

Ing. Petržílka Vl., OK1VPZ:	Rušení v pásmu 2 m a radiové parametry zahraničních zařízení.....	2
Ing. Matějka M., OK1UMA:	Úprava VXW 020 na 145 MHz - FM.....	21
Borovička J., OK1BI:	Jednoduchý transeiver pro pásmo 144 MHz - CW	30
Ing. Gütter M., OK1FM:	Fantom - TCVR pro 144 MHz. Poznámky ke konstrukci	42
Ing. Závodský J., OK1ZN:	Mobilní VKV prutové antény	51
Ing. Závodský J., OK1ZN:	Problematika TVI	63
Klátil J., OK2JI:	Praktická zapojení z techniky VHF	78
Bednárek Lud., OK2SLB:	Transvertor pro pásmo 3 cm	85
Šír P., OK1AIY:	Digitální měření kmitočtu na mikrovlnách	96
Koukol J., OK1MWD:	Anténa pro 2320 MHz.....	101
Ing. Kasal M., CSc. OK2AQK:	OSCAR 13	106
Ing. Mašek Vl., OK1DAK:	Tranzistorové vf budiče pro UHF, SHF a mikrovlná pásma	109

Redakce sborníku: Ing. Kouřil Lud., OK2BDS

Vydává: OK2KAJ, radioklub Třebíč

Rušení v pásmu 2 m a radiové parametry zahraničních zařízení

Ing. Petržílka V1. OK1VPZ

Tento příspěvek si klade za cíl seznámit radioamaterskou veřejnost s těmi radiovými parametry zahraničních komerčních zařízení pro pásmo 144 MHz, které mají klíčový vliv na vzájemné rušení mezi blízkými stanicemi.

Protože podle odhadu už asi třetina československých stanic, které se zúčastňují aktivně závodního provozu ČU a SSB používá dovezená zařízení, jistě nebude na škodu seznámit se s některými jejich parametry.

Příspěvek je věnován pásmu 144 MHz, protože na tomto pásmu jsou v současné době tyto problémy nejožehavější. Je to z důvodu, že v pásmech KV je dynamika přijímaných signálů až o 30 dB menší než na 2m, protože vyzářený výkon je limitován rozměry antén a využitelná citlivost přijímače šumem a hlukem KV pásem. Naopak na vyšších VKV pásmech (počínaje 432 MHz) je výrazně menší počet stanic a značně směrovější antény - tedy - podstatně menší pravděpodobnost vzájemného rušení.

Především je nutno říci, že získáním zahraničního komerčního zařízení většinou končí mnohé problémy na straně uživatele a prakticky vždy zaznamená provoz s takovým zařízením kvalitativní krok kupředu. Přesto všechno však tím všechny problémy nekončí, ba často spíše se vyhorcují, protože v lidské povaze už je to tak zařízeno, že stížnosti protistanic na nekvalitní vysílání s naším novým, drahým a tím pádem dokonalým zařízením jsou samozřejmě způsobeny pouze na straně protistanice, i když v minulosti jsme eventuelně byli i ochotni připustit, že v některých případech se naše staré, doma zhotovené zařízení mohlo stát příčinou vzájemného rušení. Kde je tedy pravda?

Pokud rozdělíme otázku na dva problémy, je nutno konstatovat,

že všechna komerční zařízení beze zbytku a s rezervou splňují požadavky na parazitní vyzařování stanovené radiokomunikačním řádem a příslušnými národními předpisy (u nás např. ČSN 367110). Je to z důvodu požadavku elektromagnetické slučitelnosti s jinými službami (např. televize, letecká, pohyblivá atd). a bez splnění těchto předpisů by nemohla být výroba a prodej takových zařízení vůbec povolena. Na druhé straně však je nutné říci, a na základě mnoha měření mohu tvrdit, že většina československých doma postavených zařízení tyto předpisy hrubě nesplňuje a jen málo z nich stěží splňuje elementární technické požadavky Po- volovacích podmínek. (Dovolte mi složit poklonu těm amatérským konstruktérům, kterých se tento odstavec netýká!) V praxi jde zejména o různé druhy parazitních kmitání, vyzařování signálu místního oscilátoru, zrcadlových signálů a harmonického vyza- řování, způsobené hlavně nechutí k amatérské konstrukci filtrů jakéhokoli druhu. Druhým okruhem problémů je parazitní vyzařová- ní uvnitř radioamaterského pásma, kdy k vzájemnému rušení dochá- zí mezi neprofesionálními stanicemi. V této oblasti už nejsou poměry u amatérských zařízení tak kritické - pokud v zařízení něco nekmitá.

Rušení na pásmu způsobené amatérskými zařízeními je skutečně způsobené převážně parazitním kmitáním některého stupně vysíla- če (někdy je takových kmitání i více). Jestliže dojde k silnému vzájemnému rušení 2 stanic, které jsou od sebe vzdáleny přes 30 km, jde s vysokou pravděpodobností o tento druh rušení (mů- že k němu docházet i v přijímači). Charakteristickým jevem tohoto rušení je, že maximum "spletrů" (kliků) je od hlavního signálu většinou poněkud kmitočtově vzdáleno a jeho úroveň se i daleko od nosného kmitočtu výrazně nezmenšuje. Pokud je totiž vysílací cesta buzena amplitudově proměnným signálem (SSB) přeladují se většinou parazitní produkty přes pásmo se všemi neblahými násled- ky. Příkladem může být např. kmitání směšovače vysílače trans- cieveru Kentaur, které je jedním z mála slabých míst jinak dob- rého zařízení.

Více např. lit. /1/ /2/. Dalším zdrojem rušení bývají u amatérských zařízení většinou špatně filtrované měniče napětí, které produkují ve výstupním signálu diskrétní spektrální čáry v rozestupu opakovacího kmitočtu měniče. Častou chybou je také použití koncového stupně ve třídě C pro vysílání CW. Zesilovací prvky PA totiž pracují ve spínacím režimu, což samozřejmě produkuje velice silné kliky. Nic potom nemůže pomoci ideálně tvarovaná CW značka z budiče, a proto takové PA rozhodně nepatří do závodu. Uvedené druhy rušení se u komerčních výrobků prakticky nevyskytují.

Rušení na pásmu způsobené komerčními zařízeními se většinou v praxi projevují až při menší vzdálenosti mezi stanicemi a pro další popis je rozdělíme podle obvodů, kde vznikají.

a) Vstupní jednotka přijímače

- typickým obvodovým zapojením současnosti je vstupní jednotka osazená dvěma dvoubázovými FETy. (Podobně jako u Kentaura). Toto zapojení se přes svoje mnohé negativní vlastnosti používá déle než 15 let téměř u všech komerčních zařízeních. (S výjimkou několika nejdražších - např. IC 275, FT 736). Jeho běžné vlastnosti jsou:

Zisk: 20 dB
 Šumové číslo: 3 - 7 dB
 Intermodulační odolnost (IP)-25 ± -15 dBm

Horší šumové číslo je i u nových zařízení (s GaAsFETem na vstupu) způsobené převážně průchozím útlumem diodového přepínače příjem - vysílání s výkonovými diodami PIN.

Z hlediska vzájemného rušení na pásmu se uplatňuje převážně parametr intermodulační odolnosti (u amatérských zařízení však převážně kmitání jednoho z FETů na neošetřeném druhém hradle - viz. lit /2/). Na tomto místě je nutné zdůraznit, že jediná jakkoli silná stanice nemůže způsobit intermodulace, ale pouze zablokování přijímače, kdy se externě silným signálem řádu 100 mV posouvají pracovní body zesilovačů a dojde k "otupení" přijímače, které se projevuje (pokud záměrně zanedbáme jiné, současně působící fenomény rušení) poklesem šumu a ztrátou citlivosti při

příjmu jiné slabé stanice. Tento způsob rušení je však neobvyklý a není příliš negativně hodnocen, ba spíše operátoři vyslovují často uspokojení, že tak silný signál jejich zařízení vlastně neruší, zatímco u jiného zařízení s odolnější vstupní jednotkou (např. Sněžka), u kterého efekt zablokování přijímače nastává dojde ke zvýšení šumu v přijímači, které je způsobeno převážně recipročním směřováním postranních šumů oscilátorů a rušení je výrazné. Je zapotřebí říci, že jediným objektivním hodnocením takových rozdílů vstupních jednotek je zhoršení příjmu slabého signálu (např. majáku), jestliže je vstupní jednotka zatížena uvedeným extrémně silným signálem.

Skutečné intermodulační rušení vzniká při působení dvou a více silných vstupních signálů a to většinou na směšovači, a výsledkem je, že se na pásmu objevují další (většinou nečitelné) signály, obvykle jakoby složené z více stanic, které mizí, jakmile jedna z těchto rušivých stanic přešla na příjem. Tyto efekty se objeví velmi výrazně při použití předzesilovače, který zhoršuje intermodulační odolnost soustavy o míru svého zisku. V závodě jsou tyto efekty samozřejmě velmi nepříjemné, protože podle zákona schválnosti nám bude intermodulační parazit překrývat právě přijímovou slabou stanici, avšak můžeme si být jisti, že tento druh rušení vzniká v naší málo odolné vstupní jednotce.

b) Mezifrekvenční obvody přijímače

- se v současných komerčních zařízeních řeší většinou s jediným mezifrekvenčním kmitočtem (pro SSB) s krystalovým filtrem v oblasti 10,7 MHz. V posledních několika letech je výrazný trend přesouvat MF kmitočty jinam - např. 10,81, 13,9 MHz a j. protože při MF kmitočtu 10,7 MHz vznikají určité potíže s parazitními příjmy v pásmu 2 m. Výjimečně se používají i jiné MF kmitočty, a pokud má zařízení více mezifrekvenčních kmitočtů, je to obvykle z důvodů zařazení krystalových CW filtrů, obvykle na kmitočtu 455 kHz. Z hlediska možných příčin rušení je rozhodující konečný útlum krystalového filtru v nepropustné oblasti.

Běžné osmikrystalové filtry mají (pokud jsou dokonale přizpůsobené) potlačení ve "stopbandu" okolo 90 dB (FT 221), ale to je hodnota již dnes nedostatečná pro špičkový provoz v pásmu 2 m - např. dvě stanice s výkonem 100W a jednoduchou anténou vzdálené od sebe cca 5 km se přijímají navzájem v úrovni více než S9 + 60 dB a tedy, pokud bychom zanedbali jiné druhy rušení, bude taková stanice slyšet na našem přijímači v úrovni okolo S4 po celém pásmu. Proto se dnešní mezifrekvenční přijímače řeší většinou s více krystalovými filtry - první filtr (filtry) bývají většinou širší (15 kHz) a využívá se jednak pro FM, jednat jako "zastřešovací" filtr mezifrekvence SSB. Větší šířka prvního filtru v pásmu 145 MHz nevadí, naopak je výhodné z hlediska použití klíčovače poruch (noise blanker). Ale pozor - zapnutý klíčovač poruch významně zhoršuje intermodulační odolnost zařízení v šířce prvního filtru a bývá proto nepoužitelný v závodech. Jiný druh rušení - intermodulační rušení "in band", tedy v šířce sdělovacího kanálu SSB je v pásmu 145 MHz (narozdíl od KV) prakticky nevýznamné a nebudeme se jím tedy zabývat.

c) Obvody AVC přijímače.

Se mohou stát významným faktorem rušení ve vztahu k operátorovi. Jedním z rozhodujících parametrů je doba zpoždění náběhu regulace, která musí být tak krátká, aby nedošlo k zahlcení následujících obvodů a ohlušení operátora. Zároveň nesmí být příliš krátká, aby mohla sledovat modulaci. (V tom případě, že strmost nárůstu regulace je rychlejší než modulace, dochází k tzv. "zalykání", a tím významným ztrátám informace při příjmu.) Protože návrh regulační smyčky AVC není jednoduchou záležitostí - - vzájemně rozporné jsou požadavky na rychlost (časovou odezvu regulace), zisk regulační smyčky a požadovanou dynamiku regulace, volí se tato časová hodnota obvykle v oblasti do 10 msec. Vzorek napětí pro AVC se obvykle odvozuje z mezifrekvence, protože pokud bychom chtěli použít pro regulace NF napětí, vychází správný návrh smyčky složitější a zejména hůře opakovatelný při seriové výrobě, kdy je problematičtější dosáhnout optimální

strmosti regulace v celém jejím rozsahu a (např.) díky delší časové odezvě regulační smyčky hrozí zakmitávání obvodů AVC a tedy významný zdroj rušení příjmu. Chtěl bych zde podotknout, že stejné, jako detekce NF signálu je odebírání MF signálu za výstupním krystalovým SSB filtrem mezifrekvence (pokud je použit - např. pro VF omezovač), protože tento filtr se promítne do časové oblasti regulační smyčky převrácenou hodnotou propustného pásma. Doba odběhu regulace se volí většinou pro SSB okolo 400 msec, případně ji lze přepínat pro CW (rychlejší) a SSB (pomalejší).

Správně nastavené obvody AVC by měly nasazovat svoji regulaci cca 10 dB nad plnou citlivostí přijímače, aby operátor mohl snadno rozlišit velmi slabé signály. Bohužel však mnozí zahraniční výrobci nastavují obvody AVC tak, že zabírají těsně pod plnou citlivostí, a vylepšují tak subjektivně, avšak ve skutečnosti zcela klamně, rušení způsobené postranním šumem místního oscilátoru. Protože s obvody AVC je spojen S metr, vyplývá z toho jednoduchý fakt, že pokud stupnice S metru začíná na S1, ukazuje toto měřidlo nesmysly. Je to z toho důvodu, že signál S1 má úroveň 0,02 V (na 50 Ω) a při běžném šumovém čísle přijímače 6 dB bude mít takový signál odstup s + š/č cca 4 dB, což je přibližně 6 dB pod plnou citlivostí (která se vztahuje k odstupu 10 nebo 12 dB) a asi 10 dB pod prahem nasazení AVC - a tedy ručička měřidla nemůže ukázat žádnou výchylku. V praxi jsou tedy S metry cejchovány pro S9 a pro jiné úrovně mají většinou velký zisk - např. pro vstupní signál S9 + 10dB ukazuje většina S metrů výchylku S9 + 20 i více. (Nejsou potom na pásmu vzácností hovory: " .. mám tady profesionální zařízení s dobře ocejchovaným S metrem - na 1 W výkonu jseš tady S5, a když zapneš ten 10W PA, poslouchám tě S9 + 20 dB...") Navíc S metry, vzhledem k jinak rozloženým ziskům v MF většinou ukazují hrubě špatně při provozu FM.

Ale vrátíme se zpátky k otázce rušení. Velmi silné rušení, které je však velmi subjektivně vnímáno, jako by o žádné rušení nešlo, je činnost AVC na signál ve stop-bandu filtru. Potom dochází ke stavu, tedy v těsném okolí velmi silného (ale např.

i velmi nekvalitního) signálu nám přijímač produkuje pouze čistý šum, jako bychom poslouchali na prázdném pásmu, a teprve ve vzdálenosti 20 → 50 kHz (záleží na tvaru SSB filtru) se začne šum přijímače zvětšovat, slyšíme spletry od uvedené silné stanice a začneme poslouchat i jiné signály. Výsledkem je, že za prvé nám takto koncipovaný přijímač zcela znemožní příjem slabých stanic v okolí stanice silné, a za druhé nejsme absolutně schopni posoudit míru kvality signálu velmi silných stanic. Zvláště zařízení IC 290, FT 225 a také FI736 (vzhledem k místu odběru vzorku napětí pro AVC) jsou velmi evidentním důkazem tohoto nežádoucího jevu.

d) Nízkoúrovňové obvody vysílací cesty

V současných komerčních zařízeních jsou obvody vysílací cesty až na výjimky řešeny v podstatě shodně. MF signál po průchodu krystalovým filtrem je směřován do pásma 145 MHz vyváženým směšovačem se dvěma J-FETy. Následuje víceobvodová pásmová propust a několik zesilovacích stupňů, načež následuje výkonový zesilovač (většinou s hybridním IO). Obvodové řešení této části zařízení má však zásadní vliv na jeden z parametrů, důležitých z hlediska vzájemného rušení na pásmu. Bohužel však je tento fenomén mezi československými radioamatéry dosud zcela neznámý.

