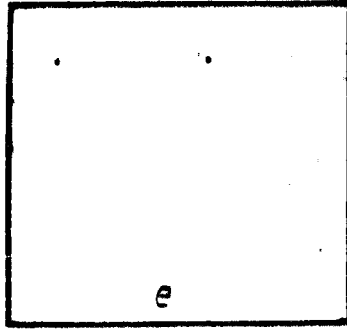
Sestavení:

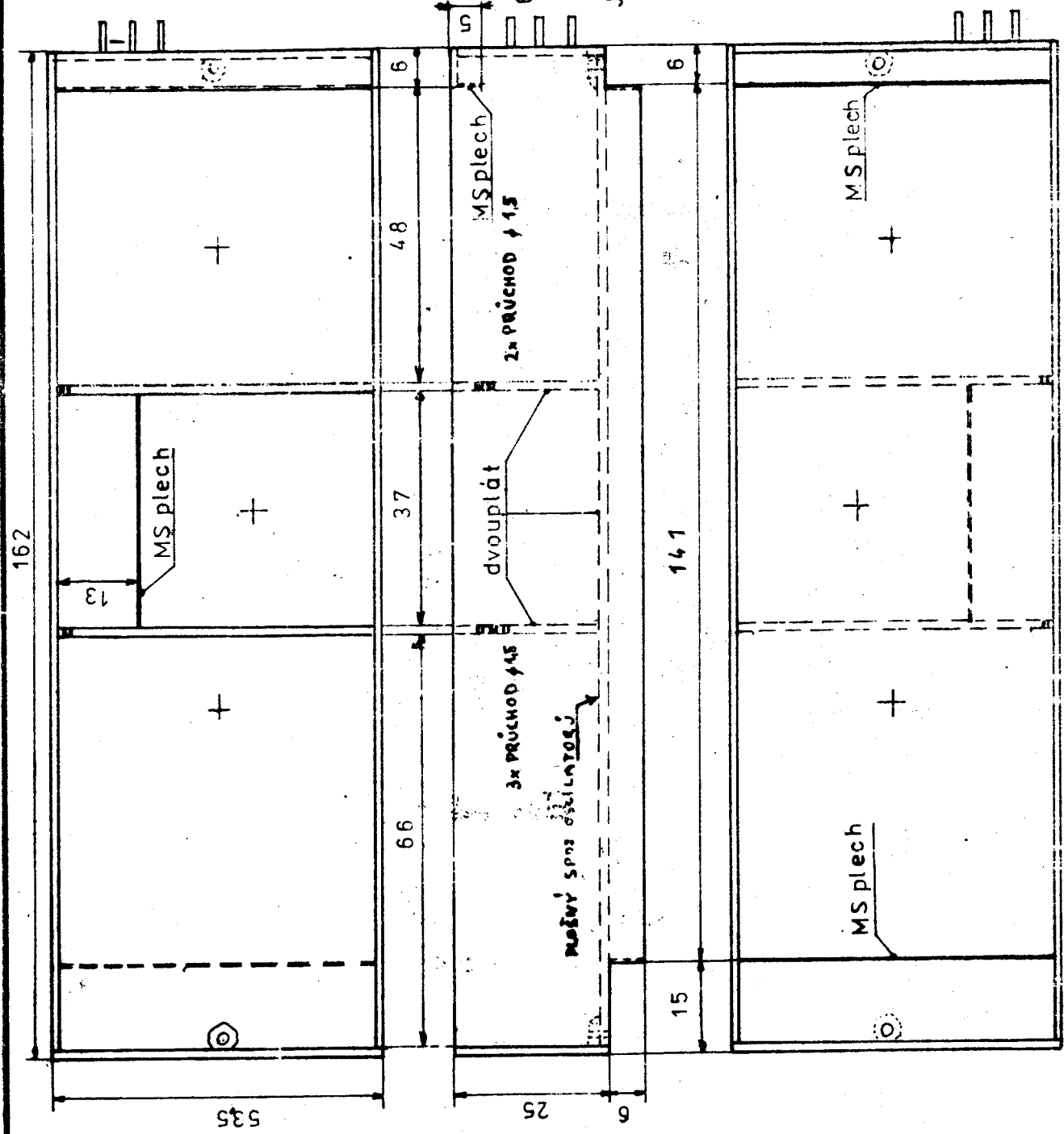
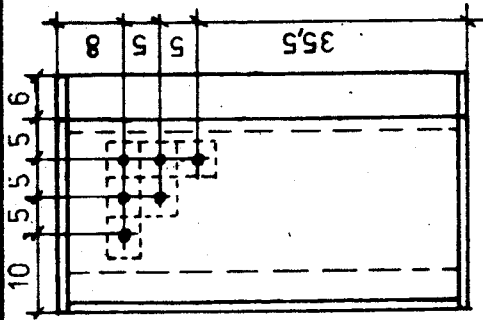


díl : a s křížky $l = 5\text{mm} + b$
 + c + d se zalelovaným M3x6
 v dílu „a“ jsou naletovány matky M3

2. Upravit díl e na přesný rozměr díl f volně
3. Naletovat matice M2,5 pro zapuštěný díl f
4. Vložit díl e + kondensátor
5. Vložit díl g + f

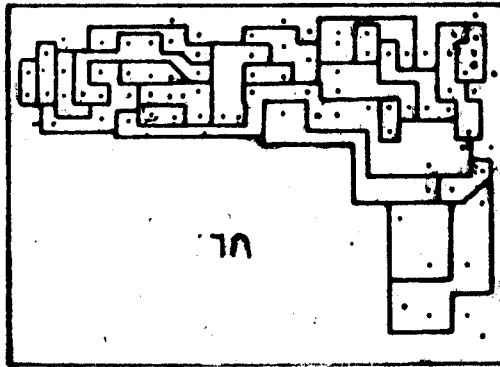
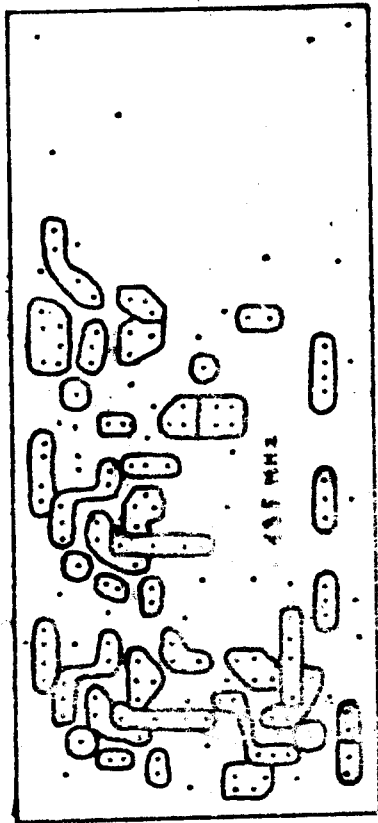
YFO.



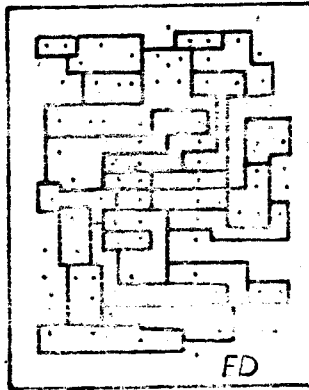


JEDNOSTRANNÝ KUPREXTIT tl. 1,3mm
 OBOUSTRANNÝ KUPREXTIT tl. 1,5mm
 MOSAZNÝ PLECH tl. 0,7mm
 SLETOVÁNO, POSTŘÍBŘENO

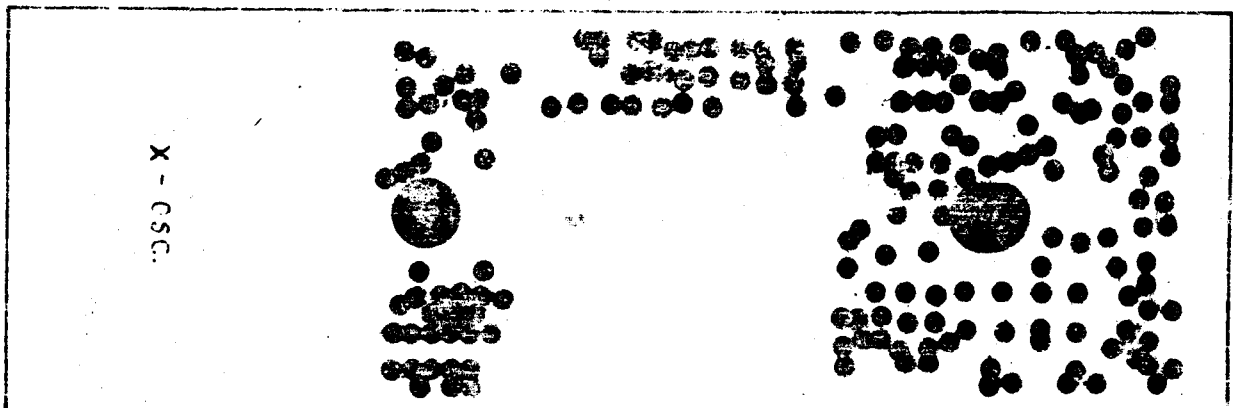
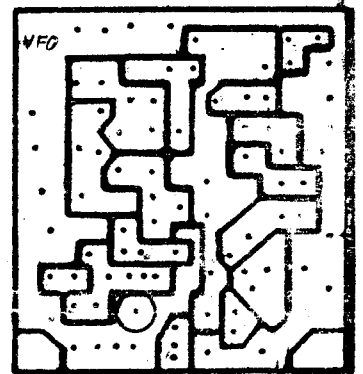
GENERÁTOR 135 MHZ
 DOLNÍ DÍL