Jde totiž o vysílání širokopásmového šumu. Jak je známo, každý zesilovač je též zdrojem šumu - resp. má určité šumové číslo, které udává, kolikrát tento zesilovač šumí více než ideální bezšumový. Jestliže se podíváme na vysílací cestu transcieveru - pak obvody před krystalovým filtrem můžeme z tohoto hlediska zanedbat, protože tento filtr odřízne z kmitočtového spektra širokopásmové složky šumu. Za filtrem obvykle následuje směšovač, který je buzen jen tak velkým signálem, aby vznikající intermodulační produkty byly bezpečně hluboko pod intermodulačním zkreslením následujících stupňů (pozor - to neplatí u amatérských zařízení, kde se zpravidla směšovač budí až do limitace

ale to by byla jiná kapitola). Potom výstupní úroveň užitečného signálu ze směšovače bývá maximálně okolo 1 mW tedy 0 dBm. Směšovač má přitom šumové číslo na MF kmitočtu cca 10 dB a zisk asi 6 dB. Můžeme si potom spočítat tzv. ekvivalentní šumový výkon na vstupu směšovače, které prezentuje tento stupeň jako zdroj šumového výkonu a ideální nešumící zesilovač. Při výpočtu kalkuluje se šířkou filtru 1,6 kHz, což prezentuje standardní SSB filtr, přepočtený na ideálně obdelníkovou charakteristiku z hlediska projevu při příjmu šumového signálu (tzv. efektivní šumová šířka).

$$P_{\xi} = F \cdot k \cdot T_0 \cdot B \quad /W/ \quad \text{kde } F \dots \text{ šumové číslo}$$

zesilovače (kT_0)

$k \dots$ Boltzmannova
konstanta ($1,38 \cdot 10^{-23}$)

$T_0 \dots$ teplota ($^{\circ}K$)

$B \dots$ šířka pásma (Hz)

$$P_{\xi} = 10 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 293 \cdot 1,6 \cdot 10^3 =$$

$$\approx 6,5 \cdot 10^{-17} /W/ = 6,5 \cdot 10^{-14} /mW/ =$$

$$\approx \underline{\underline{-132 \text{ dBm}}}$$

Na výstupu směšovače bude šumový výkon větší a zisk 6 dB tedy - 126 dBm a na výstupu 10 W zesilovače - 86 dBm.

Pokud použijeme výkonový zesilovač 300 W, bude výsledný širokopásmový šumový výkon, vztažený k šířce filtru SSB na úrovni - 71 dBm.

Jestliže bude protistanice umístěna ve vzdálenosti asi 10 km a bude vybavena anténou o zisku 15 dB, stejně jako naše stanice, bude mezi výstupem našeho vysílače a vstupem přijímače útlum přibližně:

$$D = G_p + G_v + 20 \log \frac{\lambda}{R} - 22 \quad /dB/ \quad \text{viz /4/}$$

kde G_p a G_v jsou zisky antén

$$D = 15 + 15 + 20 \frac{2}{10000} - 22 \approx -66 \text{ dB}$$

a tedy šumový výkon na vstupu přijímače protistanice (vztažený k šířce filtru SSB) bude - 137 dBm. Vzhledem k tomu, že signál S9 má úroveň - 93 dBm bude tento šumový signál o 44 dB slabší a tedy přibližně S2. V praxi to dopadne tak, že na přijímači s mírou šumu 3 dB stoupne šum o 5 dB kdekoliv na pásmu po dobu, dokud je naše vysílací cesta zapnuta, bez ohledu na to, jestli je vybuzena na uvedený výstupní výkon, či nikoliv! Ve skutečnosti bývá tato situace ještě horší (v praxi přibližně o 15 dB), protože jen malý počet zařízení používá tak výborný směšovač vysílače a většinou se uplatňuje výrazně i šum následujícího zesilovače vzhledem k útlumu filtru za směšovačem. Tento jev vylučuje v praxi současný provoz dvou stanic z jedné kóty, pokud nejsou antény od sebe výrazně separovány (např. výškou). Chtěl bych zdůraznit, že popsaný případ zcela záměrně zanedbává ostatní druhy vzájemného rušení, které bývají často výrazně silnější a ukazuje za současných podmínek praktickou mezní hodnotu elektromagnetické slučitelnosti dvou stanic v pásmu 144 MHz. Ve skutečnosti ovšem se tento širokopásmový šum vysílací cesty projevuje až v kmitočtové vzdálenosti větší než 100 až 200 kHz od vysílaného signálu protože blíže je překryt výrazně spektrem fázového šumu oscilátoru - viz dále.

Z uvedeného vyplývá, že vysílací směšovač zařízení pro 145 MHz by měl být vždy aktivní s použitím co možná nejvýkonnějších a málo šumících aktivních prvků (V - MOSy). V praxi bude limitem maximální povolený výkon, který může být zpracován předcházejícím krystalovým filtrem (Srovnej lit. /3/).

e) Výkonové zesilovače

V současných komerčních zařízeních se téměř bez výjimky používají hybridní výkonové zesilovače 10 až 25 W. Tyto prvky mají výhodu v malých rozměrech, snadném chlazení a velkém zisku, nevýhoda je ve značném intermodulačním zkreslení, napájecím napětím a vysoké ceně.

Intermodulační zkreslení je jev, kdy při dvou a více vstupních

signálech (např. hovorový signál SSB) se na výstupu objevují nové signály, které zabírají určitou šířku spektra a zmenšují se s kmitočtovou vzdáleností od signálů budících. Získané intermodulační spektrum se stává zdrojem rušení na pásmu. Podrobně jsou tyto jevy rozebrány v lit /2/.

Intermodulační zkreslení se velmi výrazně zhoršuje při špatné zátěži výkonového zesilovače a proto je žádoucí vždy kontrolovat ČSV zátěže, protože jsou dnešní PA konstruovány tak, že nemůže dojít k jejich zničení ani při totálním odrazu. Tato skutečnost je zvláště důležitá při připojení následujícího elektronkového PA, který bývá v praxi totálně nepřizpůsobivý!

Další zhoršení intermodulačního zkreslení je dáno vnitřním zdrojem předpětí výstupního tranzistoru. V dnešních hybridních PA se bohužel obvykle využívá jako zdroje předpětí křemíkové diody, přičemž tento jednoduchý zdroj nestačí pokrýt požadavky výkonového tranzistoru na proud do báze, tranzistor se začne přesouvat do třídy C s následným velmi výrazným zhoršením intermodulací. S tímto uspořádáním souvisí i požadavky na napájení. Všichni výrobci požadují pro tento typ PA napájecí napětí 13,8 V s tolerancí $\pm 10\%$. Z toho vyplývá, že napájecí napětí 12 V (v praxi spíše 11,5 V) je zcela mimo povolenou toleranci a výsledkem je značné rozšíření spektra výstupního signálu. (Např. IC 290 Eje při 12 V napájení z hlediska čistoty spektra zcela nepoužitelný).

Obvody ALC se dnes již většinou řeší jako špičkový detektor, který pouze omezuje výstupní výkon. Protože odezva regulace na modulační signál odeznívá pomalu, nedochází k narušení modulační obálky. To umožňuje téměř u všech moderních zařízení plynulou regulaci výstupního výkonu na rozdíl od systémů, které se používaly cca před 10 lety a svoji rychlou odezvu na modulační signál sice poněkud zlepšovaly komunikační účinnost principem komprese, ale také způsobovaly zhoršení výstupního kmitočtového spektra.

Přepínání Rx - Tx se dnes již téměř výhradně řeší polovodičovými přepínači s výkonovými diodami PIN. Má to výhodu v totálním

8K provozu při CW, ovšem opět to částečně degraduje intermodulační parametry vysílance. Důvod použití je zřejmě nižší cena... Při praktickém provozu se intermodulační zkreslení vysílance projevuje vznikem spletrů při SSB, přičemž tyto spletry zcela mizí při přechodu na vysílání CW. Pokud takové rušení trvá, jedná se o jeho jiný druh, např. zakmitávání nějakého stupně, nebo o projev fázového šumu oscilátoru.

Typické parametry hybridních PA 145 MHz.

výkon: 10 nebo 25 W napájení: 13,8 ± 10%

zisk: 20 dB

intermodulace:

3. řádu: - 28 dB

5. řádu: - 33 dB

pro pokles:

- 80 dB: ± 30 kHz

f) Obvody místního oscilátoru

(pozn. výraz "místní" pochází z angličtiny a vyjadřuje "local oscillator" superheterodynu)

Jistě všichni znáte tu situaci: místní silná stanice začne volat výzvu právě v tom okamžiku, když se již po několikáté marně snažíte přijat poslední dvě písmena v lokátoru vzdálené stanice. Rušení, které Vám tato silná místní stanice způsobuje, připomíná při SSB spletry přebuzeného vysílance, ale je stejně výrazné (a subjektivně ještě výraznější), pokud tato silná stanice začne pracovat provozem CW. Potom je na našem přijímači celé pásmo klíčováno šuměním v rytmu značek místní stanice, který spolehlivě překrývá slabé stanice, a zvyšuje se při přelaďování směrem ke kmitočtu tohoto rušícího signálu. Tedy situace celkem běžná, kterou však klidně zvládají pouze duševně silní jedinci. Co je příčinou tohoto rušení? Jev se nazývá postranní šum (fázový šum) oscilátoru a je nutné zdůraznit, že zdroj rušení může být stejně tak na straně vysílance, jako i našeho přijímače.

Každý reálný obvodový prvek je zdrojem šumu. Vzhledem k tomu, že dnešní komerční transceivery jsou bez jediné výjimky vybavovány kmitočtovým syntezátorem s obvodou fázového závěsu, je nejdůležitějším obvodem z hlediska zdroje šumu napětím řízený oscilátor VCO. Tento oscilátor obsahuje mimo jiné zejména varikap, aktivní zasilovací prvek a laděný obvod. Protože rezonanční obvod není bezeztrátový, jeho ztráty lze simulovat reálným odporem, který je vzhledem ke své teplotě zdrojem šumového napětí. Také jakákoliv krátkodobá změna obvodových parametrů způsobí rozladění oscilátoru, a tedy např. šum aktivního prvku má za následek frekvenční modulaci oscilátoru. A protože je známo, že spektrum kmitočtové modulace sahá teoreticky nekonečně daleko od nosného kmitočtu, je zřejmé, že výstupní spektrum VCO obsahuje mimo požadovaného signálu i šumové spektrum, které se zmenšuje (obvykle se směrnici 6 dB/oktávu) se vzdáleností od nosného kmitočtu. V této souvislosti bych chtěl doporučit k prostudování příspěvek OK1DAK v lit. /5/.

Pokud s tímto reálným signálem směšujeme mezifrekvenční signál SSB do pásma např. 144 MHz, bude výstupní spektrum obsahovat rovněž šumovou obálku, jejíž okamžitá úroveň bude navíc sledovat modulační obálku signálu SSB a proto se tento druh rušení podobá spletrům přebuzeného vysílače.

Ovšem tento jev vzniká i na straně přijímače, kdy se postranní šum oscilátoru směšuje se silným vstupním signálem na modulovaný šum na kmitočtu mezifrekvence. Výsledkem je, za předpokladu, že šumové vlastnosti oscilátoru vysílače i přijímače jsou přibližně stejné, že není možné výrazně zlepšit vzájemné rušení pouze zlepšením parametrů jednoho z oscilátorů, protože potom by vzájemné rušení pokleslo pouze o 3 dB. Proto je hodnota potlačení postranního šumu oscilátoru velmi důležitým parametrem kvality každého zařízení. Pro kvantitativní hodnocení je nutné mít na mysli, že toto šumové spektrum je spojitě (a symetrické okolo nosného kmitočtu) a proto lze hovořit o jeho výkonu pouze ve vztahu k určité jednotce šířky pásma. V praxi se vztahuje toto měření k šířce pásma 1 Hz a udává vlastně výkon šumu, který prochází filtrem se šířkou 1 Hz v poměru k úrovni nosné.

Poměr se udává obvykle v logaritmické míře dBc/Hz (c = carrier = nosná). Jestliže budeme toto šumové spektrum přijímat filtrem širším než 1 Hz, bude šumový výkon větší úměrně šířce filtru a tak např. pro běžný SSB filtr (s tzv. efektivní šumovou šířkou 1,6 kHz) bude tento přijímatelný výkon o cca 32 dB větší. Jak se tyto skutečnosti projevují v praxi? Uvažujme 2 stanice v pásmu 144 MHz obě s výkonem 300 W a ziskem antény 15 dB, vzdálené 10 km při přímé viditelnosti. Obě stanice budou vybaveny průměrným komerčním transceiverem - např. FT 221 R nebo FT 290 R s hodnotou postranního šumu oscilátoru okolo 123 dBc/Hz na $f = 20$ kHz. Jestliže si tyto stanice na sebe navzájem nasměrují antény, způsobí si rušení, které lze přibližně spočítat takto:

- nejprve uvažujeme, že pokud oba oscilátory produkuje přibližně stejný šum, je možné situaci zjednodušit tak, že jednomu z oscilátorů přisoudíme šum větší o 3 dB a druhý budeme pokládat za ideálně bezšumový. Potom postranní šumový výkon, vztažený k šířce SSB filtru protistanice bude:

$$- 120 + 32 = - 88 \text{ dBc/Hz} \quad (f = 20 \text{ kHz})$$

- při uvedené vzdálenosti a ziscích antén bude útlum mezi vysílačem a přijímačem přibližně:

$$D = 15 + 15 + 20 \frac{2}{10000} - 22 \approx - 66 \text{ dB}$$

- výkon postranního šumu ve vzdálenosti 20 kHz od nosné bude u vysílače s výkonem 300 W: (vztažený k šířce SSB filtrem)
(300 W = + 55 dBm)

$$+ 55 - 88 = - 33 \text{ dBm} \quad (\text{tedy } 0,5 \text{ W})$$

- výkon postranního šumu přijatý přijímačem protistanice bude tedy:

$$- 33 - 66 = - 99 \text{ dBm}$$

- vzhledem k tomu, že signál S9 prezentuje vstupní úroveň - 93 dBm ($5 \mu\text{V}$ na 50) bude mít rušení postranním šumem ve vzdálenosti 20 kHz úroveň S8! a bude sledovat modulační obálku vysílače. Tak silné rušení samozřejmě zcela znemožní příjem. A jestliže vysílací stanice omezí výkon 100X na 3 W bude mít způsobené rušení ještě úroveň cca S5!

(Vztahy pro výpočet podle lit. /4/).