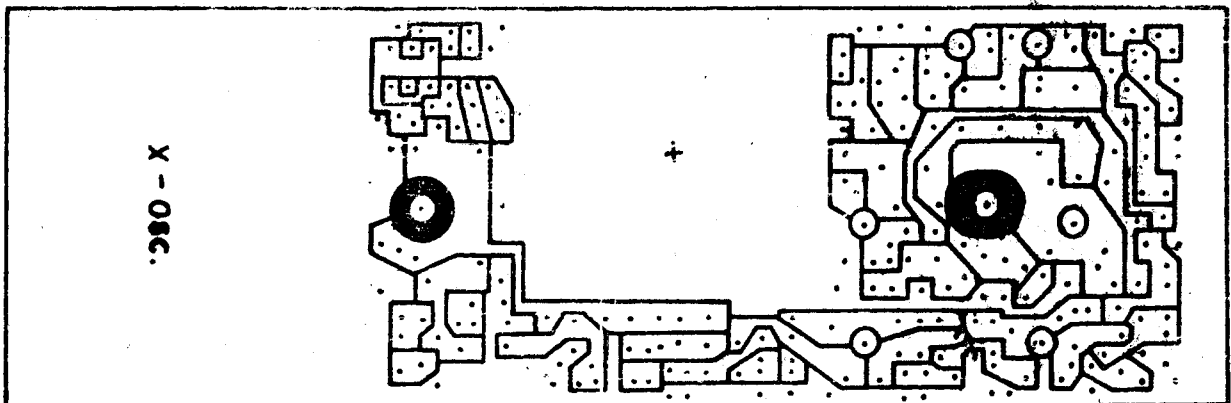
FD

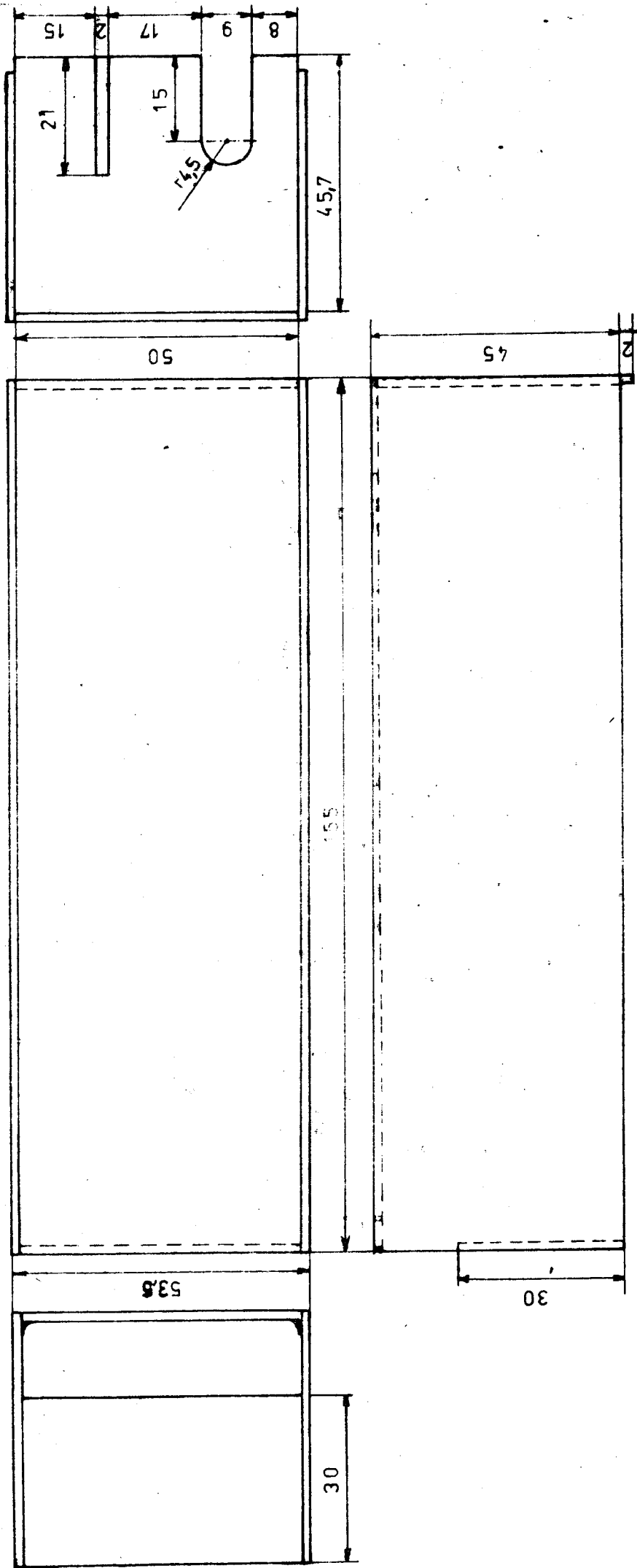


VFO



divou plect





JEDNOSTRANNÝ KUPREXTIT HL 13 mm
SLETOVÁNC

GENERÁTOR 135 MHz

HORNÍ DÍL

Anténa pro pásmo 144 MHz CUE DEE

Tak jako u radiové techniky dochází postupným vývojem k zlepšování technických parametrů, tak i anténní technika zaznamenává určité pokroky. Tady však nedochází k zásadním změnám, ani k převratným objevům. Zde se v plné míře uplatňují fyzikální zákony, které nedovolují pronikavá zlepšení zisků antén. Přesto však i anténní technika doznává zlepšení při zvyšování zisků, i když třeba jen o několik desetin dB.

Údaje výrobců o ziscích vyráběných antén jsou mnohdy "obchodní" a proto je nelze brát příliš vážně.

Určitou objektivitu nám mohou poskytnout výsledky srovnávacích měření, které občas v některých zahraničních odborných časopisech publikují technicky vyspělí radioamatéři. Při těchto měřeních vzájemně porovnávají zisky antén a hodnota zisku se odvozuje od známé antény.

Jednou takovou novou anténou, která přinesla určité zvýšení zisku, je anténa CUE DEE. Z komplexních měření a porovnání zisku antén přibližně stejné délky ráhna, se jeví v současné době jako nejlepší.

Anténa CUE DEE má kromě vyššího zisku i optimální směrové vlastnosti. Rovnoměrně jsou potlačeny postranní laloky a oceníme i příznivý činitel zpětného příjmu. Pro operátory, kteří byli zvyklí slyšet signály ze všech směrů okolo sebe se z počátku anténa jeví oproti běžným typům jako horší. Po určitém čase, kdy si zvyknou na potřebu častějšího směřování, však ocení její přednosti.

Z dosavadní praxe, kdy jsem vyrobil snad všechny antény, které kdy byly publikovány, nebo u kterých jsem mohl zjistit rozměry přímo hotového výrobku, mohu prohlásit, že tato anténa svými vlastnostmi a zejména výrobní reprodukovatelností, (při zachování elektrických vlastností) je ze všech nejlepší. Přesto, že nemám podmínky pro měření absolutního zisku, ten mohu jen porovnávat s jinými anténami, hodnotím tuto anténu jako optimální.

Měření některých typů antén (24 ks) různých výrobců provedl KLF0 a výsledky publikoval v Ham Radio č. 5/1986.

Z přehledu je vyjmuta několik typů u nás známých i používaných antén a některé typy, u nichž byl naměřen max. zisk. Autor se v článku též zabývá sestavením antén do soustav. V tabulce jsem pro případnou potřebu uvedl vzájemné vzdálenosti pro optimální soustavu s ohledem na směrové vlastnosti a dosažitelný zisk soustavy.

Anténa CUE DEE je konstruována na napájení koaxiálním kabelem o impedanci 50 Ohmů. Měřením bylo ověřeno, že lze použít i kabel o imp. 75 Ohmů. Nastavení t.zv. "gamma match" se provede pomocí reflektometru pro použitý kabel na nejmenší ČSV. Při použití obou impedancí koaxiálního kabelu zůstávají elektrické vlastnosti antény zachovány. Mechanická konstrukce antény je poněkud složitější, avšak umožňuje velkou reprodukovatelnost při zachování elektrických vlastností antény.

- 1 - Ráhno - je možné provést několika způsoby. V praxi se osvědčily tyto verze :
 - a) celé ráhno z duralové trubky ϕ 25x1 až 2 mm (je vhodná jako lehká anténa pro portable provoz)
 - b) ráhno sestaveno ze dvou průměrů trubek, viz obr. 1. Nejvhodnější tuhé provedení
 - c) ráhno provést libovolně dle daných možností. Provedení ráhna a použitý materiál vůbec neovlivňují elektrické parametry antény. Je však třeba zachovat jeho tuhost pro zamýšlené použití. Otvory pro uchycení prvků ϕ 4 mm.
- 2 - Prvky - reflektor a direktory - ϕ 6 mm nejvhodnější jsou trubky ϕ 6x1 nebo plný dural. mat. ϕ 6 . Průměr prvků je třeba dodržet.
- 3 - Držák prvků a zářiče - izolat např. polypropylen, alka-mid a pod.
- 4 - Zářič - ϕ 12x1 Al
Velkou pozornost je třeba věnovat bočníkovému napájení (gamma match). Seriový kondenzátor tvoří trubky dvou průměrů mezi nimi je dielektrikum. Musí být použit nenavlhající izolant.

Nejlépe teflon. Byl též vyzkoušen polyetylen ze silnějšího koaxiálního kabelu např. VFKP 720 (VCEOY 75-17,3) a pod., který se rovněž osvědčil. Isolant musí být v celé délce trubky ϕ 12 mm z jednoho kusu materiálu. Zhotovit jej např. pomocí dvou i více úseků mezikružší je nevhodné. Při dešti se pak mění dielektrikum a tím také ČSV. Dále se osvědčilo to, aby vstupní části byly natřeny rezistinem "aby se zabránilo pronikání vody do kondenzátoru.

Zářič je vodivě spojen s ráhnem stejně jako ostatní prvky ocelovým šroubem. Šrouby musí mít povrchovou úpravu zinkováním, kadmiováním a pod. Mosazné šrouby jsou nevhodné. U pevně instalovaných antén je vhodné šrouby před použitím natřít rezistinem. Po přišroubování prvků šrouby opět natřít rezistinem. Použít ocelové šrouby M4x40 až 50 s válcovou hlavou podle průměru ráhna.

Připojení koax. kabelu lze provést dvěma způsoby :

1. u přenosných antén použít konektor - zásuvku (na zářiči) a zástrčku (na kabelu). Provedení je znázorněno na obr. Po sestavení antény je třeba konektor chránit před deštěm ovinutím ochranné pásky (např. samolepivou páskou Kablo Bratislava).
2. u pevně instalovaných antén je výhodnější koax. kabel připojit přímo k napáječi gamma. Připojové místo je třeba chránit krabičkou z umělé hmoty (např. kořenka 1,50 Kčs). Konec kabelu je třeba zajistit proti vnikání vody několikerým nátěrem rezistinu. Připojnému místu je třeba věnovat velkou péči, aby nedocházelo k vnikání vody do kabelu a tím k rychlému znehodnocení napáječe.