- Z tohoto důvodu je fázový šum oscilátoru jedním z nejdůležitějších parametrů při hodnocení kvality transceiveru. Proto byl změřen větší počet komerčních transceiverů pro pásmo 144 MHz a také některá zařízení amaterská. Výsledky měření jsou přehledně uspořádány v tabulce:

Postranní šum / dBc/Hz/

typ zařízení	f 20 kHz	f 50 kHz	f 100 kHz	Poznámka
TS 770E	- 111	- 117	- 124	1
TS 700E	- 114	- 129	- 135	1,2
FT 225RD	- 115	- 121	- 127	3
FT 736	- 117	- 124	- 131	4
FT 480R	- 118	- 122	- 127	5
FT 290RII.	- 120	- 126	- 130	
FT 221R	- 123	- 128	- 133	
TS 711E	- 124	- 131	- 132	6,1
FT 290R	- 125	- 131	- 133	7
IC 290E	- 125	- 134	- 138	8
TXR 210	- 127	- 134	- 139	9
IC 271 H	- 128	- 135	- 135	10,1
FT 726R	- 128	- 131	- 134	11
TS 780E	- 130	- 134	- 135	
IC 202	- 134	- 137	- 138	1
TRX OK10A 1978	- 115	- 124	- 134	1
TRX Klínovec				
OK10CI 1975	- 122	- 129	- 134	12
TRX OK1KRA				
OK1VSS 1971	- 122	- 124	- 126	1,13
TRX OK10A 1987	- 125	- 136	- 141	1
TRX Fantom				
OK1FM 1988	- 126	- 138	- 140	1,14
TRX OK1KRA				
OK1VSS 1980	- 131	- 139	- 140	1,15
VCO Kentaur	- 140	- 141	- 141	16
Hranice měřicí metody	- 142	- 149	- 152	17

Všechna zařízení s výjimkou VCO Kentaur byly měřeny vždy přes vysílací cestu CW TX a na výsledném postranním šumu je tedy zahrnut i širokopásmový šum vysílací cesty. Jeho vliv však lze zanedbat do vzdálenosti 50 kHz od nosné. V případě, že bylo měřeno více kusů zařízení stejného typu, byly výsledky zprůměrovány.

Poznámky

- 1) Byl měřen pouze jeden kus zařízení tohoto typu
- 2) Parazity ± 20 kHz, ± 100 kHz cca 25 dB nad postranním šumem
- zřejmě od čítače
- 3) Parazity od čítače cca 3 dB nad šumem
- 4) Parazity ± 58 kHz cca 18 dB nad šumem od měniče
- 5) Parazity ± 10 , ± 20 kHz cca 3 dB nad šumem
- 6) Parazity ± 20 kHz cca 10 dB nad šumem
- 7) Parazity ± 10 , ± 20 , ± 30 dB nad šumem
- 8) Parazity ± 20 kHz cca 3 dB nad šumem
- 9) Sněžka r. v. 1987. Bez parazitů
- 10) Parazity ± 18 , ± 45 , ± 90 kHz cca 12 dB nad šumem
- 11) Parazity ± 42 , ± 84 kHz cca 8 dB nad šumem
- 12) Převzaté měření od OK1DAK 1986
- 13) Premixer - přebuzený směšovač
- 14) Malý šum vysílací cesty způsobený plně využitým směšovačem
a malým útlumem pouze dvouobvodového filtru 145 MHz
- 15) VCO dolaďované elektromechanickou smyčkou PLL - viz /6/ a /5/
- 16) Převzaté měření OK1DAK - měřeno bylo pouze UX0+ násobiče
ve výsledku také není zahrnut šum vysílací cesty
- 17) Hranice měřicí metody. Šumové spektrum 2 generátorů je pravděpodobně o 3 dB nižší. V kmitočtové vzdálenosti větší než 50 kHz limituje měření dynamika směšovače RX

Vzhledem k tomu, že současně vyráběná komerční zařízení používají vždy číslicovou syntézu kmitočtu, nepřekvapuje množství parazitů ve výstupním spektru. Vznik těchto parazitů lze v podstatě rozlišit na 2 druhy. Za prvé jde o násobky porovnávacího kmitočtu 10 nebo 20 kHz, které se dostávají do spektra VCO buď nedostatečnou filtrací smyčky PLL, nebo přeslechy vzniklými konstrukčním uspořádáním (např. použití programovatelné děličky a kmitočtově fázového detektoru na jednom čipu). Odstranit tyto parazity není v silách uživatele. Za druhé jde o přeslechy signálů různých měničů, jde např. o měniče k napájení zobrazovače číslicové stupnice, měniče k zápornému napětí D/A převodníků atd.

Zde půjde pravděpodobně o přeslechy po napájení, nevhodných smyčkách zemí, resp. o přeslechy rozptylovým magnetickým polem. Tyto parazity je vhodné a teoreticky možné potlačit i v amatérských podmínkách za předpokladu dobrých znalostí obvodového řešení přístroje a vhodných měřicích postupů. Je to žádoucí i z toho důvodu, že tento typ parazitů je většinou výrazně silnější, než postranní šum místního oscilátoru - viz transceiverů FT 726, FT 736 a IC 271.

Z výše uvedených parazitů vlastního oscilátoru přijímače lze však také učinit z nouze cnost a používat je pro zcela objektivní posuzování kvality signálu protistanice. Jestliže např. víme, že naše zařízení má v odstupu 20 kHz šum na úrovni 125 dB/Hz a parazity 5 dB nad tímto šumem, musíme silnou místní stanicí slyšet nejen na správném kmitočtu, ale vlivem reciprečního směšování i na kmitočtech svých parazitů, t.j. např. o ± 10 a ± 20 kHz. Pokud budeme mít možnost bez problémů čist SSB modulaci této stanice i na těchto svých parazitech znamená to, že postranní spektrum (šumové + intermodulační) této stanice je zcela jistě kvalitní. V opačném případě, kdy je příjem na našem parazitě překrytý spleť, má protistanice buď výrazně horší postranní šum oscilátoru, nebo a to je podstatně pravděpodobnější, přebuzený vysílač (nebo PA)! O kterou eventualitu jde rozhodneme, když tato stanice přejde na CW. Jestliže se nyní projeví parazitní příjem na našem zařízení (např. ± 10 a ± 20 kHz) jednalo se určitě o intermodulační produkty přebuzeného nebo nesprávně přizpůsobeného vysílače při provozu SSB.

g) Princip měření postranního šumu

V současné době se používají dva typy měření tohoto jevu. První z nich využívá poznatku, že fázový šum oscilátoru je vlastně převrácenou hodnotou krátkodobé kmitočtové nestability - a tedy fázová fluktuace se projeví ve spektrální oblasti. Při této metodě měření se čítá měřený oscilátor speciálním čítačem na velký počet desetinných míst, přičemž hradlování je odvozeno od mimořádně fázově čistého oscilátoru.

Velké množství měření se porovnává metodami matematické statistiky a po zpracování počítačem dostáváme obraz o postranním šumovém spektru.

Druhá metoda je filtrační a spočívá v přímém měření šumového výkonu v požadované vzdálenosti od nosné, za předpokladu odfiltrování silné nosné. Tato metoda klade velké nároky na dynamiku měřicího přijímače a kvalitu použitých filtrů. V našem případě jsme použili pro měření upravenou mezifrekvenci z transceiveru Sněžka, protože ta má dostatečný stopband (okolo 150 dB) díky použití 2 krystalových filtrů na různých kmotočtech, a také velmi dobrou dynamiku směšovače přijímače - viz lit. /7/. Pro transpozici měřeného signálu na mezifrekvenci musel být použit kvalitní nízkošumový generátor, jehož postranní šum musí být minimálně o řád lepší než šum měřeného signálu. Z dostupných generátorů splňuje tento požadavek pouze jediný a to typ BM 496, osazený speciální elektronikou v laděném obvodu s velmi vysokým činitelem jakosti. Blokové schéma měřicí soustavy je na obr. 1. Měření probíhá tím způsobem, že se nejprve přesným (nejlépe programovatelným) generátorem zjistí vstupní napětí pro odstup $\frac{s + \check{s}}{s} = 10 \text{ dB}$. Potom přivedeme na vstup přijímače ve vhodné úrovni měřený signál (s nosnou odladěnou o požadované Δf) a jeho úroveň upravíme tak, až se na výstupu mezifrekvence zvýší šum o 10 dB. Poměr těchto dvou vstupních úrovní přepočtený vzhledem k šířce filtru u měřicí mezifrekvence dává přímo hodnotu postranního šumu měřeného oscilátoru. Měření provádíme při vypnutém AVC.

n) Závěrem

Účelem tohoto příspěvku bylo objasnit různé druhy vzájemného rušení v pásmu 145 MHz, a to zejména vzhledem k použití komerčních zahraničních zařízení, kterých u nás stále přibývá. Zároveň se však také podařilo vyložit amaterským konstruktérům, že ještě stále nejsou zcela bez šance postavit pro závody kvalitnější zařízení, než třeba firma Ken - wood. A jestliže čtenáři dospějí k hlubšímu poznání parametrů svého zařízení,

pak tento příspěvek splnil svůj účel.

73!

OK1VPZ

Literatura:

/1/	OK1VPZ	Transvertor	Sborník	Klínovec	1986
/2/	OK1VPZ	Tranzistorová PA	Sborník	Klínovec	1987
/3/	OK3TRN	Jednotka vysílače 144 MHz	Sborník	Vsetín	1988
/4/	OK1VSS	Fázový šum oscilátoru	Rukopis	OK1KRA	1981
/5/	OK1DAK	Oscilátory PLL	Sborník	Klínovec	1986
/6/	OK1VOX	Transceiver 144 MHz	Sborník	Klínovec	1986
/7/	OK1VPZ	Obvody TXR 210	Sborník	Jalovec	1988

Úprava VXW020 na 145 MHz pro provoz FM

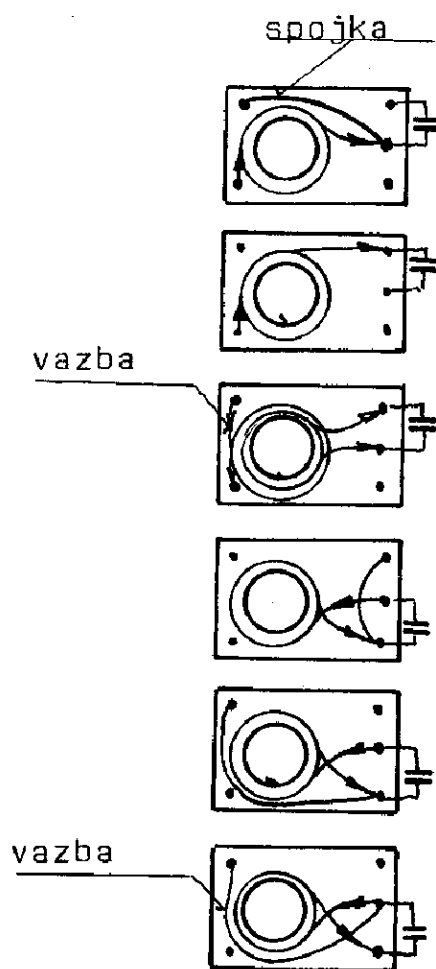
Ing. Martin Matějka OK1UMA

Přijímač

Přijímací část je tvořena vstupní propustí a zesilovačem, směšovačem, krystalovým filtrem na frekvenci 10,7 MHz, směšovačem a vlastní mezifrekvencí na 455 kHz a nízkofrekvenčním zesilovačem. Máme-li k dispozici stanici pracující na frekvenci 150 MHz úprava je jednoduchá, prosté přeladění vstupní propusti do dvoumetrového pásma, případná výměna konverzního krystalu za frekvenci 11,164 MHz, který je nutno upravit na frekvenci 11,164 584 MHz potřebnou pro správnou funkci systezátoru.

Nemáme-li k dispozici takovouto stanici, musíme si obvody do vstupní propusti vyrobit sami.

- L_1 - 3,5z drátem 0,5 CuAg mezera mezi závity 0,5mm $C_{rez} - 12$ pF
- L_2 - 3,5z drátem 0,5 CuAg mezera mezi závity 0,5mm $C_{rez} - 10$ pF
- L_3 - 4z drátem 0,5 CuAg mezera mezi závity 0,8mm vazební vinutí 2z drátem 0,25 CuL mezi závity L_3 $C_{rez} - 10$ pF
- L_4 - 4z drátem 0,5 CuAg mezera mezi závity 0,8mm $C_{rez} - 10$ pF
- L_5 - 4z drátem 0,5 CuAg mezera mezi závity 0,5mm $C_{rez} - 10$ pF
- L_6 - 3z drátem 0,5 CuAg mezera mezi závity 1mm vazební vinutí 3/4z drátem 0,2 CuL těsně pod L_6 $C_{rez} - 10$ pF



Cívky je nutno ladit vlnoměrem bez krytu cca o 10 MHz níže než je jejich pracovní kmitočet (na 135 MHz). Jádra jsou použita z hmoty N01P.

Vysílač

Koncepce vysílače je volena na jednoduchou konstrukci syntezátoru. Při vysílání se k frekvenci syntezátoru přisměšuje frekvence 10,7 MHz z krystalového oscilátoru. Zde bych chtěl upozornit na správné úrovně signálů přicházejících do směšovače. Z VCO lze na emitorech směšovače naměřit 120 mV_{ef} . Úroveň 10,7 MHz je nutno nastavit tlumícím odporem na takovou úroveň, aby se právě začal snižovat výstupní výkon. Směšovač se vyvažuje s vypnutým oscilátorem 10,7 MHz na minimální výstupní úroveň. Spektra vysílače jsou zobrazena na obr. 1 a 2.

Syntezátor

Syntezátor generuje frekvence po 25 kHz v převaděčových a direktních kanálech od 145,400 MHz do 145,575 MHz. Obvodově je tvořen z VCO + oddělovací stupeň, násobičem opěrného krystalu (použit kmitočet konverzního krystalu z mezifrekvence přijímače), směšovačem, programovatelným voličem, referenčním oscilátorem 25 kHz a fázovým detektorem. Z důvodu snížení spotřeby jsou jednotlivé stupně zařazeny do série, což vede k malým komplikacím při měření stejnosměrných pracovních bodů. S nastavením VCO a násobičů by neměly být žádné problémy, pouze bych upozornil na bezpodmínečné zalepení cívek polystyrenovým lakem po jejich předběžném odzkoušení a na přiletování krytů cívek na zemní fólii a navzájem mezi sebou (u VCO). Zbavíme se tak mikrofoničnosti a neopodstatněného vypadávání závěsu při extrémních teplotách. Referenční oscilátor na frekvenci 25 kHz má rezonanční obvod sestavený z cívky v hrníčkovém jádře z hmoty o AL40! a rezonančním kondenzátorem TC215. Před zaletováním

do spoje je třeba vyzkoušet, zda oscilátor kmitá, případně prohodit konce vazebního vinutí. Cívku je nutno naimpregnovat voskem a zajistit v jádře proti posunutí. Kmitočet oscilátoru nastavíme jádrem cívky na 25,000 kHz. Programovatelný dělič tvoří obvody HMB4029 naší výroby. Upozorňuji na sovětské typy, které jsou pomalé a v zapojení nemusí správně fungovat. Na ovládní děliče jsou použity originální přepínače, které jsou 2x (4x2) polohy, z nichž je nutno jeden upravit na 2x (8x1) polohy. Spektra syntezátoru jsou na obr. 3 a 4.

Pro informaci uvádím hodnoty některých odběrů.

stabilizátor napětí 8,5V	1,8mA	
CMOS staticky 0,3	0,3mA	při funkci 2 - 4mA
osc. 25 kHz	1mA	
zesilovač 25 kHz	0,3mA	
směšovač	1mA	
zesilovač směš. produktu	0,3mA	
násobiče	1,2mA	
VCO + oddělovač	0,8mA	
Celkový odběr syntezátoru cca	9-11mA	

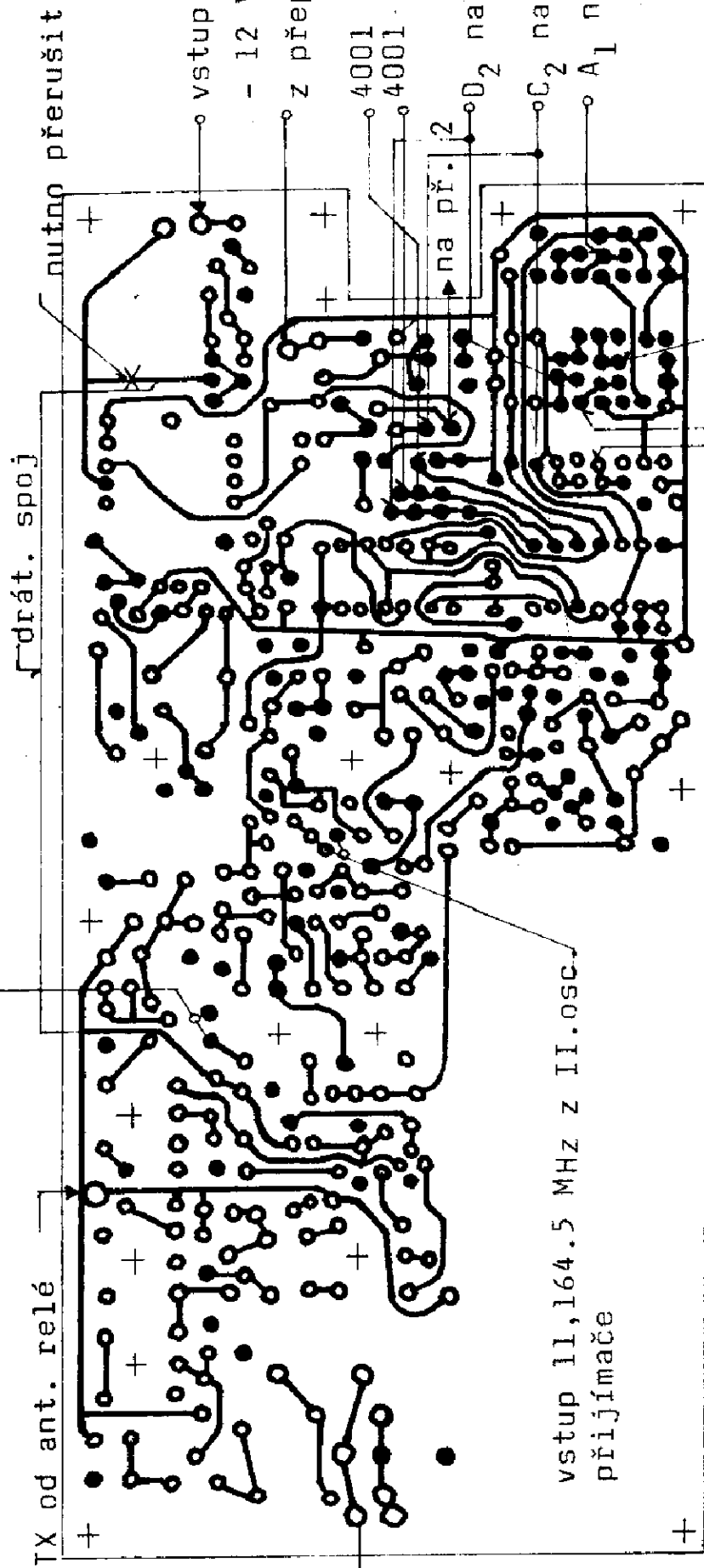
Závěrem bych chtěl upozornit zájemce o stavbu tohoto zařízení, že konstrukce přes svou jednoduchost vyžaduje jisté znalosti a zkušenosti a proto ho nedoporučuji úplným začátečníkům. Ve velké většině případů nefungujících stanic, které jsem měl možnost oživovat, byly závady způsobené nepečlivou prací (až hrubými chybami) při výrobě cívek. Pečlivou výrobou cívek a jejich předchozím změřením vlnoměrem (bez krytu o 10% nižší frekvence) se podstatně ulehčí oživení radiostanice.

Zároveň děkuji OK1VIF za vypracování dokumentace.

Cívky TX VXW 020

- L_1 - 4 záv. ϕ 0,5 mezera 0,5 mm (zalepeno polyst. lakem!)
 L_2 - Jako L_1 + 2x 1,5 z. vazba ϕ 0,3 Cul pod rez. vinutím
 L_3 - 12 záv. ϕ 0,3 Cul f rezonanční 33 MHz
 L_4 - 20 záv. ϕ 0,18 Cul toroid ϕ 4 mm N05 f rez. 2 MHz
 L_6 - 2 x 34 záv. ϕ 0,3 Cul 2 dráty současně + 6 záv. ϕ 0,3 Cul
 vazba na feritový hrneček ϕ 14 mm A1 40! H12 zalito voskem
 f rez. 25 kc.
 L_7 - 30 záv. ϕ 0,15 Cul + vazba na vinutí 2x 3 záv. ϕ 0,15 Cul
 f rez. 10,7 MHz
 L_8 - 2 x 2 záv. ϕ 0,5 bifilárně + vazba 1,25 záv. ϕ 0,3 Cul pod
 rez. vinutím
 L_9 - 4 záv. ϕ 0,5 odbočka na 2,5 z od mezera 0,5 mm
 L_{10} - 6 záv. ϕ 0,5 těsně, pak nepatrně roztáhnout
 L_{11} - 5 záv. ϕ 0,8 na ϕ 4,3 mm
 L_{12} - 3 záv. ϕ 0,8 na ϕ 8mm
 t_1 - 15 záv. ϕ 0,18 na toroidu H22 ϕ 4 mm
 L_{11} - 5 záv. ϕ 0,5 na 4,3 mm
 L_{12} - 5 záv. ϕ 0,5 na 4,3 mm těsně
 L_{13} - 4 záv. ϕ 0,5 na 4,3 mm - ladit roztažením U_{VF}

vstup do směšovače RX
výstup 134 MHz

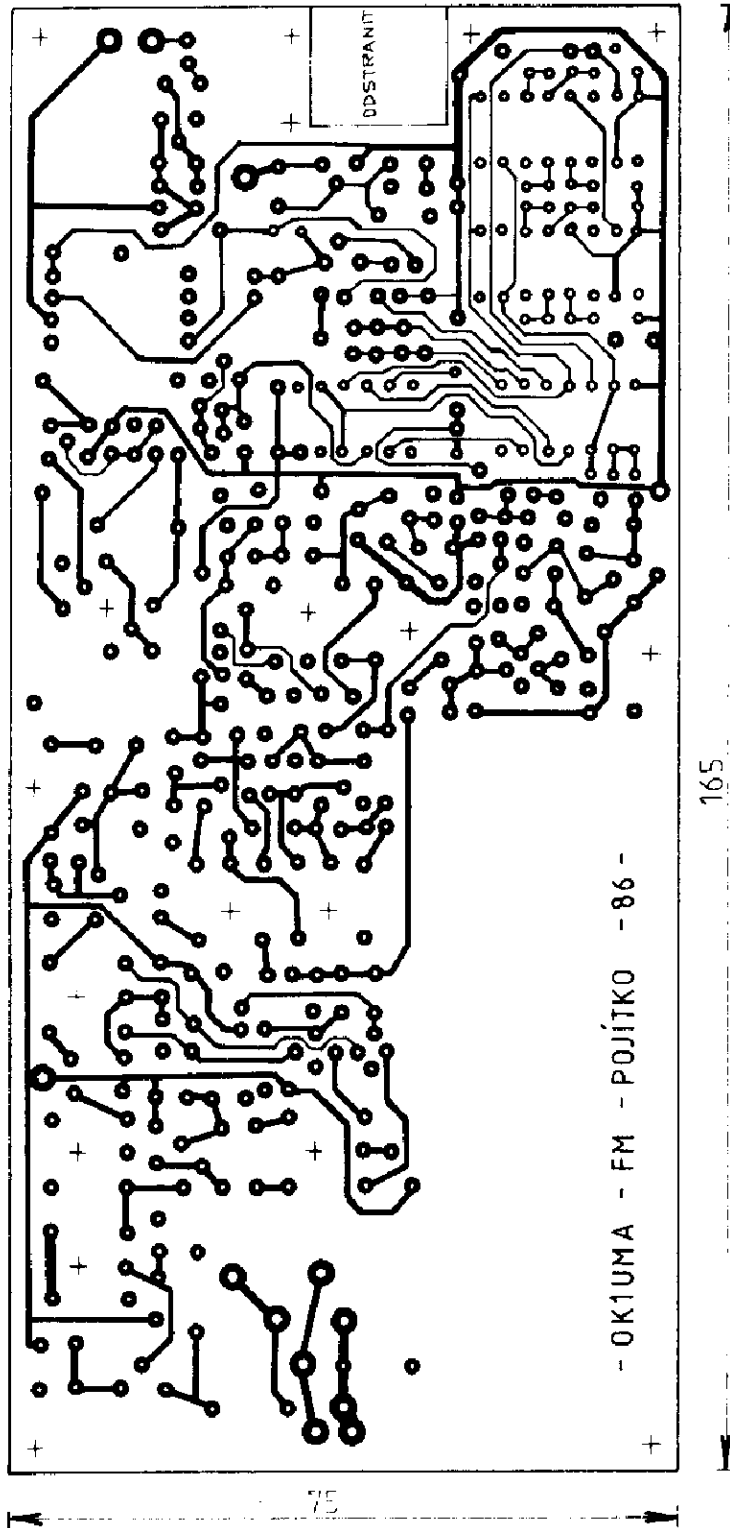


dvouplátový tištěný spoj

tmavé body na straně zemnicí fólie nezahlubovat

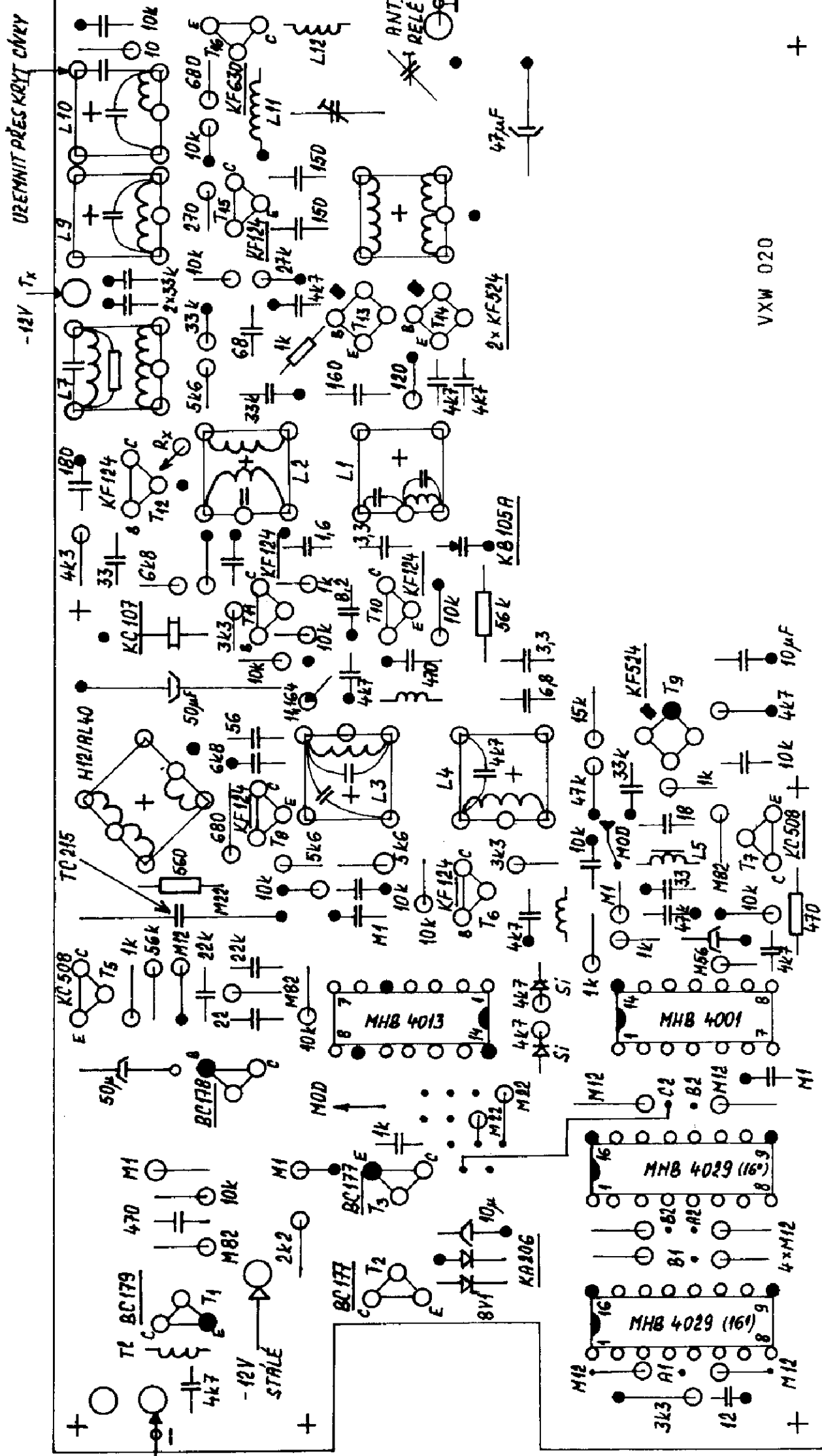
POZOR! " + " JE NA KOSTŘE !

Tento výkres nepoužívaj pro výrobu tištěného spoje!



oboustranný materiál

PLOŠNÝ SPOJ RADIOSTANICE
měř. 1:1



UPEVNIT PŘES KRYTÍ ČMRY

-12V Tx

VXW 020

+

TMAVÉ BODY JSOU PÁJENY ZE STRANY FOLIE; OTVORY SE NEZAHUBUJÍ - NĚKDE JSOU TEŽ PROPOJENY ZE STRANY SPOJŮ.

FM POJÍTKO - ROZLDŽENÍ SOUČÁSTEK

+

JEDNODUCHÝ TELEGRAFNÍ TRANSCIEVER PRO PÁSMO 144 MHz

Jiří Borovička - OK1BI

Popisované zařízení je ukázkou poměrně jednoduché konstrukce telegrafního transcieveru pro pásmo 144,0 - 144,15 MHz s možností přepnutí i do sektoru SSB. V přijímači využívá principu přímého směřování, ve vysílači přímého násobení kmitočtu rozlaďovaného krystalového oscilátoru. Poloviční kmitočet výstupného kmitočtu (tj. 72 MHz) se přivádí do směšovače přijímače.

Úkolem zadání bylo sestrojení jednoduchého TRXu pro mládež a začínající amatéry s běžně dostupných součástek (ne vždy snadno splnitelné) a za rozumnou cenu. Popsané zařízení je vhodné i pro kategorii QRPP.