Kabel je od zářiče veden ke stožáru po ráhně, ke kterému je přivázán. Vhodný je vodič s PVC izolací. Nevhodná je textilní lepící láska (sportovní), která se po čase odvine a kabel se uvolní. Po sestavení antény je třeba nastavit gamma match na nejmenší ČSV. To se provede posouváním propojky a změnou kapacity (zasouváním trubek do sebe). Nastavení je vhodné provádět na

kmitočtu např. 144.300 příp. jiném. ČSV = 1,0.

Pozor na umístění antény při nastavování. Nejhodnější je volný prostor s možností vyzvednutí antény nad zem.

Těžiště antény :

Místo, ve kterém je anténa uchycena ke stožáru je informativně uvedeno na obr. 1 (podle použitého materiálu).

Vyrovnání ráhna :

Vzhledem k délce antény a zatížení ráhna prvky je třeba provést jeho vyrovnání.

alt. 1 . podpěrami - AL trubka ϕ 12x1

alt. 2 . kotvami - shora AI plný materiál ϕ 4 až 5 mm

Upevnění antény ke stožáru musí být provedeno tak, aby ráhno mělo proti zemi elevaci ve směru vyzařování asi 3 stupně.

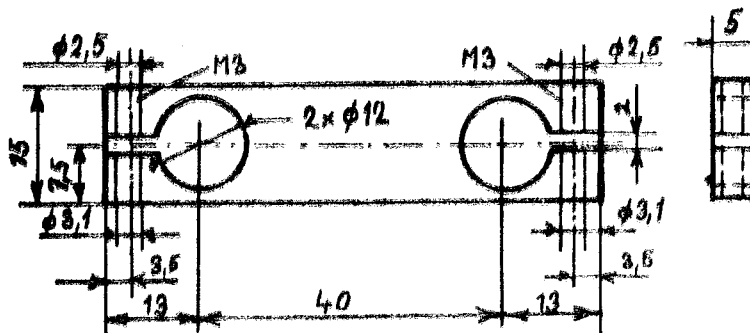
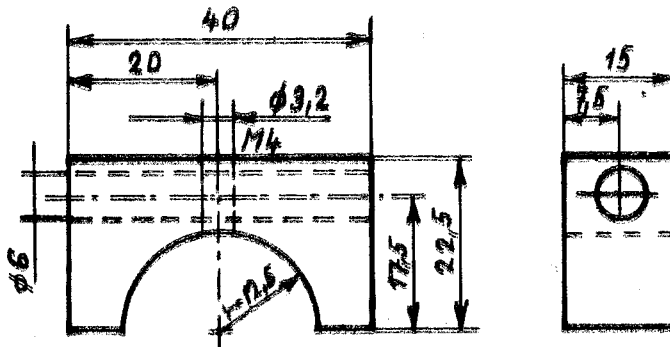
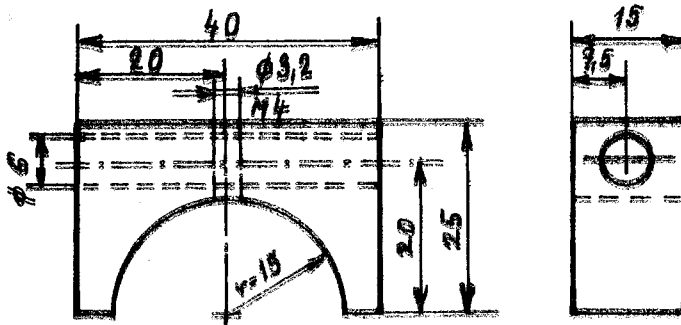
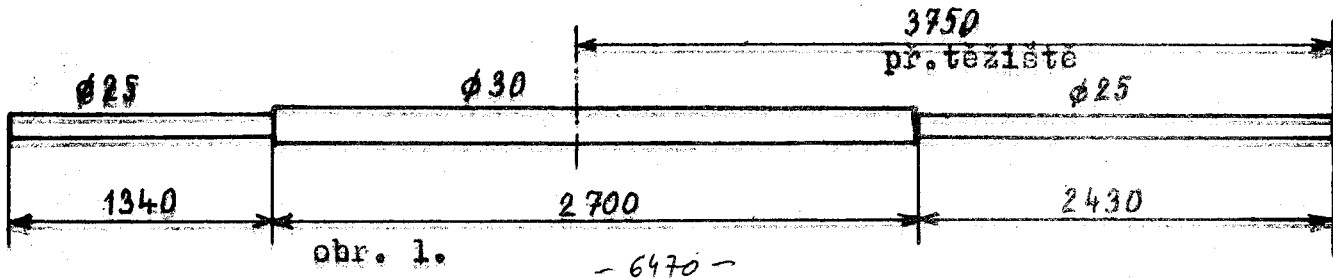
Jednotlivé konstrukční díly a jejich sestavení je patrné z obrázků.

Před započítím prací doporučuji prostudovat AR - B č. 1/1982, kde Jindra Macoun OK1VR v doposud nejlepší publikaci u nás o Yagi anténách uvádí teorii i praktické rady.

Jiří Sklenář - OK 1 WBK

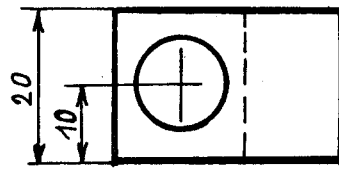
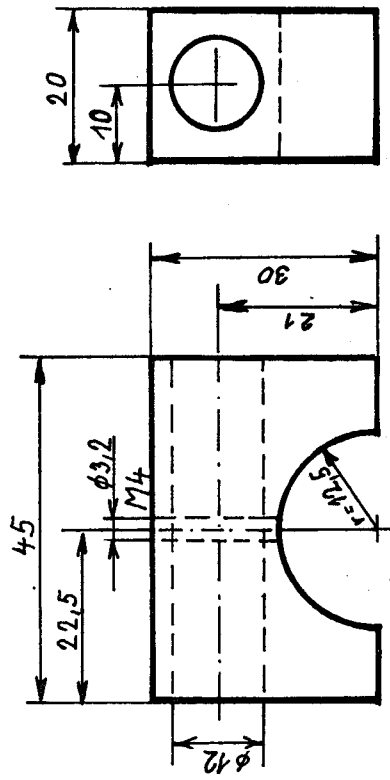
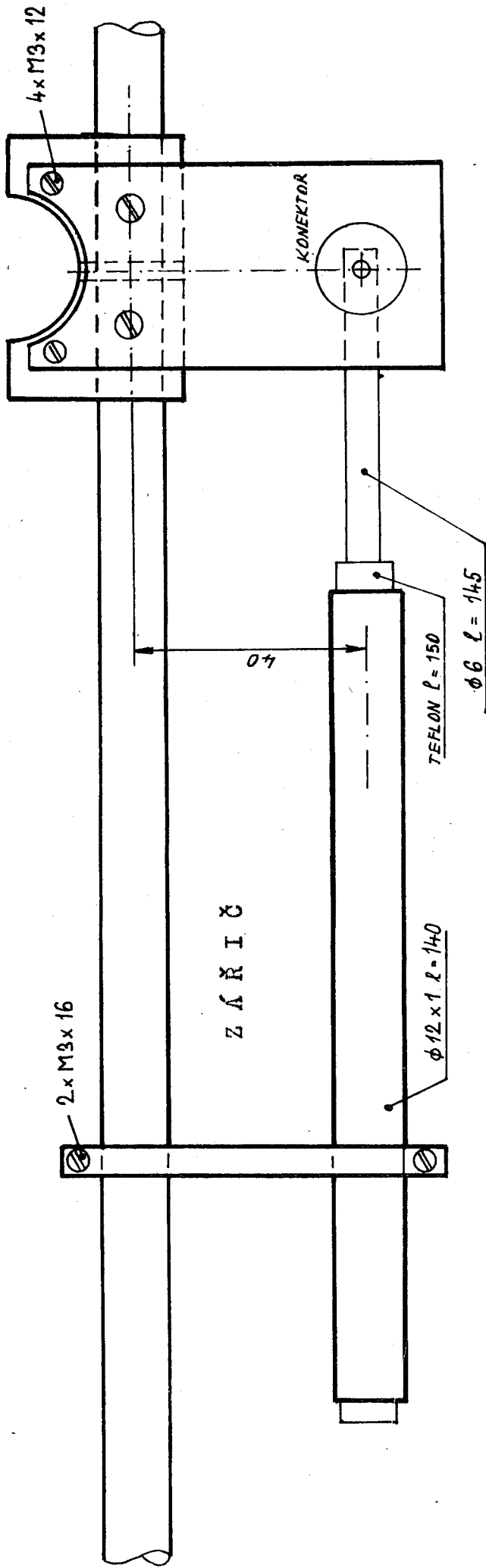
Typ	zisk dBd	směrový diagram -3 dB ve stupních horizont. vertikální	délka	potlačení postranních laločků -dB horizont. vertikální	vzdálenost ant. v soustavě cm horizont. vertikální
9el. F9FT	10,6	38 46	1,6	18 14	300 215
14 el. Cushcraft	12,1	34 36	2,2	15 12	340 290
16el. F9FT	12,5	32 34	3	17 13	370 310
15 el. Cue Dee	13,1	30 32	3,1	neměřeno	390 325
16 el. KLM LBX	14,3	28 30	4,1	17 14	420 355
18 el. Cushcraft	14,5	27 28	4,2	15 12	425 360

OK 1 WDK 86.07

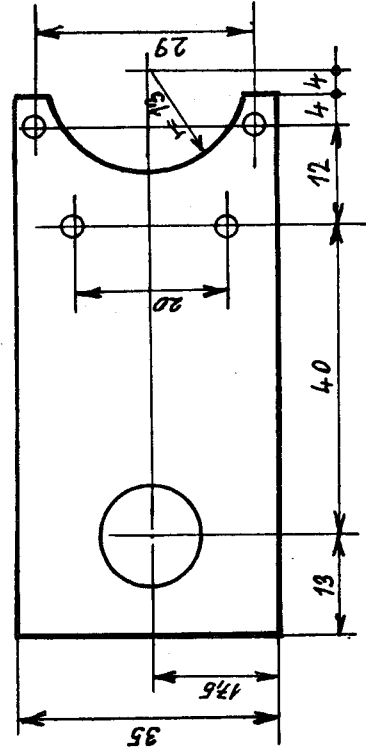


D13	514	814
D12	514	833
D11	514	833
D10	514	853
D9	514	853
D8	514	873
D7	514	873
D6	514	893
D5	514	893
D4	514	913
D3	514	913
D2	288	923
D1	223	962
Z		973
R	278	1092

ANT 145 MHz CUE DRE OK 1 BR 86.07



Al plech tl. 2 mm



Vliv vf šumu oscilátorů TRX-ů na vzájemné rušení

Současný, zejména závodní provoz na 2m pásmu je doprovázen čas-
tým vzájemným rušením v důsledku malých vzdáleností mezi stanovišti
jednotlivých stanic. Často z toho pramení konfliktní situace, dopro-
vázené buď jednostranným nebo vzájemným obviňováním, že vysílač sou-
sední stanice ruší. Méně se již hovoří o kvalitě, resp. odolnosti či
selektivitě přijímačů.