Přijímače s přímým směřováním jsou velmi oblíbené u amatérů provozujících provoz QRP na krátkých vlnách. Je však třeba si uvědomit, že signály na KV bývají většinou daleko silnější než na VKV (i stupnice síly pole - S - je rozdílná o 20 dB) a často stačí na vstupu pasivní Schottkyho směšovač, připojený k dobré anténě. Toto není možné v rozsahu VKV a před směšovač je nutné použít nízkošumový vf zesilovač a ziskovou antenu. Další slabou stránkou přímého směřování je nízká selektivita. Ta se dá sice zlepšit účinnou ní dolní propustí, avšak přijímač vždy na výstupu směšovače obsahuje obě postranní pásma. Poslech signálů SSB je velmi příjemný a přirozený. V přijímači také nevznikají žádné nežádoucí směšovací produkty a proto může být použit jako kontrolní.

Nepředpokládáme používání zařízení jako protivníka "silných loktů" při velkých závodech. Přesto byla kvalita především přijímače prověřována během Vánočního závodu 88 a lednového provozního aktivu 89. Byla použita vertikální anténa 5/8 (jediná, kterou na 144 MHz mám), přepínaná ke kontrolnímu nízkošumovému přijímači, vybaveném S-metrem. Na popisovaném přijímači byly čitelné všechny signály zachycené přijímačem kontrolním od S 2, pouze s horším šumovým poměrem. Přestože v rozsahu bylo mnoho

stanic se signálem S 9 +, daly se i velmi slabé signály přečíst. Během lednových tropo podmínek byly zachyceny kvalitně signály z DL, OE, Y2, HG, OK3, s TRX pracovního s OE3 a SP9 - vše na vertikál 5/8 . Situace se jistě zlepší při použití horizontální směrové antény - stále platí slogan o nejlepším zesilovači - , alespoň 4 prvkové OK1KRC. Vysílací část má výstupní výkon 300mW na 75 ohmech a jeho dosah je dán použitou anténou a podmínkami.

Přijímač a vysílač jsou umístěny na samostatných deskách z jednostranně plátovaného kuprextitu, umístěných v krabičce ze zbytků laminátů.

Přijímací část

Přijímač sestává z vf zesilovače, směšovače, zesilovače oscilátorového signálu, dolní propusti a nf zesilovače.

Vf zesilovač musí potřebné zesílení zajistit s nízkým vlastním šumem a být stabilní. Jednostupňový zesilovač je osazen nízkošumovým tranzistorem KF 173 (může být použit i KF 525). Dosažitelné zesílení 25 dB i více je umožněno zapojením vstupního laděného obvodu v můstkovém zapojení, které výrazně prospívá k zachování stability. Na výstupu je zařazena pásmová propust, induktivně vázaná jedním závitem, který je součástí indukčnosti sekundárního obvodu. Výstup na směšovač je vyveden z tohoto vazební vinutí. Všechny obvody vf zesilovače jsou umístěny v krytu. Zrcadlová selektivita zesilovače je vyhovující. Přestože hlavní vychodočeský vysílač Krásný je vzdálen od QTH cca 5 km vzdušnou čarou je příjem absolutně čistý.

Směšovač je v málo známém zapojení. V zahraniční literatuře je znám jako tzv. "harmonický směšovač", jeho autorem je sovětský amatér Poljakov. Ke směšování využívá dvou protiparalelně zapojených diod, připojených přímo ke vstupu nf. zesilovače. Ke směšování se využívá zásadně polovičního kmitočtu oscilátorového signálu (v našem případě 72 MHz).

V popisovaném přijímači je použito zdokonaleného provedení. Jde o dvě dvojice antiparalelně zapojených diod, přivedených na oba vstupy operačního zesilovače 741. Na vstupu směšovače je symetrizační transformátor, navinutý na malém dvouotvorovém jádru z materiálu N 01 (\varnothing 8mm, výška 6 mm). Oscilátorový signál se přivádí na střed sekundárního vinutí, jeho úroveň se nastaví odporovým trimrem. Operační zesilovač zajistí základní nf zesílení. Kondensátor 47 pF z výstupu na vstup omezí vyšší kmitočty demodulovaného signálu v akustické oblasti.

Nf signál je přiveden na vstup aktivní dolní propustí, osazené tranzistorem KC 148 B (KC 508, KC 509). Hodnoty RC členů jsou voleny tak, aby došlo k mírnému vzrůstu napětí okolo 1200 Hz a za tímto kmitočtem k výraznému poklesu. Nízké kmitočty pod 500 Hz jsou potlačeny volbou vazebních členů v celém nf řetězci. S touto útlumovou charakteristikou jsou dobře čitelné i signály SSB. Zisk stupně s dolní propustí je menší než 1.

Za dolní propustí je zařazen potenciometr k řízení hlasitosti. Jako výkonový nf zesilovač pracuje integrovaný obvod MBA 810 DAS. Cenově je přístupný a zapojení jednoduché. Pokud by šlo o poslech pouze na sluchátka, vyšlo by řešení s tranzistorem jednodušší. Vzhledem ke snaze minimalizovat rozměry, byl vypuštěn tzv. bootstrap kondenzátor 100 M z bodu 4 do bodu 12, vypuštění nemá podstatný vliv na funkci. Jako elektrolytické kondenzátory byly zvoleny typy řady TE 002 v plastiku a použity podstatně nižší hodnoty proti doporučenému zapojení (kde jsou určeny z hlediska přenosu HiFi - pro přenos kmitočtů v radio-komunikační oblasti jsou zbytečně vysoké). Zesilovač má výstup pro reproduktor 4 ohmy a pro sluchátka. U sluchátek byla vyzkoušena řada typů: vysokohmové, nízkohmové i sluchátka k přístrojům pro nedoslýchavé.

Na desce, v blízkosti směšovače, je ještě umístěn zesilovač oscilátorového signálu 72 MHz, na jehož výstupu je trimr k nastavení výstupní úrovně do směšovače.

Vysílací část

Vysílací část je umístěna na druhé desce. První tranzistor plní funkci krystalem řízeného oscilátoru, rozlaďovaného ladícím kondenzátorem. Volba základního kmitočtu oscilátoru vychází z podmínky, že násobení musí procházet přes kmitočet 72 MHz, který je nutný pro směšování v přijímači. Objednání vhodného krystalu je pro toto jednoduché zařízení cenově nevýhodné a proto bylo použito mezi amatéry poměrně dostupného krystalu L 2400. Jeho základní kmitočet je 14 407 kHz a jde amatérsky snadno upravit. Jelikož je možné telegraficky pracovat i v sektoru SSB, je na desce místo i pro druhý krystal k překrytí této části rozsahu. K rozlaďování je možné použít libovolného ladícího kondenzátoru s kapacitou 150 až 200 pF. Vzduchové kondenzátory jsou však rozměrné. Plně vyhovující a ve vzorku použitý je ladící kondenzátor se styroflexovým dielektrikem, používaný v kapesních přijímačích pro SV a DV (TESLA WN 70407) s kapacitou 150 + 60 pF. Obě sekce je možné spojit paralelně nebo využít pouze sekci 150 pF. Kondenzátor je vletován přímo do desky.

Druhý tranzistor násobí základní kmitočet 5x na 72 MHz. Z teorie násobičů je známo, že obsah vyšších harmonických závisí na úhlu otevření aktivního prvku. Optimálního úhlu otevření dosáhneme správnou volbou hodnot v bázevém děliči. Na výstupu tohoto násobiče je zařazena pásmová propust, která dostatečně potlačí nežádoucí kmitočty. Ze sekundárního obvodu se odvádí vazebním vinutím signál 72 MHz do směšovače přijímače a z odbočky do dalšího násobiče.

Třetí tranzistor násobí 2x a na jeho výstupu je již potřebné napětí o kmitočtu 144 MHz k dalšímu zesílení.

Zesilovací stupně pracují s nulovým předpětím. První zesilovací tranzistor KSY 71 je v zapojení se společnou bází a dodává potřebný výkon k vybuzení koncového stupně s KF 630 D na výstupní výkon 300 mW/75 ohmech.

Napájení

Napájecí zdroj není součástí popisovaného zařízení. Je možné použít libovolný zdroj, který je schopen dodat 12V stabilizovaného napětí a proud do 150mA. V případě použití stabilizovaného zdroje není nutná Zenerova dioda v oscilátoru a můžeme ji vypustit. Její předřadný odpor nahradíme propojkou. Zenerovu diodu ponecháme pouze v případě napájení z baterií.

Klidový odběr (hlasitost na minimum, klíč rozpojen) je 40 mA. Při příjmu při silném signálu a plné hlasitosti vzroste ve špičkách na 120 - 140 mA. Při zaklíčování a přizpůsobené zátěži při vysílání je 120 mA. Při použití sluchátek při příjmu a odpojeném reproduktoru, zůstává odběr na úrovni klidového proudu i při silných signálech a plné hlasitosti.

Konstrukce

Desky jsou po obvodu přiletovány do krabičky z laminátu o výšce 40 mm (zahrádka). Ke zlepšení tuhosti krabičky a tím zvýšení mechanické stability, je mezi desky vložena přepážka z oboustranně plátovaného kuprextitu, vysoká 25 mm.

Desky jsou uloženy tak, že na stejné straně je vstup antény přijímače a anténní výstup vysílače. Tím je zajištěno, že přívody k antennímu přepínači budou krátké. Jako přepínač je použit malý šoupátkový typ a je umístěn na užší bočnici po levé straně. Na zadní bočnici je umístěn anténní konektor. Byl použit konektor z WXN 20, používaný k vnitřnímu propojení. Na zadní straně je dále normalizovaný konektor pro připojení reproduktoru. Na přední straně pak konektor pro sluchátka a klíč. Na levé bočnici prochází osa ladícího kondenzátoru (ten je k bočnici přišroubován dvěma šroubky M2). Při použití ladícího knoflíku o větším průměru se dá dobře ladit i bez převodů. Možnost použití převodu a případně i stupnice je ponecháno na vůli konstruktéra.

K přepínání krystalů dobře poslouží přepínač ISOSTAT s jednou sekcí a umístěný na přední bočnici.

Ve střední přepážce je otvor v místě propojení násobiče 72 MHz a vstupu oddělovacího zesilovače oscilátorového signálu pro směšovač. Propojovací odporový dělič je na straně spojů.

Indukčnosti v koncovém zesilovači jsou vzduchové, samonosné. Všechny ostatní indukčnosti jsou vinuty na kostříčkách z WXN (tzv. pardubické), bez stínících krytů. Stínící kryty jsou použity pouze ve vf zesilovači.

Rozteče otvorů odpovídají použití odporů TR 151, TR 212, kromě obvodů oper. zesilovače 741, kde bylo použito odporů TR 191 (rozteč 7 mm). Není třeba používat odpory na stojato - tento způsob znesnadňuje orientaci při opravách.

Kondenzátory jsou běžné, keramické, v ladících obvodech z materiálu N 47.

Uvedení do chodu

K uvedení do chodu potřebujeme měřič stejnosměrného napětí a proudu, měřič vf napětí a čítač.

Nejprve oživíme oscilátor s krystalem spojeným s nulovým potenciálem. Krystal odkrytujeme a opatrným stíráním polepů pomocí seříznuté gumy dotáhneme jeho kmitočet na hodnotu 14418 kHz (krystal pro úsek SSB na kmitočet 14433 kHz). Při práci stále sledujeme kmitočet. Připojíme seriovou indukčnost a ladící kondenzátor - obě sekce paralelně - a ověříme, že oscilátor plynule mění kmitočet při změně kapacity. Při maximální kapacitě ladícího kondenzátoru doladíme jádrem indukčnosti kmitočet na 14400 kHz (s krystalem pro pásmo SSB na 14419 kHz - upravíme zásahem do krystalu, indukčnost musí zůstat nastavená pro pásmo CW).

Měřič vf napětí připojíme na výstup prvního násobiče, na vývod pro směšovač přijímače. Doladíme jádrem obvodu pásmové propusti. Úroveň vf napětí by měla být alespoň 80 mV. Účinnost násobiče je možno ovlivňovat volbou hodnot bazového děliče. Ověříme, že na výstupu je skutečně kmitočet 72 MHz.

Druhý násobič by již měl dávat dostatečné napětí pro buzení zesilovačů. Jádro doladíme na maximální výstupní napětí; měříme na emitoru KSY 71. Výstupní kmitočet musí být již 144 MHz.

Výstupní obvod prvního zesilovače je bez jádra a je přibližně rezonanční s parazitními kapacitami, chová se spíše jako vf tlumivka.

V koncovém stupni jsou všechny indukčnosti vzduchové, ze silnějšího vodiče a samonosné. Není vůbec použito dolaďovacích trimrů jak bývá běžné. Je to nejen z důvodu obtížného zajišťování vhodných trimrů, ale důvodem je i zachování malých rozměrů. Je použito ověřených hodnot pevných keramických kondenzátorů a dolaďování na maximální výstupní výkon se provádí úpravou vzdálenosti vinutí použitých indukčností (roztahování, stlačování za pomoci izolované pinsety nebo pomůcky z kousku laminátu). Měříme vf napětí na odporu 75 ohmů připojeného na výstup za současného měření kolektorového proudu tranzistoru KF 630D.

Změnou indukčnosti v bázi vzrůstá buzení, které se projeví vzrůstem kolektorového proudu na hodnotu cca 100mA. Změnou indukčností výstupního obvodu narůstá hodnota vf napětí na výstupním odporu. Optimální nastavení je takové, kdy zesilovač dává nejvyšší výkon při nejmenším kolektorovém proudu. Dosažená hodnota u popisovaného vzorku byla 4,75V/75 ohm, tj. 300 mW výstupního výkonu.

V přijímači nejprve změříme stejnosměrné hodnoty. V bodě 12 zesilovače MBA a v bodě 6 oper. zesilovače 741 musíme naměřit přibližně poloviční napětí napájecího.

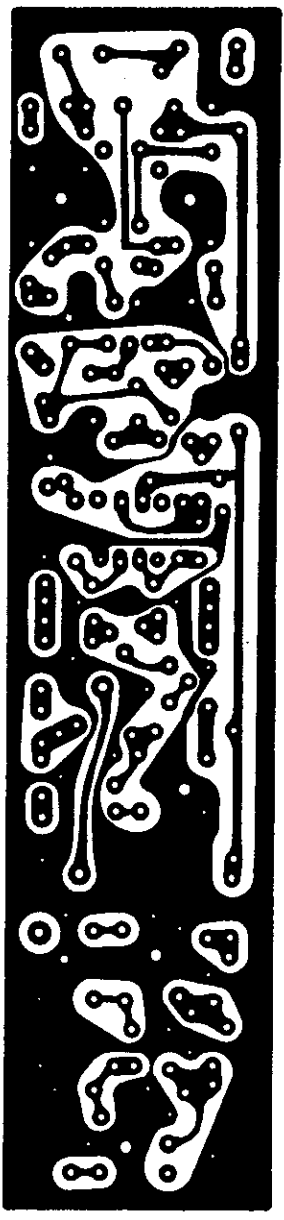
Doladíme na maximální úroveň výstupního napětí oddělovacího zesilovače a pomocí odporového trimru nastavíme vf napětí na středním vývodu vf transformátoru na hodnotu 250 - 300 mV. Konečné dostavení provedeme až při příjmu slabého signálu na nejlepší citlivost směšovače.

Vf zesilovač je navržen se značným zesílením a proto i rizikem nestability. Po doladění obvodů do rezonance vzroste v reproduktoru šum zesilovače (vlastní šum směšovače a zesilovačů je velmi nepatrný). Doladování vstupního obvodu provádíme s připojenou anténou. Pokud se projeví tendence k nestabilitě, potlačíme je zařazením odporu 22 až 56 ohmů mezi kolektor a laděný obvod vf zesilovače ze strany spojů po přerušení spoje.