Pro ujasnění těchto mnohdy velmi ostrých konfliktů bych chtěl v
dalším objasnit jednu z nejzávažnějších příčin (pokud vyloučíme ruše-
ní nekvalitním signálem TX-u - splatter, kliky) tohoto rušení a ukáza-
některé cesty ke snížení jejího nežádoucího vlivu.
Touto příčinou je vf fázový šum, který produkuje každý oscilátor v
blízkosti svého pracovního kmitočtu. Tedy jak vysílač, tak oscilátory
přijímače. Úroveň tohoto šumu závisí na řadě parametrů - na činiteli
šumu aktivních prvků oscilátoru, vyjíměně oddělovacího stupně, na
provozním činiteli jakosti Q_p kmitavého obvodu oscilátoru, na tom, zda
oscilátor volně kmitá nebo je synchronizován fázovou smyčkou (PLL), na
nežádoucí modulaci rušivými napětími a šumy atd. Typickou vlastností
totoho šumu je, že s rostoucím kmitočtovým odstupem od kmitočtu osci-
látoru (nosné) jeho úroveň rychle klesá (obvykle se směrnici -6dB/okt)
až na úroveň danou šumem aktivních prvků oscilátoru, případně následu-
jících stupňů (oddělovačů, násobičů).

Úroveň vf šumu většinou vyjadřujeme poměrnou hodnotou vůči výkonu nos-
né, např. -130 dBc/Hz při odstupě 20 kHz. Tato hodnota udává, že výkon
vf šumu v odstupě 20 kHz od kmitočtu oscilátoru (vysílače) v šířce pás-
ma 1 Hz je 130 dB pod výkonem oscilátoru (vysílače). Výkon ve větší šíř-
ce pásma je úměrně větší, např. v šíři pásma 1000 Hz = 30 dBHz bude
o 30 dB vyšší, tedy 100 dB pod výkonem vysílače (oscilátoru).

Co to znamená v praxi? Dostane-li se signál vysílače s uvedenou
úrovní vf šumu na vstup přijímače s vysokou selektivitou, který právě
poslouchá se šíří pásma 1000 Hz šum, resp. signál na úrovni šumu v od-
stupě 20 kHz od tohoto silného signálu vysílače, nebude o jeho přítom-
nosti díky své selektivitě vědět do okamžiku kdy úroveň signálu dosáh-
ne zmíněných 100 dB nad úrovní vlastního vstupního šumu přijímače.
V tom okamžiku se k výkonu vlastního šumu přijímače přičte stejný vý-
kon vf šumu signálu a důsledkem bude zvýšení šumu přijímače o 3 dB.
Při vyšší úrovni signálu vysílače pak zvýšení šumu způsobí úplné pře-
krytí slabého přijímaného signálu. Tento případ rušení je znázorněn
na obr.1a, kdy vf šum oscilátoru přijímače je podstatně nižší než vf
šum rušivého signálu, např. o 10 dB.

Na obr.1b je znázorněn stejný případ s tím rozdílem, že vf šum

oscilátoru přijímače je stejný jako u rušivého signálu na obr.1a, ale naopak vř šum rušivého signálu je podstatně nižší než u oscilátoru přijímače, např. o 10 dB.

Co se děje v obou případech? K vlastnímu šumu přijímače, který se ve směšovači převádí do nf zesilovače se šíří pásma B_{ef} se přičte vř šum rušivého signálu (f_r) standardním směšováním a dále o 10 dB nižší (obr.1a) nebo o 10 dB vyšší (obr.1b) vř šum oscilátoru (f_o), který se do nf zesilovače převádí t.zv. reciprokým směšováním. Výkony obou vř šumů se sčítají a dosažitelný poměr s/š (vůči vlastnímu šumu přijímače) slabého přijímaného signálu (f_p) klesá v závislosti na úrovni silného rušivého signálu. Protože konverzní strmost směšovače je v obou případech stejná, je výsledný projev rušení stejný a je jedno zda "šumí" více oscilátor přijímače nebo silný rušivý signál.

Co to znamená prakticky? Jednak to, že neznáme-li úrovně vř šumu rušivého signálu (vysílače) ani oscilátoru přijímače (TRX-u), nemůžeme oba případy rozlišit, pouze můžeme určit nejvyšší možnou úroveň vř šumu každého z obou signálů způsobem dále uvedeným. Dále pak fakt, že při zhruba přibližně podobných výkonech vysílačů a citlivosti přijímačů i ziscích antén se většinou jedná o vzájemné rušení, které nelze odstranit snížením šumu oscilátoru TRX-u pouze na jedné straně! bez odsměrování antén či bez snížení výkonu vysílačů či citlivosti přijímačů. Pouze v případě, že budu ve směru na sousední stanici vyzařovat malý výkon, nemusím ji rušit, ale ona mě bude rušit silným signálem buď jeho vř šumem anebo vř šumem oscilátoru mého přijímače. O který případ jde mohu určit jen snížením vř šumu na jedné straně beze změny ostatních parametrů (což je těžko realizovatelné, jedině přepnutím na jiný oscilátor nebo TRX s jiným odstupem vř šumu). Snížím-li vř šum oscilátoru přijímače a rušení se nezmění, jsem rušen vř šumem vysílače sousední stanice (totéž platí pro zvýšení šumu oscilátoru). Naopak poklesne-li (nebo se zvýší při zvýšení šumu oscilátoru) rušení od sousední stanice, jsem rušen ^(šumem) vlastního přijímače (TRX-u).

Vraťme se nyní k určení hodnoty odstupu vř šumu oscilátoru TRX-u, které lze provést při příjmu silného signálu. Jak jsem uvedl, je zvýšení šumu RX-u dáno součtem výkonů vř šumu oscilátoru přijímače a rušivého silného signálu, přivedeného na vstup přijímače. Změříme-li na vstupu přijímače úroveň tohoto signálu, který má takový knit.odstup Δf od knitočtu přijímače, že neovlivňuje výstupní nf úroveň slabého užitečného signálu, ale pouze zvýší šum přijímače např. o 3 dB (tj. poměr s/š užit.signálu poklesne o 3 dB), můžeme určit sumární odstup vř šumu obou signálů (rušivého a oscilátoru přijímače). Musíme pouze znát nebo změřit efektivní (šumovou) šířku pásma přijímače B_{ef} (obvykle B pro -3 dB) a jeho činitele šumu F . Odstup šumu každého z obou

signálů pak nemůže být vyšší než určená sumární hodnota (srovnej s obr. La, b). Postup vysvětlím na praktickém případě:

Mez vlastního šumu ideálního přijímače ($F=0$ dB, tj. $1kT_0, B_{ef}=1$ Hz)	-174 dBm/Hz	0 dBm = 1 mW tj. 224 mV/50 Ω 274 mV/75 Ω
Mez šumu praktického přijímače ($F=3$ dB, tj. $2kT_0, B_{ef}=1600$ Hz = 32 dBHz)	-139 dBm	tj. 0,025 μ V/50 Ω
Změřená úroveň ruš. signálu pro zvýšení šumu RX-u o 3 dB při Δf např. 20 kHz	-39 dBm	
Úroveň přidavného sumárního šumu vůči úrovni rušivého signálu v šíři pásma $B_{ef}=1600$ Hz ($\Delta f=20$ kHz)	-100 dBc	
Relativní úroveň sumárního vř šumu na 1 Hz šířky pásma ($B_{ef}=1600$ Hz = 32 dBHz) při $\Delta f=20$ kHz	-132 dBc/Hz	

ZÁVĚR: Postranní vř šum oscilátoru přijímače (TRX-u) i ruš. signálu nemůže být ani u jednoho signálu vyšší než -132 dBc/Hz !

- Poznámka : 1. Měření opakujeme pro různé kmitočtové odstupny, např. např. 20, 40, 80, 160, 320 kHz pro zjištění závislosti vř šumu na kmit.odstupu. Při malých kmit.odstupu a malém vř šumu měřeného zařízení i ruš. signálu je třeba dát pozor, aby nedocházelo k blokování přijímače silným signálem, tj. ke změně výstupní nř úrovně slabého přijímaného signálu! Smí se měnit pouze poměr s/s !
2. Dostaneme-li malou hodnotu, např. -115 dBc/Hz, "šumí" příliš buď oscilátor přijímače nebo rušivý signál. Měření proto opakujeme s jinými zdroji ruš. signálu. Dostaneme-li v těchto případech stejně nízkou hodnotu, "šumí" na této úrovni oscilátor našeho přijímače (TRX-u). V opačném případě je šum oscilátoru RX-u nižší než zdrojů ruš. signálu a musíme hledat zdroj ruš. signálu s nejvyšším změřeným odstupem šumu. Pak šum oscilátoru přijímače (TRX-u) má nejméně tuto hodnotu!
3. U měřeného přijímače musí být při měření vypnuto AVC (pozor na spojení AVC s ruční vř regulací, jak je typické u řady zařízení profes. výroby), které v případě, že pracuje již na úrovni šumu (což se opět často vyskytuje), by mohlo měřený výsledek znatelně, ale bohužel mylně vylepšit !

Další informace k tomuto měření budou náplní přednášky. Nyní k prakticky dosažitelným hodnotám vř šumu oscilátorů u TRX-ů pro 2m pásmo.

Naprostá většina zařízení dnes používá jeden hlavní oscilátor: VCO s pomocným směšovačem a krystalovými oscilátory pro snížení kmitočtu VCO a dále PLL s VFO na nízkém vf kmitočtu nebo proměnné děliče s referenčním XO, dalším případem je VXO s násobiči kmitočtu a vyjímčně se používá premixer s pomocným XO a VFO na vyšším vf kmitočtu (více než 5...6 MHz jako u PLL).

Tento hlavní oscilátor slouží pro TX i RX, tj. jeho signál se přivádí do směšovačů RX-u i TX-u. Z toho plyne, že vf šum přijímače i vysílače by měl být stejný a daný tímto hlavním oscilátorem.

Výkon vf šumu volně kmitajícího oscilátoru s rez.obvodem s prac.činitelem jakosti Q_p klesá pro kmitočtové odstupy Δf menší než $f_0/2Q_p$ v závislosti na $(Q_p \cdot \Delta f)^{-2}$, čili při daném Q_p podle $(\Delta f)^{-2}$, tj. se směrnici -6 dB/okt, tj. o 6dB při zdvojnásobení Δf (viz obr.3).

Při $f_0=136$ MHz jsou hodnoty $f_0/2Q_p$: $625 \text{ kHz}/Q_p=100$; $312,5 \text{ kHz}/Q_p=200$; $125 \text{ kHz}/Q_p=500$; případně $62,5 \text{ kHz}/Q_p=1000$!

Pro Δf vyšší než $f_0/2Q_p$ se pokles šumu zastaví na konstantní hodnotě bílého fázového šumu, daného širokopásmovým šumem akt.prvku oscilátoru nebo následujícího zesilovače a může být omezen jedině zařazením další selektivity a dostatečným Q .

Pro velmi malé kmitočtové odstupy Δf , velmi malý bílý fázový šum (širokopásmový) a vysoké Q_p (xtal-oscilátor) by se mohl uplatnit t.zv. blikavý fázový šum, závislý na $(\Delta f)^{-1}$, tj. výsledný šum by byl v určité oblasti Δf od nosné závislý na $(\Delta f)^{-3}$ (směrnice -9,5dB/okt). Tento šum však velmi rychle klesá s Δf , a pro naše případy jej nemusíme uvažovat.

U varikapem laděných oscilátorů (VCO) bez PLL k uvedeným šumům přistupuje vliv šumu na oddělovacím rezistoru varikapu a vliv rušivých napětí a šumu na zdroji ladicího napětí (případně i napájecího napětí). Při vyloučení rušivých signálů z napájení (což není vždy tak snadné), se uplatní pouze šum oddělovacího rezistoru v obvodu ladicího napětí, který způsobí fázový šum VCO, klesající s $(\Delta f)^{-2}$, tj. -6dB/okt, s úrovní, závislou na hodnotě rezistoru a na ladicí strmosti VCO(Hz/V). Při vysoké ladicí strmosti a velké hodnotě rezistoru může být tento šum dominantní, není-li jeho vliv vyloučen vhodným zapojením nebo kompenzován fáz.smyčkou(PLL), zapojenou k VCO. Např. pro ladicí strmost 1 MHz/V a $R=47 \text{ k}\Omega$ dává při $\Delta f=20 \text{ kHz}$ odstup vůči šumu jen -123 dBc/Hz, což může být limitujícím činitelem (viz obr.3).

Prosté snížení hodnoty odděl.rezistoru nemusí být jednoznačným řešením, protože se zvýší tlumení rez.obvodu, tím poklesne Q_p a vzroste šum podle Q_p^2 ! při všech Δf pod $f_0/2Q_p$. Optimálním řešením pro relativně malý ladicí rozsah VCO se ukázalo nahrazení odděl.rezistoru tlumivkou, resp. cívkou s takovou impedancí, která svou dostatečně

velkou induktancí nerozladí výrazně VCO, nezpůsobí pokles Q_p díky malému zřítátovému odporu ani nevytvoří podmínky pro parazitní rezonance, které by narušily činnost VCO, zejména při jeho ladění v plném ladícím rozsahu přes PLL (viz obr.2).

Další podmínkou dosažení malého šumu VCO je malý pracovní (ekvivalentní) činitel šumu aktivního prvku-zesilovače oscilátoru, což dnes již příliš nezávisí na použitých transistorech jako na optimalizaci jeho pracovního bodu (proudu) a vazby na rezonanční obvod tak, aby bylo dosaženo co nejmenšího činitele šumu při co největším $Q_p \rightarrow Q_0$ rez.obvodu a dostatečného výstupního výkonu oscilátoru s ohledem na odstup vůči širokopásmovému bílému šumu při větších Δf .

Zásadní vliv na šum VCO má činitel jakosti Q_p a tudíž je třeba docílit co nejvyšší Q_0 rez.obvodu oscilátoru. Přitom Q_0 nemusí být limitováno jen cívkou či rezonátorem, jak bylo v zapojení na obr.2 dokázáno nahrazením ladící kapacity $C1=4p7$ běžným letovacím skaleněným trimrem, které při $\Delta f=20kHz$ snížilo odstup šumu z $-140dBc/Hz$ na $-130 dBc/Hz$! U VCO se šroubovicovým rezonátorem (viz obr.1 a 2 v souvisejícím příspěvku OK1FOX/OK1VOX-"Generátor PLL 135až137 MHz" v tomto sborníku) bylo při použití údajně velmi kvalitního (viz OK1FM Zesilovač 2M s BF981 - Klínovec 1985) rozměrného trubičkového ladícího keram.trimru RFT (0,6/6 pF) s dokonalou mech.konstrukcí dosaženo i po optimalizaci vazby a proudu "jen" necelých $-130 dBc/Hz$ při $\Delta f=20 kHz$ oproti $-140dBc/Hz$ po jeho nahrazení skaleněným kalibrovaným trimrem TESLA WK70109 (0,8/5 pF)!! U tohoto trimru je udáván ztrátový činitel $tg \delta$ max. $5 \cdot 10^{-3}$, tj. $Q \geq 200/100 MHz$. Předpokládáme-li, že $tg \delta$, resp. Q se týká max. $C(5pF)$, pak by při kapacitě okolo 1 pF či méně (trimr je úplně vytočen) mohlo Q dosáhnout až 1000 ?, jsou-li ztráty dány dielektrikem a ne kontakty na ladícím šroubu (jeho zakončení matičkou M2 nemělo na šum vliv, jen na stabilitu naladění). U trimru RFT se buď jedná o ztrátové přechodové odpory na pružných třecích kontaktech lad.pístu(?) nebo spíše o ztrátový odpor ve velkém objemu méně kvalitní ker.hmoty ($\phi 9 \times 20 mm$), který snižuje Q_0 šroubovicového rezonátoru. Tuto možnost podporuje i fakt, že vsunutí ladícího klíče na hrníčkové trimry TESLA do prostoru "živého" konce šroubovice u lad.kondenzátoru výrazně snižovalo odstup šumu. K pokusnému nahrazení lad.trimru WK70109 bezztrátovým vzduchovým kondenzátorem (např. dvěma plíšky) pro zjištění zda Q_0 a tím i Q_p lze ještě zvýšit jsem se zatím nedostal pro tento vyčerpávající příspěvek.

Zásadní vliv na Q_p rez.obvodu má též způsob připojení varikapu. Je třeba respektovat několik zásad:

- ladící napětí v rozsahu přeladění musí být větší než amplituda (ne ef.hodnota) vf napětí na varikapu (u VCO s PLL to musí platit

- v celém možném rozsahu změň ladicího napětí),
- vazba varikapu na obvod musí být jen tak těsná, aby se nesnižovalo Q_p vlivem konečného Q varikapu, které je nejnižší při malém ladicím napětí a rychle roste pro vyšší ladicí napětí (nežádoucí vliv Q varikapu se projeví vyšším šumem na spodním konci ladicího rozsahu oproti hornímu konci),
- rozsah ladicího napětí má plně využívat možného rozkmitu, aby ladicí strmost byla co nejmenší (horní mez dána napájecím napětím, $U_{R \max}$ varikapu, dolní mez amplitudou v oscilaci a Q varikapu), pouze s potřebnou rezervou na obě strany, respektující možnou nestabilitu teplotní, nastavení a dlouhodobé stárnutí kmitočtu samotného VCO při jeho zapojení do PLL,
- důležité je, aby v celém rozsahu ladicího napětí (které se na varikapu může objevit při zapnutí, výpadku či zachycení z/do smyčky PLL při skokové změně kmitočtu) nedošlo, zvláště při malém ladicím napětí k příliš velké nebo nemonotónní změně kmitočtu nebo dokonce k výpadku či velkému poklesu oscilací a tím k trvalému rozpadnutí PLL či zachycení na chybném kmitočtu (důvodem je tlumení oscilací při malém ladicím napětí, pokles Q_p , případně vliv příliš velkého zvětšení C varikapu a přeskočení oscilací na parazitní obvod, využívající jen části rez.obvodu, rozladění f mimo pásmo přenosu následující pásmové propusti apod.) - v některých případech je třeba upravit rozsah max/min ladicího napětí na zesilovači ve smyčkovém filtru, je-li tam použit),

Z uvedených zásad plyne, že u PLL je žádoucí omezit vliv velkého vzrůstu C varikapu při malém ladicím napětí (dolní mez) na rez.obvod VCO zapojení varikapu přes malou sériovou kapacitu, vyjímečně na přímo na odbočku cívky (obvodu). Druhý způsob je příznivý z hlediska potlačení vlivu šumů na oddělovacím rezistoru varikapu, který tím vyloučíme, ale může dojít při maximální kapacitě varikapu k tomu, že tato kapacita vyvolá na odbočce takovou nespojitost, že oscilace přeskočí na parazitní obvod, daný varikapem a spodní částí rez.obvodu, pro který má akt.prvek oscilátoru daleko těsnější vazbu než pro celý rez.obvod! Oscilace mají vyšší, i několikanásobně, kmitočet než správný f VCO.

Nyní k zapojení VCO do PLL. Ve spojení s PLL se rozsah možných vlivů na výsledný šum VCO + PLL samozřejmě zvýší. Podrobnější rozbor zde není možný. Principiálně, je-li pásmo přenosu smyčky malé (smyčka je pomalá), nežádoucí vlivy ruš.signálů a šumů se ve smyčce filtrují, ~~vytváří se šumová zóna~~ ladicí napětí je "čistě" a výs-

ledný šum je určen šumem VCO. Příliš pomalá smyčka však již zhoršuje krátkodobou stabilitu (kmitočet kolísá) a znemožňuje rychlé ustálení kmitočtu při jeho prudší změně ladění VFO či změnou dělicího poměru (kmitočet "dolézá" či dokmitává na správnou hodnotu) a navíc fázový detektor musí mít hledací obvod (rozmitací) a nebo je třeba použít fázově-kmitočtový detektor.

Naopak velké pásmo přenosu smyčky lze principiálně použít pro snížení šumu VCO, má-li referenční signál (VFO) nižší šum než VCO při odpovídajícím Δf . Snížení šumu je však omezeno na šířku pásma smyčky, rychlá smyčka je citlivá na poruchy (rušivé signály) a má sklony k oscilacím.