Další měření závisí na vybavení, které máme k dispozici. Půjde především o změření nf průběhu zesilovačů a dolní propusti. Doporučené hodnoty součástí však plně vyhovují.

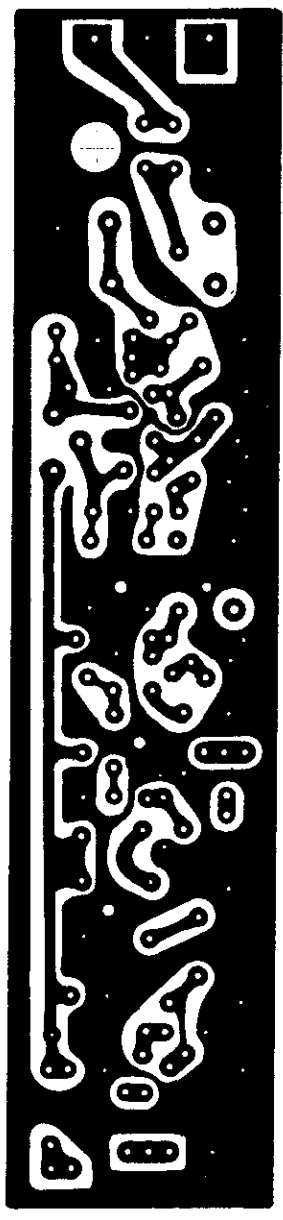
Při stavbě přeji všem hodně zdaru a spokojenosti s výsledkem.

= RX =



mat.: jednostranný kuprextit

= TX =

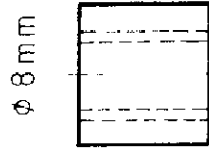


OK1 BI

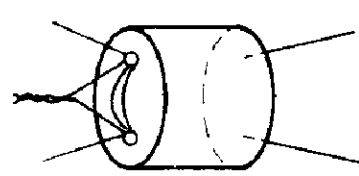
1:1

cívka	ϕ cívky [mm]	ϕ vodiče [mm]	počet závitů	délka vinutí	odbočka	jádro	kryt	poznámka
L1	6	0,6	8,25	10	-	N 01	bez	
L2	6	0,6	8,75	10	2,25	N 01	bez	L'2 1 závit na studeném konci
L3	6	0,8	5,25	10	0,75	N 01	bez	
L4	6	0,8	4,25	8	-	-	bez	
L5	5	0,8	3	7	-	-	-	vzduchová
L6	5	0,6	12	14	-	-	-	vzduchová
L7	7	0,8	5	9	-	-	-	vzduchová
L8	6	0,8	4,5	8	-	N 01	ano	L'8 1 závit na studeném konci
L9	6	0,8	3,75	8	-	N 01	ano	
L10	6	0,8	4,75	8	-	N 01	ano	L'10 1 závit na vinutí L9
L11	6	0,6	7,75	8	-	N 01	bez	L'11 1 závit na studeném konci
L _L	5	0,18	50	11	-	ferocart	bez	vinuto těsně

Tr 1



N 01



2 x 5 záv.
0,15 CuL

2 záv.
0,15 CuL

L1 ÷ 4, L8 ÷ 11 - kostříčky WXN jádra M4

L_L - kostříčka válcová jádro M4

TRX CW 144
OK1BI

FANTOM - TCVR pro 144 MHz s digitálním zobrazením kmitočtu.Poznámky ke konstrukci.

Ing. Milan Gütter OK1FM

Uvedené připomínky navazují na popis TCVRu, uveřejněný ve Sborníku Klínovec 1988.

V následujícím výtahu se pokusím zodpovědět některé dotazy a připomínky, týkající se konstrukce TCVRu Fantom. Dále uvádím změny, které vylepšují původně uveřejněné zapojení.

Parametry vysílacího řetězce TCVRu:

Po provedení úpravy (resp. vložení oddělovacího tranzistoru do modulu VCO a připájení stínícího krytu do modulu TX-5) byly změřeny (TNX OK1VPZ, OK1VUM, OK1ANQ) tyto parametry:

Verze Fantom 300 mV (bez PA a bez reflektometru s dolnofrekvenční propustí modul PA-6):

Ve vzdálenosti ± 20 kHz od vys. kmitočtu	odstup šumu	
	oscilátoru	- 126 dBc/Hz
± 50 kHz		- 139 dBc/Hz
± 100 kHz		- 141 dBc/Hz

(Hodnoty kolem - 140 dBc/Hz jsou mezi možnosti měření na daném pracovišti).

Srovnání s jinými zařízeními uvádí OK1VPZ ve své přednášce. (Tovární zařízení YAESU, Kenwood a pod - vycházejí hodnoty horší).

Potlačení nežádoucích vyzařování lepší než - 80 db v pásmu 0 až 1 GHz vyjma produktu 135 MHz, jenž je potlačen - 60 dB. (-80 dB byla mez použitého spektrálního analyzátoru). Potlačení produktu 135 MHz se dále podstatně vylepší při zařazení dalších zesilovačů, samozřejmě i po zařazení modulu PA-6.

Všechny hodnoty plně vyhovují povolovacím podmínkám i radiokomunikačnímu řádu.

Modul NF - 1

V rozpisce si opravte kapacitu C22 = stejná s C11; C35 - G5/15V (doplnit).

C30 je mimo plošný spoj na straně součástek.

Neoznačený kondenzátor v bázi T2 (schema obr. 1.1) je C22-M15. Obr. 1.3 NF modul (strana součástek) - v pravém horním rohu odpadá rezistor, chybně označený R5. Kabel propojky přijde zapájet do spodního otvoru po tomto rezistoru. Schema na obr. 1.1 je vodítkem.

Modul DSB -2

Pro snažší vyvážení směšovače IO1 A244D je možné snížit hodnotu P2 až na 470 R. Lze rovněž připájet rezistor cca 560 R paralelně k trimru P2 původní hodnoty 3K3. (Ze strany spojů).

Doporučuji u všech toroidních cívek a transformátorů (i v ostatních modulech) opatrně větším vrtákem odstranit ostré hroty vnitřku toroidu a jemným smirkem zaoblit i vnější prsteneček. Stává se, že po navinutí se drát o hrany prodře a cívka má zkratky, obvody "neladí" a pod. Někdo dokonce máčí toroidy před navíjením do řídkého epoxidu, aby byl povrch hladký.

MF modul - 3

Cívka L3 je vinuta ve dvou vrstvách po celé délce tělíska. Na obr. 3.3. (rozmístění součástek) má být dioda mezi R9 a C6 v levém horním rohu označena D6.

Rezistor R1 má být zakreslen mezi perlou FP7 a plošným spojem. (Rezistor se jedním koncem zapájí do spoje, na druhý konec se navleče perla FP7 a vývod se připájí na PIN 1. Magnetické pole pistolové páječky neprospívá nejenom polovodičům, ale ani feritům!! Pozor na to!)

Modul RX - 4

V popisu pod obr. 4.2 má být hodnota C9 opravdu 10 J TK656, hodnota průchodky TK554 je rovněž 10 J a ne jak je chybně uvede-

no 2J2. U hodnot rezistorů R1 a R4 má být slůvko miniaturní a nikoliv minimální.

Modul TX-5

Je nutné doplnit stínící kryt o rozměrech (49 + 5) mm x 30 mm s ohybem 5 mm dolů na straně délky 49 mm z pocínovaného plechu 0,4 mm. Kryt se připájí ze strany spojů tak, aby zakryl obvody vstupního směšovače (součástky Tr1, Tr2, T4, T5 atd.). Jsou to obvody vlevo od trafa Tr2 včetně (schéma obr. 5.3). Není na závadu zapájet další přepážku i z vrchní strany modulu. Tímto odstíněním se zamezí proniku signálu VCO rovnou na vstup zesilovačů T1 až T3 mimo vyvážený směšovač (Parazitní kapacitou obvodů vstupu VCO - kostra zařízení - obvody zesilovače).

Cívka L6 je vinuta drátem ϕ 0,6 mm. Na schématu obr. 5.3 je to cívka 6z/ ϕ 4 mezi kolektorem T3 a C24, C25.

Na obrázku 5.2 je tato cívka označena chybně L9. Cívka L8 má být označena jako Tlumivka 2.

Modul 6. 2

Ve schématu PA Sněžka je lepší nahradit tlumivku T1 6 (původně na trubce H18) rezistorem TR151 - 820R, na jehož tělísku je navinuto 18 závitů drátem ϕ 0,3 mm. Při výrobě Sněžek se totiž někdy pod vlivem tolerancí součástek a tranzistoru T1 stávalo, že PA byl nestabilní. Proto byla autory zapojení doporučena tato úprava.

Modul VCO - 10

Zde se pro zlepšení průniku nežádoucích produktů z modulu PLL-12 (vysměšované produkty z tranzistoru T3 se - i přes malé kapacity C_{DG2} a kapacitní vazbou zlomků pikofaradů dostávají propojkou VCO - PLL do modulu VCO -10, kde pronikaly do vysílacího a přijímacího traktu v úrovních cca - 60 až - 80 dB) ukázalo nutné zařadit oddělovač mezi PLL a VCO.

Schema doplněného VCO -10 a desky spojů VCO -10 je připojeno (obr. 10.1a, 10.2a).

Úprava se dá bez problémů provést i v již hotovém VCO, neboť nově přidaný tranzistor T3 - KF910 se i se všemi součástkami vejde do levého horního rohu desky VCO -10.

Změní se jen kapacita C13 z 5J6 na 8J2. Vše ostatní je beze změn.

Zapojení s IO1 MAB010 se ukazuje jako přepych, stačí variace s diodou KZ260/10V a rezistorem 82R TR152. Upravený modul VCO -10 nese označení verze Fantom 89.

Modul VFO - 11

V rozpisce má být hodnota C8 totožná s C2 atd (C8 - 10k TK724).

Modul PLL - 12

Rezistor v emitoru T2 je R 15-1K. Rezistor R16 má být 150R. Opravte si ve schématu obr. 12.1.

Ve sborníku Klínovec 88 schází rozpiska součástek.

Proto je zde uvedena kompletní.

Mechanické díly - 13

Při použití hotové skříňky UPS 12 nebo UPS 012 se nosné šasi TCVRu zasune do prolisů v bočních stěnách, a to do výšky 28 mm od dolního konce bočnice, t. j. do čtvrté mezery zdola (sedmé mezery zhora).

Modul VFO -11 zasahuje svým objemem nad i pod základní desku šasi jako jediný! (Je umístěn ve výřezu).

Digitální zobrazení kmitočtu DZK - 14

Na trhu je již displej TESLA 4DR823B (čtyřmístný LCD displej). Použijeme-li jej místo původních 4 kusů DR401B, zmenšíme výřez.

Modul PLL - 12

Rozpiska součástek:

X₁ až X₄ modelářské krystaly TESLA (viz obr. 12.1)

T1, T2 KSY71 T3 KF910 (KF907) T4, T5 KC507

I01 MHB4046

D1 až D4 KA206 a pod.

Cívky a ferity - viz obr. 12.1 (L+ až L3; FP1 až FP7)

PIN 1 až PIN 5 průchodkový kondenzátor např. TK564 470J až 2K2

Rezistory: (MLT - 0,25, TR211 až TR213 a pod.)

R1, 3, 5, 7, 9, 22, 26	2K2	R2, 4, 6, 8, 21, 23	10k
R10, 14	15k	R11	22k
R12, 20	470R	R13	100R
R15, 18	1k	R16	150R
R17	47R	R19	220R
R24	4k7	R25	18k
R27	390R	R30 (TR213)	3M3

Kondenzátory:

C1 až C4 WN 704 25 - 50J nebo WN 704 19 - 60J

C5, 20 - 2k2 TK666, TK724 C6 - 47J TK754, 5

C7, 9 - 33J TK754, 5 C8, 11, 13 - 4K7 TK 724

C10 - 2J2 TK656 C12 - 1J TK656

C14 - 1J5 TK656 C15 - 100J TK656, 754, 5

C16 - 1 k TK724, 5, TK794 C17 - nepoužit

C18, 21- 10k TK724 C19 - 470J TK724, TK794

C22 - 2M2/16V TE133 C23 - 680J TK774, 5

C24 - 1M/40V TE135 C25 - 68k TK782, 3

C26 - 3M3/40V TE135

Otvor pro displej

V předním panelu změnit na šířku 46 mm (místo 58 mm). Kóta 28 mm vzdálenosti pravého okraje panelu od kraje čelního panelu se změní z původních 22 mm na 28 mm.

V sestavě DZK - 14 obr. 14.1 bude displej umístěn excentricky, poněkud více vpravo.

Schéma desky displeje 4DR823B (obr. 14.2.b.) a plošný spoj (obr. 14.3.b.) je přiloženo.

V původním pramenu je nutné propojit (kapka cínu) na obr. 14.5 (deska čítačů) u IO5 vývody PIN 3, PIN 4, PIN 5 mezi sebou (zem).

Ve schématu desky řídicího bloku obr. 14.6 mají být zakresleny paralelně k C7 i kondenzátory C8 10M/16V TE123 a C9 M1 TK782,3. Oba blokují napájení. Rovněž je doplníme do rozpisky.

Na obr. 14.7 - spoj desky řídicího bloku - strana součástek mají být rezistory u IO1, IO4, IO5 označeny R3, R4, R5 (původně bez označení).

Kondenzátor mezi IO3 a IO4 je C9.

Mezi IO6 a IO3 nemá být žádný kondenzátor (C7), je zde pouze vyvedeno napětí, označené vlnovkou (\sim). Tento bod se propojí kablíkem s deskou čítačů (IO5 - PIN 15 CLK).

Elektrické zapojení - 15

Na obr. 15.2 nesmí být u modulu VFO 11 propojka mezi vývody RIT (2) a + 9(1).

U modulu Relé RX/TX - 9 mají být vývody označeny takto:

č. 3 - RIT; č. 5 - RIT RX; č. 6 - RIT TX.

Dále zde schází dioda ochranného obvodu proti přepólování (viz. obr. 8.4). Na obr. 15.2 ji dokreslíme k pojistce, anodou na zem.

Modul PA6 je napájen z bodu č. 3 (+ 12 TX) modulu TX - 5.