Optimální je proto kompromis (jako skoro vždy), např. pomalá smyčka pro velká přeladění f VCO a rychlá pro malé přeladění (pomalou změnu kmitočtu), které pracují s nezávislými varikapami (viz příspěvek IFOX/IVOX) nebo smyčka se změnou rychlosti - pomalá pro malá, resp. pomalé změny kmitočtu (plynulé), která se pro velké, resp. rychlé změny kmitočtu výrazně zrychlí. V prvním případě lze u pomalé smyčky též použít zrychlení pro rychlé velké změny kmitočtu (viz KV TRX "Labe"), pokud to nevyklučuje časová konstanta ladícího prvku (mech. ladění - viz příspěvek IFOX/IVOX).

Obecně u VCO i PLL je třeba vyloučit vliv rušivých napětí na kmitočet a šum nejen na ladící, ale i napájecí napětí, což se netýká jen stínění (uzavřeného krytu VCO i PLL). Např. Zenerovy diody, zvláště typy KZ 260 produkují vysoký šum, na jehož eliminaci nemusí stačit zablokování diody "elytem" či RC filtr s "elytem" (viz dále poznámky k obr. 2).

Na závěr uvedu některé prakticky využitelné výsledky.

Výsledkem delšího výzkumu na snížení vř. šumu VCO 135..137 MHz při "klasické" konstrukci je zapojení na obr. 2, které s FET-em J310 (E310, BF246 apod.) dosahuje šum -140 dBc/Hz při $\Delta f = 20$ kHz a ladícím napětím 4..7,5V, případně až 23 V. Průběh šumu v závislosti na Δf je na obr. 3. Hodnoty větší než -140 dBc/Hz jsou již ovlivňovány šumem oscilátoru měřícího zařízení! V každém případě to však znamená skutečné hodnoty mohou být jediné ještě lepší! Důležitým poznatkem je fakt, že u VCO se šroubovicovým rezonátorem (viz příspěvek IFOX/IVOX) bylo s tranzistorem E310 dosaženo prakticky stejných, nepatrně lepších hodnot (s kap. trimrem WK70109)!!

Na obr. 3 jsou dále pro srovnání uvedeny změřené šumy TRX-u "Klínovec" (OK1KIR), TRX-u "Sněžka" (Radiotechnika) a VFO s násobičím z TRX-u "Kentaur" (OK1WBK). Z obr. 3 je zřejmé, že VFO s násobičím (8x) poskytuje díky vysokému Q_p krystalu vynikající odstup šumu již několik kHz od nosné, ale pro vyšší Δf šum již rychle přejde na konstantní úro-

veň bílého šumu, která je ale znatelně vyšší než u VCO v důsledku zvýšení šumu VXO násobením knitočtu N -krát o hodnotu $20\log N$. Pro $N=8$ je zvýšení šumu 18 dB, tj. vlastní šum VXO je na úrovni cca -160... -161 dBc/Hz při větších Δf . Kdyby výstupní výkon VXO do násobičů byl 0 dBm (1 mW), pak by to odpovídalo ekv. čin. šumu oscilátoru (VXO) jen nejvýše 20...25 kT_0 za předpokladu, že násobiče, zejména první se na výsledném šumu vůbec nepodílejí.

Nyní několik důležitých (zásadních) poznámek k VCO na obr.2:

- cívka L1 je na kostříčce ϕ 6 mm (Te-Pa), navine se 7,25 záv. drátem ϕ 1,0 CuAg na trn (vrták) ϕ cca 5,7 mm a vinutí se našroubuje na kostříčku a upraví se mezery mezi závity na cca 0,5 mm - cívka je dolaďována jádrem NO1P (NO1), zašroubovaným u horního "živého" konce asi do 1/2 délky - odbočka na cívce má být bezindukční, nejlépe páskem Cu fólie - celé provedení musí být co nejčistší, žádná kalafuna mezi závity, neporušený povrch kostříčky, drát nejlépe vykeštný, cívka je bez krytu, prostě vše pro max. Q_0 !
- jádro L1 musí být na horním "živém" konci L1, na dolním konci se zhorší šum asi o 8 dB !
- připojení odbočky na drain T1, C2, C4, C5 a C6 musí být pokud možno v jednom bodě a mít co nejmenší kapacitu vůči zemi (pozor na kapacitu ploš. spoje a kalafunu) - nejlépe připojit C4 a C5 přímo na vývod odbočky na kostříčce shora a zespodu přes plošný spoj s dostatečnou mezerou vůči zemi připojit v jednom místě drain T1, C2, C6,
- propojovací zem na plošném spoji mezi gT1, C3, C1, C7, C8 a D1 musí mít co nejmenší indukčnost mezi sebou, tj. co největší plochu pl. spoje a min. vzdálenosti mezi body připojení na zem!
- cívka L3 má cca 20...30 záv. ϕ 0,2 CuSH na 3/4 obvodu toroidu ϕ 6,3 mm (N1 - žlutý), L cca 20...30 μ H (není kritické), lze použít NO5, NO2 a snad i N2 tak, aby $L3 > 10 \mu$ H, při materiálech H... se již výrazně zvýší šum (až o 10 dB při $\Delta f = 20$ kHz), vyzkoušena byla i $L3 = 8 \mu$ H válcově vinutá ϕ 0,15 CuSH na kostříčce Te-Pa s jádrem N1, umístěná kolmo na osu L1 (obě bez krytu), která pouze vlivem menší indukčnosti a hlavně velkou vlastní kapacitou válcového vinutí (na toroidu podstatně nižší!) výrazněji posunula knitočet VCO, což lze ovšem jádrem L1 snadno kompenzovat,
- hodnoty R1 a C3 závisí na použitém tranzistoru T1 a slouží pro nastavení optimálního I_{DS} T1 a vazby na minimální vf šum VCO (toto nastavení je zásadní pro snížení šumu z hodnoty okolo -130 dBc/Hz na až -140 dBc/Hz při $\Delta f = 20$ kHz ,
- obvody ladicích napětí U_{z1} a U_{z2} (hrubé a jemné) jsou realizovány

jen jako příklad pro experimenty, jejich praktické provedení závisí na obvodovém řešení PLL - může být použita pouze jedna smyčka (U_2), pak odpadnou C5, D2, R3, nebo dvě smyčky (viz příspěvek OKI FOX/IVOX¹).

- použité RC články v obvodech U_1 a U_2 nejsou směrodatné, v praktické realizaci závisí na zapojení¹ filtrů ve smyčce PLL; kondenzátory na zem však musí být použity pro zablokování vř. napětí s hodnotou počínaje několika nF výše libovolně podle parametrů PLL,
- hodnota C10 (4p7) není kritická, C10 lze i vypustit, u vzorku (J310) bylo zapojením C10 sníženo napětí na g_1 T1 na cca 0,5...0,6 V jen proto, že při $U_1=20$ V byl T2 přebuzen tak, že se zhoršil odstup šumu o necelý 1 dB - pokud U_1 nepřekročí 12 V, je C10 naprosto zbytečný,
- ladící strmost pro U_2 je konstantní v rozsahu 135...137 MHz a činí asi 18 kHz/V, tj. změna cca ± 55 kHz pro $U_2 = (5 \pm 3)$ V,
- ladící strmost pro $U_1=4$ V je asi 700 kHz/V, pro $U_1=7,3$ V asi 500 kHz/V, pro nižší U_1 stoupá a pro vyšší klesá, min.napětí U_1 je omezeno pouze vzrůstem šumu a není vhodné jej snižovat pod 4 V (při 3 V je odstup šumu asi -135 dBc/Hz, pro 2 V okolo -125 dBc/Hz),
- jinak lze U_1 snížit až na 0 V aniž se poruší monotónní průběh změny kmitočtu na lad.napětí, pouze tlumením obvodu roste šum a poklesne výstupní napětí (viz obr.2) asi o 3...4 dB,
- rozsah ladění (135...137 MHz) lze jádrem L1 libovolně nastavit s tím, že U_1 při 135 MHz by nemělo být nižší než 4 V, změna kmitočtu VCO jinak činí

2,8 "	4...7,3 V
3,2 "	4...9 V
4,0 "	4...10 V
	3...10 V ,
- tj. v rozsahu 3...10 V je dostatečná rezerva pro nestability kmitočtu VCO s ohledem na zachycení do PLL,
- při zkouškách bylo VCO napájeno ze zdroje TESLA BM525, zapojení potenciometrů lad.napětí na ploché baterie nepřineslo žádné zlepšení, naopak při téměř vybité jedné baterii došlo ke zvýšení šumu a nepravidelným změnám kmitočtu než byla závada objevena!,
- pro napájení VCO a též zesilovače smyčky a fázového detektoru jsou vhodné integrované stabilizátory, ošetřené blokovacími kondenzátory (MAA 723, MAC01 apod.), protože šum zenerových diod může veškeré výsledky zlikvidovat a nemusí pomoci ani zaklokování dořady "elytem", např. v zapojení na obr.2 připojení zener.diody (9...11 V) za odpor R2 (napájení T1) i při zvýšení R2 a změně proudu přes diodu zvyšovalo šum VCO u diod typu KZ 260 i o více než 20 dB!!!, u typu KZ 7.. o cca

10 dB a pouze u KZZ 73 bylo změnou proudu nalezeno minimum zvýšení jen o 3 dB (z -140 dBc/Hz na -137 dBc/Hz), ačkoli diody jsou blokovány C9 (50 μ F), ale na druhé straně jejich šum se dostává přímo na drain T1,

- oddělovací stupeň s T2 (KF 907 a pod.) může být zapojen bez stabilizačního odporu R8, jehož zvýšení snižuje dosažitelné výstupní napětí - volbou R5 v g_2 se nastaví takový zisk T2, že výstupní napětí již nestoupá při min. lad.napětí varikapu D1 (proud T2 by neměl být vyšší než asi 10 mA, použitá KF 907 měla $I_{d_{SSO}} = 12$ mA při $U_{g2} = 4$ V, $U_{g1} = 0$ V),
- napájecí napětí není vhodné snižovat pod asi 10 V, klesá výstupní napětí a zhoršuje se pomalu i šum, naopak při vyšším nap. napětí roste výstupní napětí a poněkud se zlepšuje i šum (asi o 1 dB při 12 V),
- výstupní napětí je asi 1 V $\sqrt{50 \Omega}$, tj. výkon asi 20 mW (+13 dBm), měřeno za diodou D3 (KA136), kterou teče asi 10 mA,
- naznačené zapojení výstupního obvodu se spínacími diodami předpokládá spínání +12 V pro RX/TX přes cívku či tlumivku u mix-ů RX a TX a je pouze informativním příkladem možného provedení,
- vazbu do pomocného směšovače PLL je vhodné volit raději volnějši a na pomocném směšovači použít KF 907 a pod. pro vyloučení nežádoucího průniku produktů směšovače do mixů RX-u a TX-u, případně i přes T2 do VCO, zejména při přebuzení pomocného směšovače PLL.

VCO zatím nebyl vyzkoušen ve spojení s PLL. Předpokládám, že v přednášce budu schopen sdělit další podrobnosti v tomto směru.

Nakonec ještě pár poznámek k VCO se šroubovicovým rezonátorem. S ohledem na konstrukční náročnost ladění "deprézským" kondenzátorem, navíc v originálu (inkurant) těžko dostupným, byla vyzkoušena možnost ladění varikapem. Přímé připojení varikapu na odbočku i při plném využití možného lad. napětí zhoršuje při rozladění již jen o 2 MHz výrazně šum. Jediným řešením je připojení varikapu přes malou sériovou kapacitu.

Při odpojení "deprézského" ladicího kondenzátoru, zapojeného na $3\frac{1}{3}$ záv. šroubovice byl změřen odstup šumu -140 dBc/Hz ($\Delta f = 20$ kHz) při proudu 15 mA (BF348-drain na cca 0,8 záv., source nec. 0,5 záv.), který byl snížením proudu na cca 3 mA zlepšen jen nepatrně (asi -140,5 dBc/Hz). Zvýšení napájecího napětí na 12 V (z 10,5 V) zlepšilo šum na asi -141,5 dBc/Hz. Doladění z cca 144,6 MHz (po odpojení "deprézského" kond.) na 136 MHz lad. trinren nezměnilo odstup šumu.

Připojení varikapu BB105A přes sériovou kapacitu 3p3 na odbočku pro "deprézaky" kondenzátor zhoršilo odstup šumu po doladění na 136 MHz jen na asi -139 dBc/Hz ($U_{11}=23$ V), -138,5 dBc/Hz ($U_{11}=12$ V), -138,5 dBc/Hz ($U_{11}=5$ V) a -138 dBc/Hz při $U_{11}=1,2$ V !! Při $U_{11}=1,2$ V právě začíná klesat výstupní napětí odděl. zesilovače (40 673), který má při vyšších U_{11} na g_1 napětí asi 0,8 V_{ef} při vazbě 3p3 (na source T uvnitř rezonátoru je asi 2,5 V_{ef}!)

Dosažený ladící rozsah byl

$U_{11} = 23$ V	137,780 MHz	tj. 2 MHz pro $U_{11} = 5...12$ V
12 V	136,860	3 MHz pro 5...23 V
5 V	134,860	
1,2 V	133,360 MHz	4,4 MHz pro 1,2...23 V

Zvýšení sériové kapacity u varikapu na hodnotu asi 4 pF a více již způsobovalo při zapnutí napájení či při jiné skokové změně "naskočení" oscilací na zkráceném obvodu (jen 3,3 záv.), na který je logicky tranzistor vázán těsněji. Tomu odpovídal i kmítočet zhruba okolo 200 MHz (podle U_{11}) a točení kap.trimrem mělo jen malý vliv na kmítočet, dokonce bylo možné "sáhnout" na konec šroubovice prstem bez výpadku oscilací! Proto je třeba příliš velkou nespojitost, vnášenou na odbočku šroubovice varikapem přes větší sér. kapacitu přenést až na konec vedení, paralelně k lad. kapacitě. Teoretický rozbor ukazuje reálnost zapojení varikapu BB105A na konec šroubovice přes kapacitu pod 1 pF při $U_{11} = 4...10$ V pro změnu f asi 3,5 MHz při zachování odstu- pu šumu, což zatím nebylo ověřeno.

Ladící napětí na varikap bylo přiváděno stejně jako na obr.2 (včetně malé závislosti parametrů na hodnotě L_3 - obě provedení L_3 - viz text k obr.2).

Co se týká Schottkyho diody HP 2800, má význam pro stabilizaci amplitudy při ladění rezonátoru v širokém rozsahu kmítočtů. Dioda omezuje amplitudu oscilací bez vlivu na šum, pokud není zapojena na příliš "vysáskou" odbočku, což je logické a bylo ověřeno prakticky (napětí na g_1 40673 začne rychle klesat, ale roste i šum). Při ladícím rozsahu několik MHz je její použití naprosto zbytečné, amplitudu stabilizuje zesilovač (40673), který je pro vyšší U_{11} (a větší amplitudu oscilací) mírně přebuzen.

Změřen byl ještě další VCO tohoto typu s FET-em E310 s prakticky stejnými výsledky při proudu 10 mA a s nižšími odbočkami pro s a g . Při zvýšení odboček pro s a g proud klesl na 7 mA beze změny odstu- pu šumu ($\Delta f=20$ kHz).

Třetí VCO se šroubovicí byl změřen včetně PLL v zařízení OK 1VOX a po zvýšení vaz.kapacity z rezonátoru do odděl.zesilovače(z 3p3 na 8p2) byly změřeny hodnoty -135 dBc/Hz ($\Delta f=10$ kHz), -141,5 dBc/Hz ($\Delta f=20$ kHz), -144,5 dBc/Hz ($\Delta f=40$ kHz).

Na úplný závěr důležitý poznatek. U VCO podle obr.2 byly na místě T1 (J 310) orientačně vyzkoušeny následující tranzistory:

- BF246 : šum stejný jako u J310, opt.proud I_{ds} cca 2,8 mA, opt. C3 okolo 30 pF (R1 asi 1K3),
- B300 : šum -138 dBc/Hz ($\Delta f=20$ kHz), opt.proud asi 2,3 mA, opt. C3 okolo 33 pF (R1 asi 440 Ω)
- BF 981: g_1 a g_2 na zem - šum -137 dBc/Hz ($\Delta f=20$ kHz), opt. proud asi 1,8 mA (strmá závislost min. šumu), C3 okolo 22 pF (R1 asi 300 Ω),
- KF 907 : g_1 a g_2 na zem - šum -138 dBc/Hz ($\Delta f=20$ kHz), opt. proud asi 1,8 mA (strmá závislost), C3 okolo 22 pF (R1 asi 500 Ω), tranzistor bez výběru ($I_{ds}=3,2$ mA při skratu R1, bez oscilací).

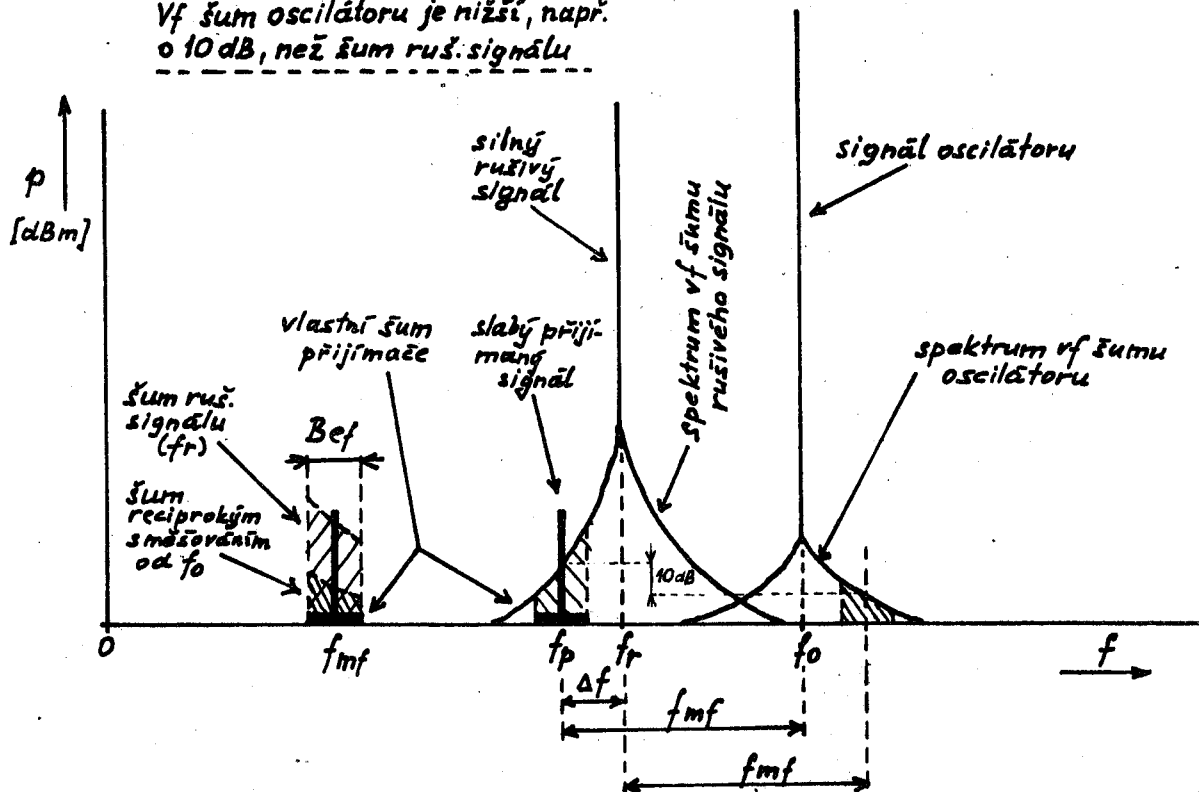
Při měřeních byl rychle, pouze orientačně nastaven opt. proud T1 změnou R1 (potenciometr) a C3 (hrníčkový trimr). Optimalizace je poměrně "tupá" (kromě I_{ds} u BF981 a KF907). Každý tranzistor po výměně na místě předchozího knital a "dával" nejméně necelých asi -130 dBc/Hz ($\Delta f=20$ kHz).

Z uvedeného plyne, že hodnot až -140 dBc/Hz při odstupu 20 kHz lze dosáhnout i s relativně běžnými tranzistory a v t.zv. klasické konstrukci, kterou lze použít i ve stávajících zařízeních tak, že se dodrží stejný ladící rozsah a ladící napětí (nejlépe vyzkoušet předem vedle a pečlivě měřit (pozor na vnitřní odpory V-metru při napětí na varikapu a volnou vazbu při měření knižčotu při rozpojené PLL). Je vidět, že čs. tranzistory KF 907 (910) lze užít skutečně všude!

Závěrem prosím o pochopení, že na dopisy a jednotlivé konzultace s každým nemám skutečně čas a pak již bych neudělal ani to málo, co se mi občas podaří, i když to dlouho trvá.