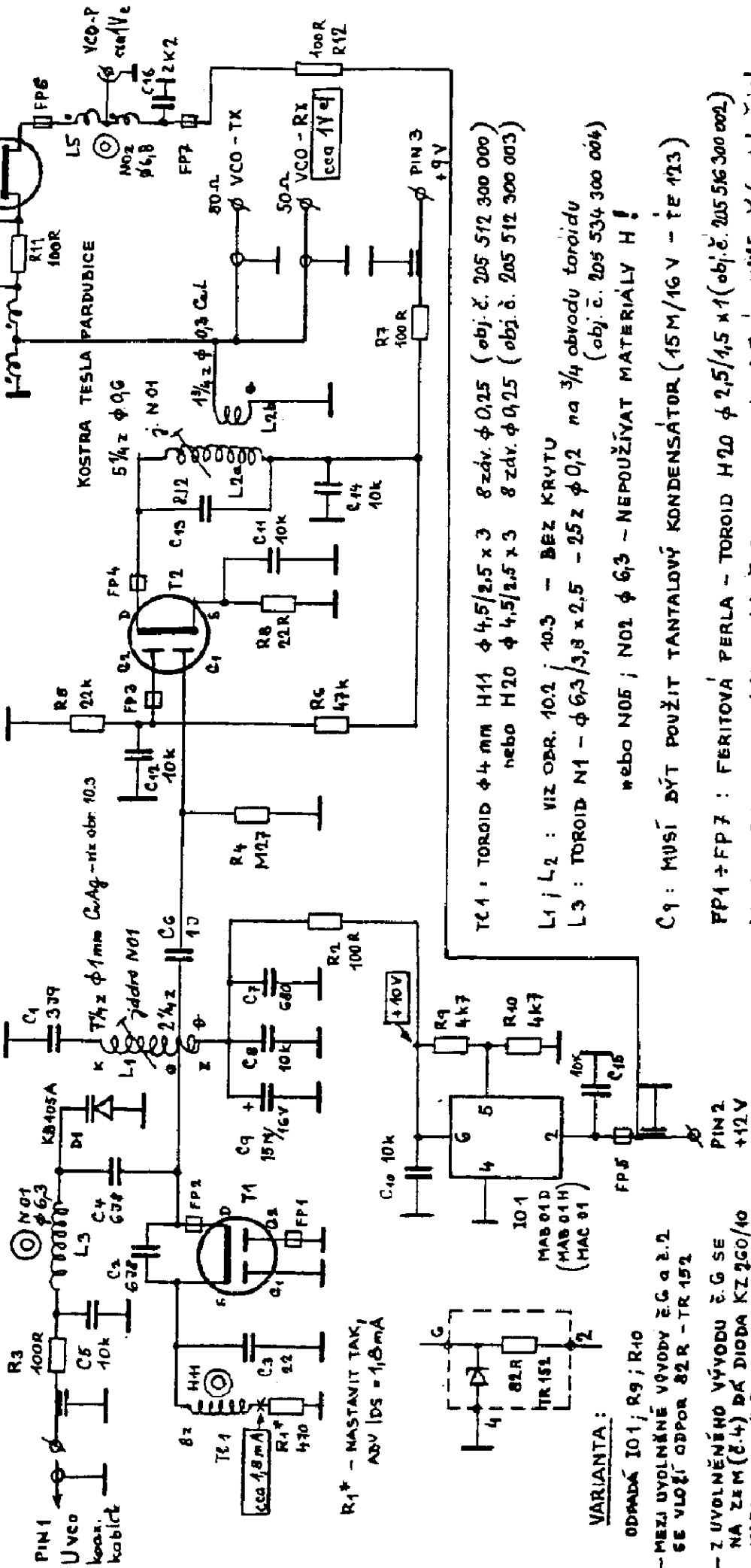
Uvedl jsem zde seznam všech úprav, které usnadní případným zájemcům stavbu TCRVu.

OBR. 10.1. VCO FANTOM 89 OK-1 FM

T3-KF 910

T1 - KF 910

VYBRAT JAKOVŮ, ABY PŘI ZKRATU R1
A BEZ OSCILACÍ TEKL PŘI
IDS = 3,2 mA



R1* - NASTAVIT TAK,
ABY IDS = 1,8 mA

VARIANTA:

ODMĚNĚ IO1; R9; R10

- MEZI UYOLNĚNĚ VÝVODY Ž. G. A Ž. 2
SE VLOŽÍ ODPOR 82R - TR 152

- Z UYOLNĚNĚHO VÝVODU Ž. G. SE
NA Ž. M (Ž. 4) DĚ DIODA KZ 2G0/10
KATODA NA Ž. G

T2 - KF 910

T3 - KF 910

T1: TOROID $\phi 4$ mm H14 $\phi 4,5/2,5 \times 3$ 8 záv. $\phi 0,25$ (obj. č. 205 512 300 000)
nebo H20 $\phi 4,5/2,5 \times 3$ 8 záv. $\phi 0,25$ (obj. č. 205 512 300 003)

L1; L2: VIZ OBR. 10.2; 10.3 - BEZ KRYTU

L3: TOROID N1 - $\phi 6,3/3,8 \times 2,5$ - 25 Z $\phi 0,2$ na $3/4$ obvodu toroidu

(obj. č. 205 534 300 004)

nebo N05; N01 $\phi 6,3$ - NEPOUŽÍVAT MATERIÁLY H!

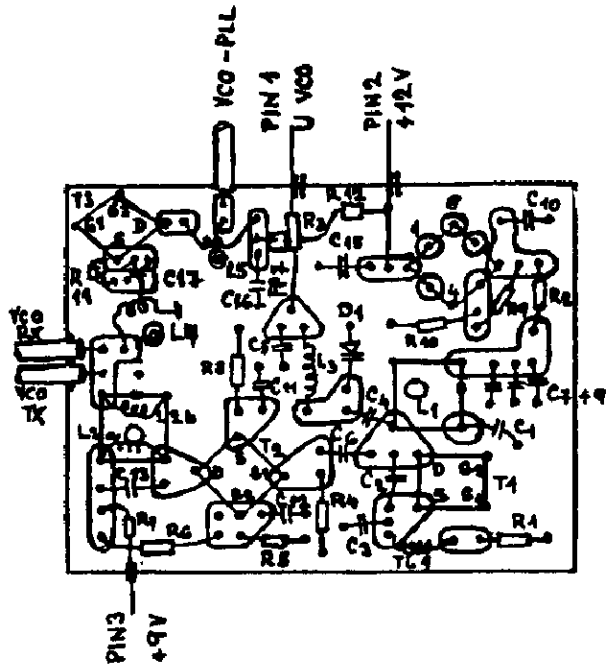
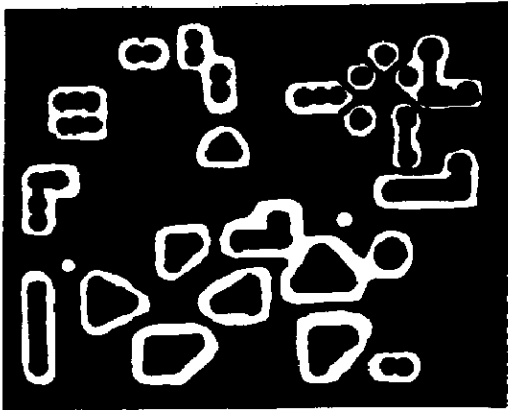
C9: MUSÍ BÝT POUŽIT TANTALOVÝ KONDENZÁTOR (15M/16V - TE 113)

FP1 + FP7: FERITOVÁ PERLA - TOROID H20 $\phi 2,5/1,5 \times 1$ (obj. č. 205 516 300 002)

L4; L5: TOROID N02 $\phi 6,8$ mm (obj. č. 205 532 300 001) - 2 x 7 záv. bifilárně (podobně jako
je vinut Tr 1 a Tr 2 v "HF-MODULU 3", viz obr. 3.1a; použít jen dva vodiče);
nebo N05 $\phi 6,8$ mm

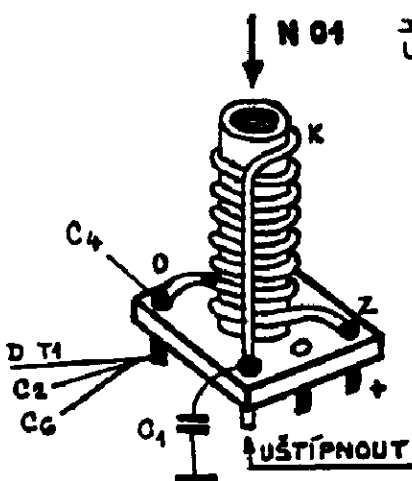
VCO uzavřeno v krabičce z mosazného plechu tl.0,8 - 1,5 mm (nebo silného cuprextitu), výška bočnic v=35 mm. Deska spojů zapájena spodním okrajem 5mm nad dno. Ostrůvky spojů v okolí T1 a L2 oddělit mezerou alespoň 2mm od zemní folie (min. parazitní kapacita!)

STRANA SPOJŮ !
 SOUČÁSTKY ZE STRANY SPOJŮ !



JEDNOSTRANNÝ SPOJ

OBR. 10.3 VCO - CÍVKA L1



JÁDRO MUSÍ BÝT ZE STRANY ŠÍPKY, NIKOLIV U SPOJE (VLIV NA Q CÍVKY)

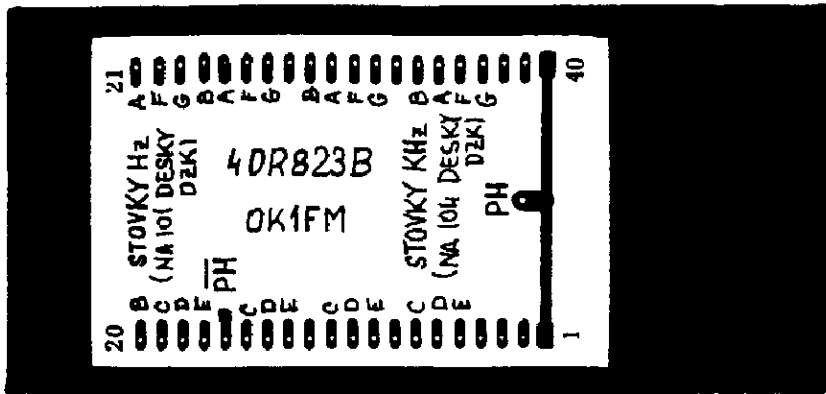
L1 : 7 1/4 ZÁVITU ϕ 1mm CuAg NA TRNU ϕ 5,7 A NAŠROUBOVAT NA KOSTŘIČKU ϕ 6mm (TE-PARDUBICE), MEZERY MEZI ZÁVITU cca 0,5 mm.

ODBOČKA : 2 1/4 ZÁVITU (MAX. 2 1/2 ZÁVITU)

DBÁT NA MAXIMÁLNÍ Q !

OBR. 14.3.b DESKA _ _ DISPLEJE _ _ DZK _ 4DR823B

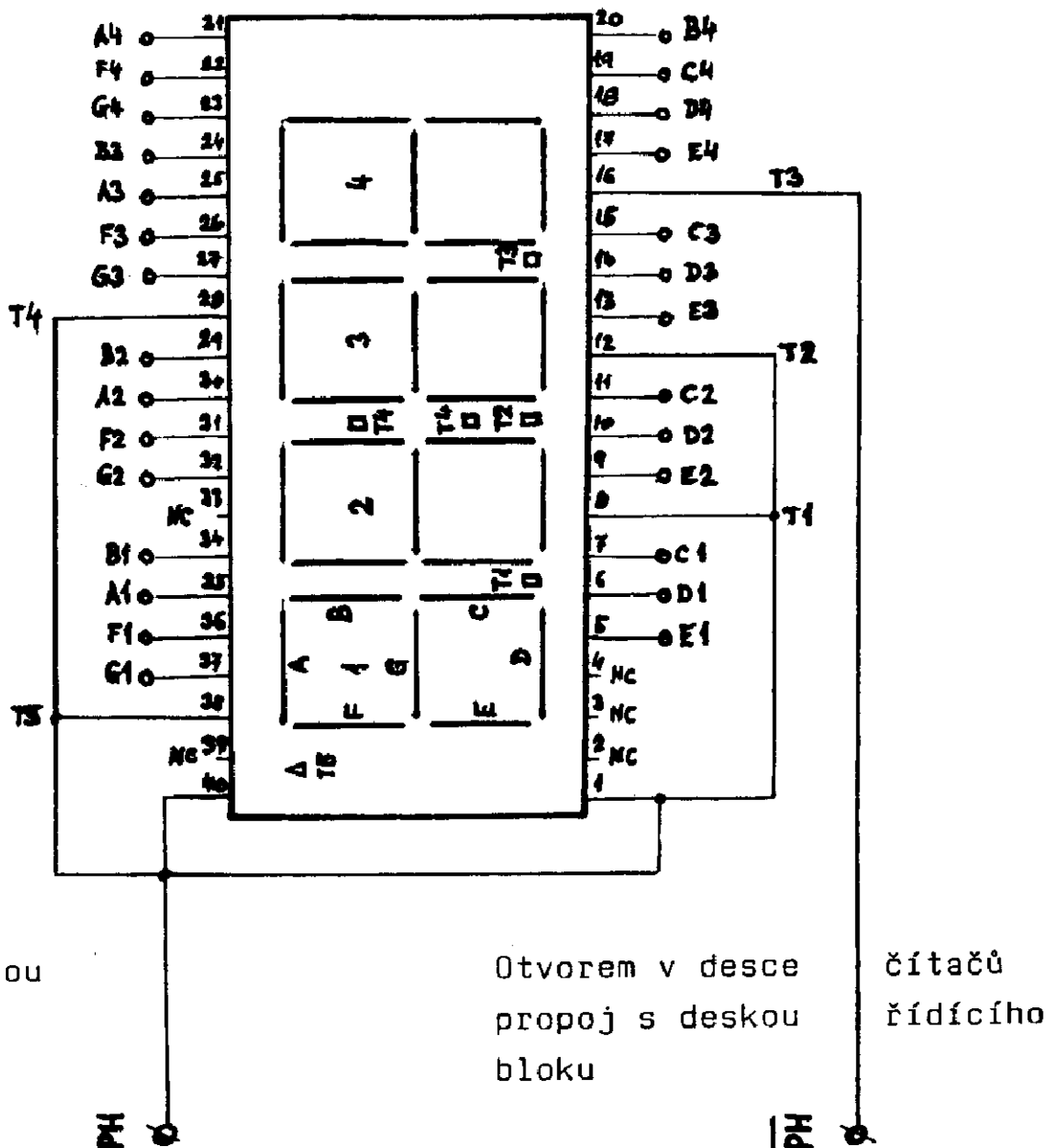
Strana spojů

FANTOM 89
OK1FM

OBR. 14.2.a DZK _ _ DESKA DISPLEJE _ _ SCHEMA

Jednotlivé segmenty se spojí drátovými propojkami s příslušnými dekodéry MHB 4543 desky čítačů. Desetiná tečka je pevná.

Segmentovka 4DR823B.



Mobilní VKV prutové antény

Ing. Závodský OK1ZN

Základní vyzařovací vlastnosti prutových vozidlových antén

Pro mobilní účely se převážně používají prutové antény, které pracují jako vertikální unipóly nad kovovou protiváhou. Tím je dána vertikální polarizace, kterou je žádoucí vytvořit i u základnových antén. U dnešních převaděčů pracujících v 2m pásmu tomu tak v podstatě je. Nedodržení polarizace na přímou viditelnost znamená zeslabení signálu o 20 - 25 dB. Při větších vzdálenostech, kdy na přijímací anténu dopadá záření z několika směrů vlivem odrazu, již toto zeslabení není tak podstatné. Vozidlová prutová anténa se trochu liší od teoretického unipólu tím, že protiváha není rovinná, dostatečně veliká, kolmá, nekonečně vodivá deska, ale nerovnoměrně rozložený vodivý plech, nedostatečně velký a navíc s určitou částí plechu rovnoběžnou s unipólem. Tím je nutno pokládat vozidlovou anténu za nesy-metrický dipól, který se od ideálního bude lišit tím více, čím bude karoserie auta menší, resp. čím bude použitý kmitočet nižší. V praxi to má za následek nerovnoměrný vyzařovací diagram v horizontální rovině závislý na umístění antény (více se vyzařuje ve směru, kde je větší protiváha) a vstupní impedance je také jiná, než odpovídá unipólu. Např. pro rezonanční délku prutu blízkou čtvrtvlnné rezonanci není vstupní reálná impedance 35 Ω, ale o něco více. Pro běžné osobní automobily v pásmu 145 MHz je však mezi vypočítanými hodnotami impedance unipólu a skutečné mobilní antény nepodstatný rozdíl. Vyzařovací diagram dipólu v rovině E ve vzdálené zóně, napájeného uprostřed a tudíž i vyzařovací diagram unipólu je funkcí délky unipólu h a vlnové délky λ a má tvar:

$$F(\theta; h) = \frac{\cos\left(\frac{2\pi}{\lambda} h \cos\theta\right) - \cos\left(\frac{2\pi}{\lambda} h\right)}{\sin\theta}$$

kde λ = vlnová délka (m)

h = délka unipólu (m)

θ = úhel mezi vyzařovacím paprskem a unipólem

dle obrázku 1.