Obr. 1a

Vf šum oscilátoru je nižší, např. o 10 dB, než šum ruš. signálu

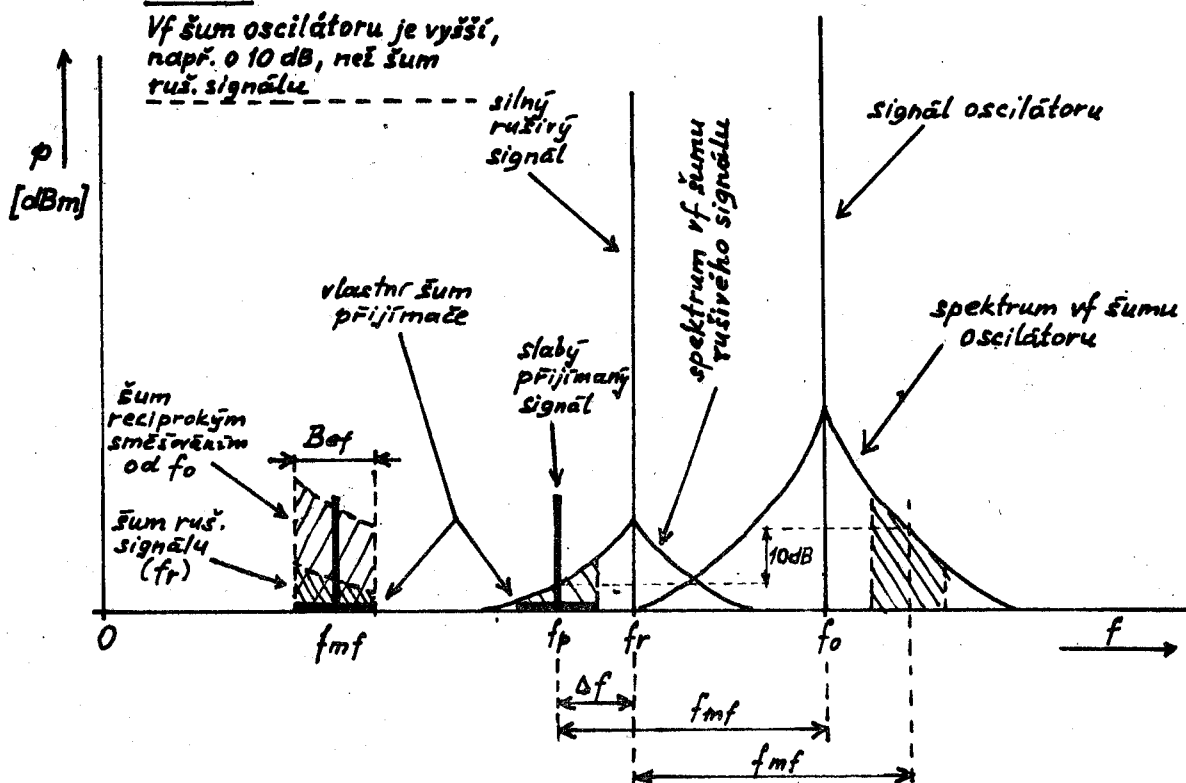


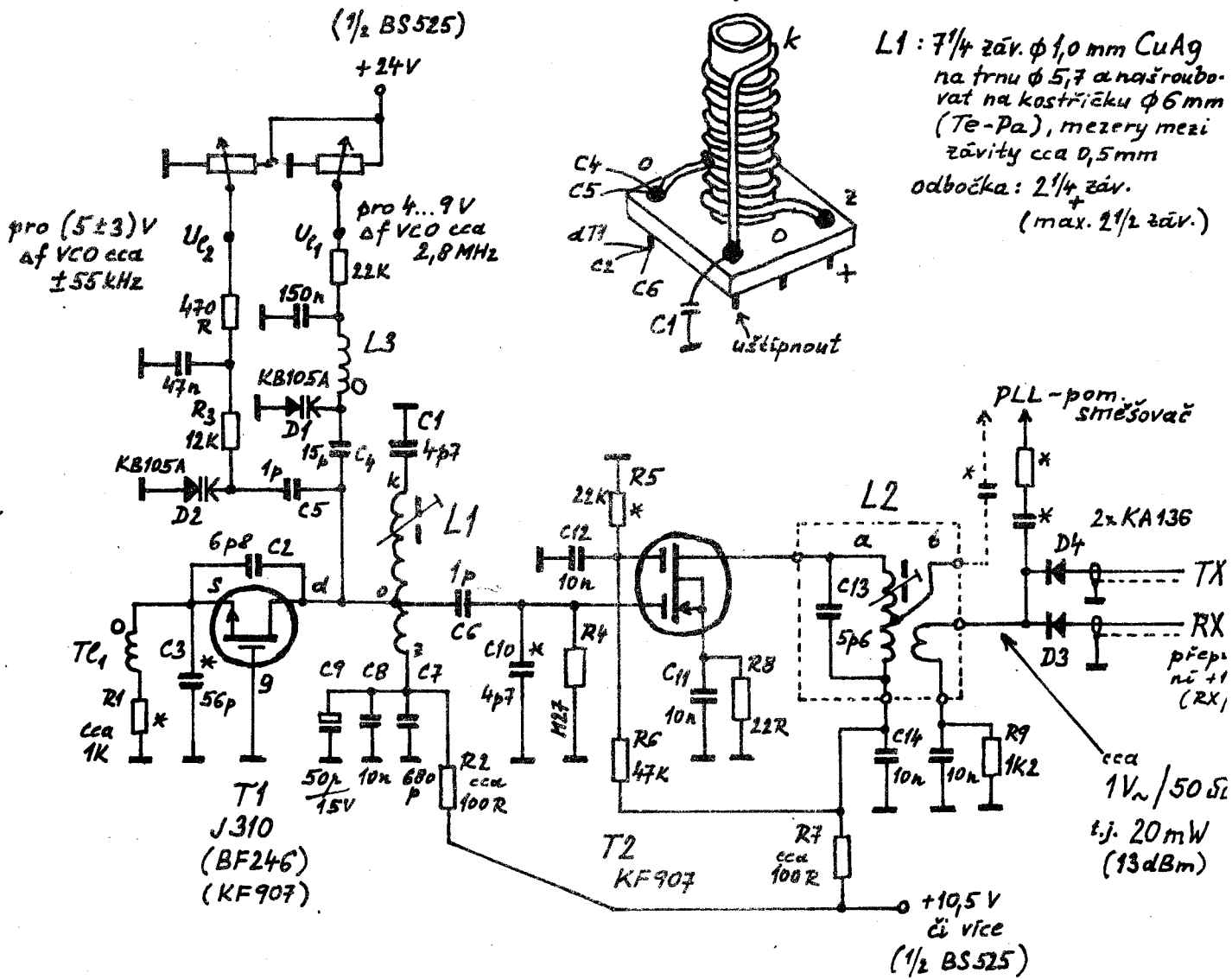
Obr. 1a,b Rušení přijímače silným rušivým signálem s kmit. odstupem Δf od přijímaného signálu

K vlastnímu šumu přijímače, který se ve směšovači převádí do $m f$ zesilovače se šíří pásna B_{ef} , se přičte šum rušivého signálu (f_r) a např. o 10 dB nižší nebo vyšší šum oscilátoru (f_o) reciprokným směšováním. Výkony obou šumů se přičítají k vlastnímu šumu přijímače a dosažitelný poměr s/š slabého přijímaného signálu (f_p) výrazně poklesne beze změny jeho úrovně (pouze se zvýší šum a tím celkový výkon).

Obr. 1b

Vf šum oscilátoru je vyšší, např. o 10 dB, než šum ruš. signálu



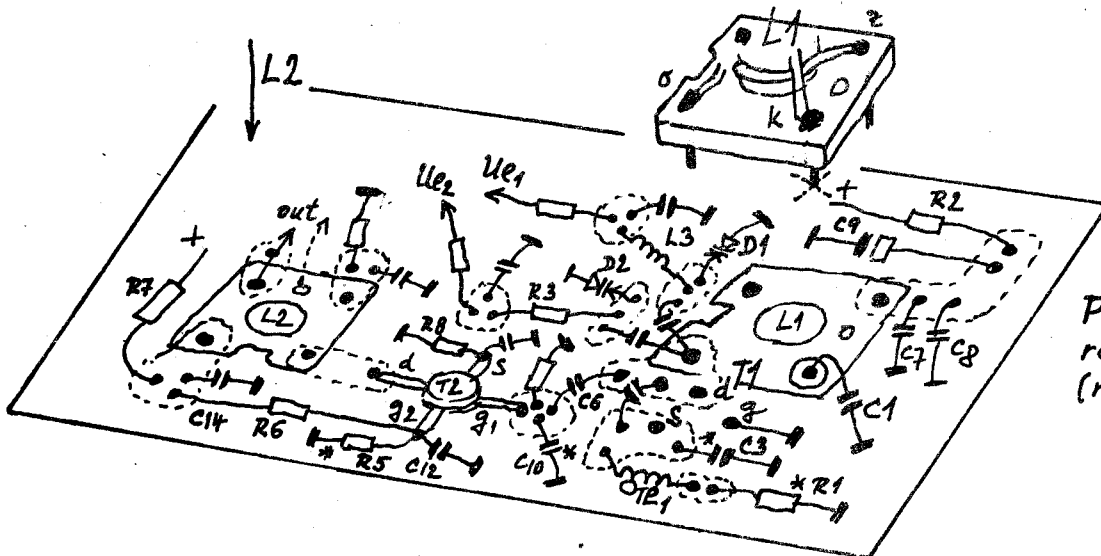


L2 a: $5 1/4$ záv. $\phi 0,6$ CuS těsně na kostřičce $\phi 6$ mm (Te-Pa), Al kryt

L2 b: $1 3/4$ záv. $\phi 0,3$ CuSH těsně u konce vinutí na závitech L2 a

L3 : fer.toroid $\phi 6,3$ mm (N1-žlutá), cca 28 záv. (20...30 záv.) $\phi 0,2$ CuSH na $3/4$ obvodu, $L = 20 \dots 30 \mu H$, případně válcově na $\phi 5 \dots 6$ mm $\phi 0,15$ CuSH s jádrem N1 tak aby $L > 10 \mu H$

TL1 : fer.toroid $\phi 4$ mm (H12, H22), cca 8...10 záv. $\phi 0,25$ CuS (není kritické)



Příklad možné realizace VCO (rozmístění součástek)

Obr. 2 Zapojení VCO 135...137 MHz s velkým odstupem vf šumu (viz text)