Z tohoto vzorce je možno odvodit, že elementární unipól má v podstatě stejný vyzařovací diagram jako unipól délky $h = \lambda/4$ (viz. obr. 2). Elementární unipól má délku vodiče velmi malou ve srovnání s vlnovou délkou, např. $0,01 \lambda$ nebo ještě méně. Kdyby se podařilo odevzdat do tohoto elementárního unipólu stejný výkon jako do unipólu délky $h = \lambda/4$, bylo by prakticky dosaženo v obou případech stejného dosahu rádiového spojení. Obtíž je v tom, že není vůbec snadné do tohoto elementárního unipólu kvůli nevhodné impedanci dostat stejný výkon jako do unipólu větších délek. Např. vstupní impedance prutové antény výšky 20,7 mm ($h = 0,01\lambda$ na kmitočtu 145 MHz) je $0,04 - j 1550 \Omega$ a vstupní impedance antény výšky 207 mm ($h = 0,1\lambda$) je $3,6 - j 316 \Omega$, zatímco anténa čtvrtvlnné výšky 517 mm má vstupní impedanci $42 + j 22 \Omega$. Všechny tyto příklady uvažovaly s průměrem anténního prutu 3 mm. Z uvedených hodnot je na první pohled zřejmé, že anténu 20,7 mm vysokou lze přizpůsobit např. obvodem skladajícím se ze závitové cívky $L = 1,7 \mu\text{H}$ a paralelního kondenzátoru $C = 775 \text{ pF}$. Uvažujeme-li činitele jakosti cívky $Q = 150$, potom hodnota ztrátového odporu cívky $r_s = \frac{\omega L}{Q} = 10,35$ je mnohonásobně vyšší; než hodnota užitečného vyzařovacího odporu antény $0,04 \Omega$. Výkon přeměněný v teplo v přizpůsobovací cívce je tudíž větší než výkon, který se vyzáří (přibližně o 24 dB). Navíc velmi malá šířka kmitočtového pásma takto krátké antény přináší značné potíže při ladění. Z výše uvedených důvodů je u velmi krátkých antén nutné zajistit jejich velmi dobrou povrchovou vodivost (měděním, stříbřením vodičů), aby i tento odpor se snížil v porovnání s malým vyzařovacím odporem.

Vrátíme se zpět k vyzařovacím vlastnostem unipólu. Jak již bylo ukázáno, elementární unipól má téměř shodný vyzařovací diagram s anténou čtvrtvlnnou. Proto i jejich směrovost se bude velmi málo lišit: Směrovost elementárního unipólu $S = 1,76 \text{ dB}$, a směrovost čtvrtvlnného unipólu $S = 2,15 \text{ dB}$.

Zvětšujeme-li délku prutového unipólu, vyzařovací diagram ve vertikální rovině se stále zúžuje, takže směrovost stále stoupá (např. směrovost půlvlnného unipólu $S = 3,82 \text{ dB}$). Od délky prutu $h = 0,5 \lambda$ se při dalším prodlužování objevuje ve vyzařovacím

diagramu kromě hlavního laloku další postranní lalok v úhlu $\theta = 35^\circ$. Hlavní lalok se přitom stále zúžuje, takže směrovost zatím stále roste. Maximální směrovost se dosahuje při délce prutu $h = 0,635\lambda$ ($\approx 5/8\lambda$), kdy postranní lalok ještě není tak velký (- 8, 9 dB) a hlavní lalok je již značně úzký (obrázek 2). Při dalším prodlužování anténního prutu se začíná rychle zvětšovat postranní lalok, který se přesunuje do úhlu $\theta = 40^\circ$. Směrovost antény do horizontu rychle klesá a při délce prutu $0,725\lambda$ je postranní lalok větší než hlavní. Směrovost antény do horizontu $\theta = 90^\circ$ v závislosti na délce prutu je dána v tabulce 1. Při dosažení délky prutu 1λ vyzařování do horizontu je nulové a taková anténa je pro mobilní provoz zcela nevhodná. Z tabulky je patrné, že při délce antény $0,635\lambda$ (přibližně $5/8\lambda$) je směrovost i zisk antény největší v úhlu $\theta = 90^\circ$. Zisk této antény oproti čtvrtvlnné je 3 dB. Protože anténa svojí výškou obvykle zasahuje do elektromagnetického pole s vyšší intenzitou, nežli anténa čtvrtvlnná, je její relativní zisk ještě větší.

Impedanční vlastnosti vozidlových antén

Na obrázku 3. je na Smithově diagramu znázorněna vstupní impedance unipólu, realizovaného vodičem o průměru 3 mm, v závislosti na jeho délce v metrech na kmitočtu $f = 145$ MHz. Je zde znázorněna vstupní impedance unipólu délky $0,2 \text{ m} \pm 2\text{m}$. Z tohoto diagramu vyplývá, že čtvrtvlnná anténa se dá snadno přizpůsobit vhodnou délkou prutu a vhodnou paralelní kapacitou anténního držáku k impedanci 50 nebo 75Ω . Pro vstupní impedanci 50Ω stačí zajistit, aby kapacita držáku byla 10 pF a délka unipólu $h = 0,515 \text{ m}$ (včetně ekvivalentní délky anténního držáku). Pro vstupní impedanci 75Ω je nutné kapacitu držáku zvětšit na 12 pF a délku unipólu na 0,53 m.

Není-li anténní držák konstruován s kapacitou vhodnou pro příslušnou jmenovitou impedanci je možné ji doladit přidáním paralelního kondenzátoru přímo k místu připojení koaxiálního

kabelu. Kondenzátor musí být kvalitní, nejlépe vzduchový, keramický ze stabilitu nebo slídový. Přizpůsobovací obvod pro anténu délky $h = 0,635 \lambda$ musí obsahovat nejméně dva reaktanční prvky. Nejvíce dva používané jsou znázorněny na obrázku 4. Pro kapacitu anténního držáku 6 pF a průměru prutu 3 mm byly vypočítány hodnoty přizpůsobovacího obvodu:

$$\left. \begin{array}{l} C = 39 \text{ pF}; \\ L2 = 0,030 \text{ } \mu\text{H}; \end{array} \right\} \begin{array}{l} L1 = 0,132 \text{ } \mu\text{H}; \\ L3 = 0,086 \text{ } \mu\text{H}; \end{array} \quad f = 145 \text{ MHz}$$

Všechny tyto způsoby přizpůsobení antény $h = 0,635 \lambda$ vykazují přibližně stejnou hodnotu činitele stojatých vln 1,35 v pásmu kmitočtů 144 ÷ 146 MHz. Protože vypočítané hodnoty cívek i kondenzátorů se předpokládají, že budou realizovány součástkami bez parazitních reaktancí a navíc soustředěny do jednoho bodu, což v praxi není realizovatelné (délka vývodů, délka vlastní cívky, kapacita cívky, indukčnost vývodů), je nutné tyto hodnoty v praxi trochu pozměnit.

Praktické pokyny pro montáž a nastavení antén " $\lambda/4$ " a " $5/8 \lambda$ " na vozidle

Než začneme anténu nastavovat, je nutné si uvědomit, na které místo vozidla a jakým způsobem anténu umístíme. Umístění antény na střeše je jistě velmi výhodné z elektrického hlediska. Vlastní poloha antény - jestli uprostřed nebo nad předním sklem - není v pásmu 2 m tak kritická, jako tomu je na nižších kmitočtech (27 MHz, 80 MHz), protože rozměry karoserie osobního automobilu jsou dostatečně velké vzhledem k vlnové délce. Obecně platí, že vyzařovací diagram má své minimum v tom směru, kde anténa má nejmenší protiváhu. Umístí-li se anténa např. na pravý bok vozidla a bude-li ho svou postatnou částí převyšovat, bude minimum vyzařování v sektoru pravé strany - přibližně v tom směru, ve kterém je anténa namontována. V pásmu 2 m je $\lambda/4$ anténa poměrně nízká a při montáži na blatník vozidla pravidlo o protiváze se doplňuje o zastínění antény karoserií a výsledné minimum se posunuje.

Např. namontuje-li se $\lambda/4$ anténa na levý přední blatník nebo před přední sklo, výrazné minimum se objeví na levém boku, ale směrem dozadu (-15 dB). Při umístění antény na střeše nerovnoměrnost vyzařování nepřekročí hodnotu 3 dB v žádném směru (azimutu). Dále by si každý uživatel měl uvědomit výhody nejen elektrické, ale zároveň výhody a hlavně nevýhody mechanické s tím spojené. Anténa $5/8 \lambda$ je značně vyšší než $\lambda/4$ - přináší zisk signálu - má však značné nároky na mechanické provedení a obtížněji se ladí. Je nutné vyřešit sklápění antény při vjezdu do garáže, mytí vozidla a ochrana antény před nárazy do větví stromů a jiných překážek. Je nutné věnovat značnou pozornost bezvadnému dotyku anténního držáku s karoserií a jehokonzervaci proti korozi. Doporučuji při montáži řádně očištěná dotyková místa karoserie natřít slabou vrstvou silikonové vazeliny, která se při dotazení anténního držáku prořízne a přitom je zachována ochrana proti korozi. Rovněž je nutno vhodnou silikonovou vaselinou chránit otevřený konec koaxiálního kabelu proti vlhku.

Konečně si musí uživatel této VKV antény uvědomit, jak často bude využívat mobilní provoz při jízdě s autem. Při méně častém používání doporučuji zhotovit si anténní držák s magnetickým držením, který nevyžaduje žádné zásahy do karoserie.

Magnetický držák, použitý pro antény $\lambda/4$ a $5/8 \lambda$, je schématicky znázorněn na obr. 5. Podstatnou částí magnetického držáku je přítlačný magnet (1) ve tvaru mezikruží. Magnet je vyroben z tvrdého feritu DUROX D 260 o rozměrech ϕ 82 x 31 x 17 mm, výrobce PRAMET Šumperk, závod Světlá Hora u Bruntálu. Magnet (1) je zatmelen nebo vlepen (3) do ocelového tělesa držáku, který slouží jako pólový nástavec (2). Napájecí koaxiální kabel (6) se připojuje vnitřním vodičem k anténnímu prutu, který je připevněn k izolačnímu držáku (4) a vnější vodič - stínění je připojeno k ocelovému tělesu držáku (2). Přítlačná síla je přímo závislá vzdálenosti pólů magnetů od ocelového plechu karoserie a značně závislá na tloušťce plechu karoserie. Spodní část magnetického držáku je obvykle kryta tenkou gumou, která chrání lak karoserie proti poškození. Ukázalo se výhodné použít místo gumové fólie hliníkový tenký plech (5), který navíc zvyšuje kapacitní propojení magnetického držáku s karoserií auta.

Kapacita mezi karoserií a tělesem držáku, ke kterému se připojuje vnější vodič koaxiálního kabelu, by měla být větší než 500 pF. Propojení středního vodiče koaxiálního kabelu s vlastním anténním prutem je provedeno vodičem ϕ 2 až 3 mm. Výška magnetického držáku mezi středním vývodem a napájecího koaxiálního kabelu a vlastním prutem se musí započítat do celkové výšky antény.

Nastavení antén $\lambda/4$ a $5/8\lambda$ na vozidle

Nastavení antény $\lambda/4$:

Nastavení této antény na vozidle je velmi jednoduché. Zajistíme, aby kapacita anténního držáku byla 10 pF pro impedanci 50 Ω nebo 12 pF pro impedanci 75 Ω . Kondenzátor můžeme připojit paralelně k anténnímu držáku pod střechem vozidla v místě připojení koaxiálního kabelu. Délku prutu zvolíme přibližně 520 mm a postupným zkracováním po 2 až 3 mm a měřením PSV reflektorem nastavíme nejvýhodnější délku prutu. V praxi se dá dosáhnout na jmenovitém kmitočtu PSV 1:1 a při šířce pásma \pm 1 MHz se zhorší PSV na kraji pásma na hodnotu 1:1,1. Tato anténa je použitelná pro celé 2 m pásmo.

Nastavení antény $5/8\lambda$:

Nastavení se dá udělat dvojím způsobem:

- a) pomocí přizpůsobovacího obvodu pod karoserií
 - b) přizpůsobovací cívkou v prutu antény pod anténním držákem
- a) Tento způsob je výhodný z mechanického hlediska (prut je bez cívky), ale předpokládá co nejnižší hodnotu kapacity anténního držáku maximálně 5 až 6 pF. Přizpůsobovací obvod pro anténu délky $h=0,635\lambda$, tj. 1314 mm pro $f = 145$ MHz má zapojení dle obr. 4. Přibližné hodnoty: $C1 = 39$ pF, $L1 = 0,13$ μ H nebo $L2 = 0,03$ μ H a $L3 = 0,086$ μ H. Anténu nastavíme tak, že pro určitou hodnotu cívky $L1$ nastavíme kapacitním trimrem $C1$

min. PSV a hodnotu si poznamenáme. Změníme trochu cívku L1 a znovu kapacitním trimrem nastavíme min. PSV. Postupně tak zjistíme, při které hodnotě L1 lze dosáhnout naladěním trimru C1 min.PSV. Kapacitní trimr pak zaměníme za vhodný pevný kondenzátor (Je možné použít slídový, resp. keramický - stabilita na co nejvyšší napětí). V praxi se dá dosáhnout PSV 1:1 ve středu pásma a PSV 1:1,4 na kraji pásma \pm 1 MHz.

- b) Pro toto přizpůsobení je nutné mít přizpůsobovací cívku nad anténním držákem. Opět musíme zajistit, aby celková délka prutu, včetně této cívky nad karoserií byla 1314 mm. Nastavováním cívky a měněním kapacity držáku paralelně připojeným kondenzátorem se snažíme opět dosáhnout minimální PSV. Toto přizpůsobení je sice náročné na zhotovení prutu včetně cívky, ale je výhodnější z elektrického hlediska. Kapacita držáku nemusí mít tak nízkou hodnotu jako při přizpůsobování dle bodu a).

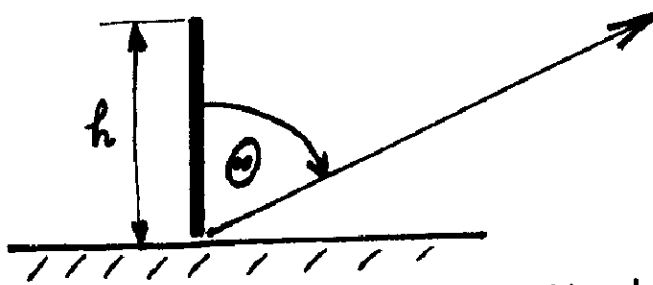
Po nastavení je nejlépe zhotovit cívku z měděného drátu a po skončení měření zhotovit ji z nerez drátu stejného průměru, jako má ocelový drát vlastního prutu. Konečná hodnota před zkracováním cívky by měla být kolem 0,29 μ H.

Po nastavení této antény je nutno mít na zřeteli, že délka prutu by měla být včetně cívky vždy 1313 mm a při změně cívky např. zkrácení, znovu dostavena délka prutu. Zisk antény $5/8 \lambda$ klesá při nedodržení její délky.

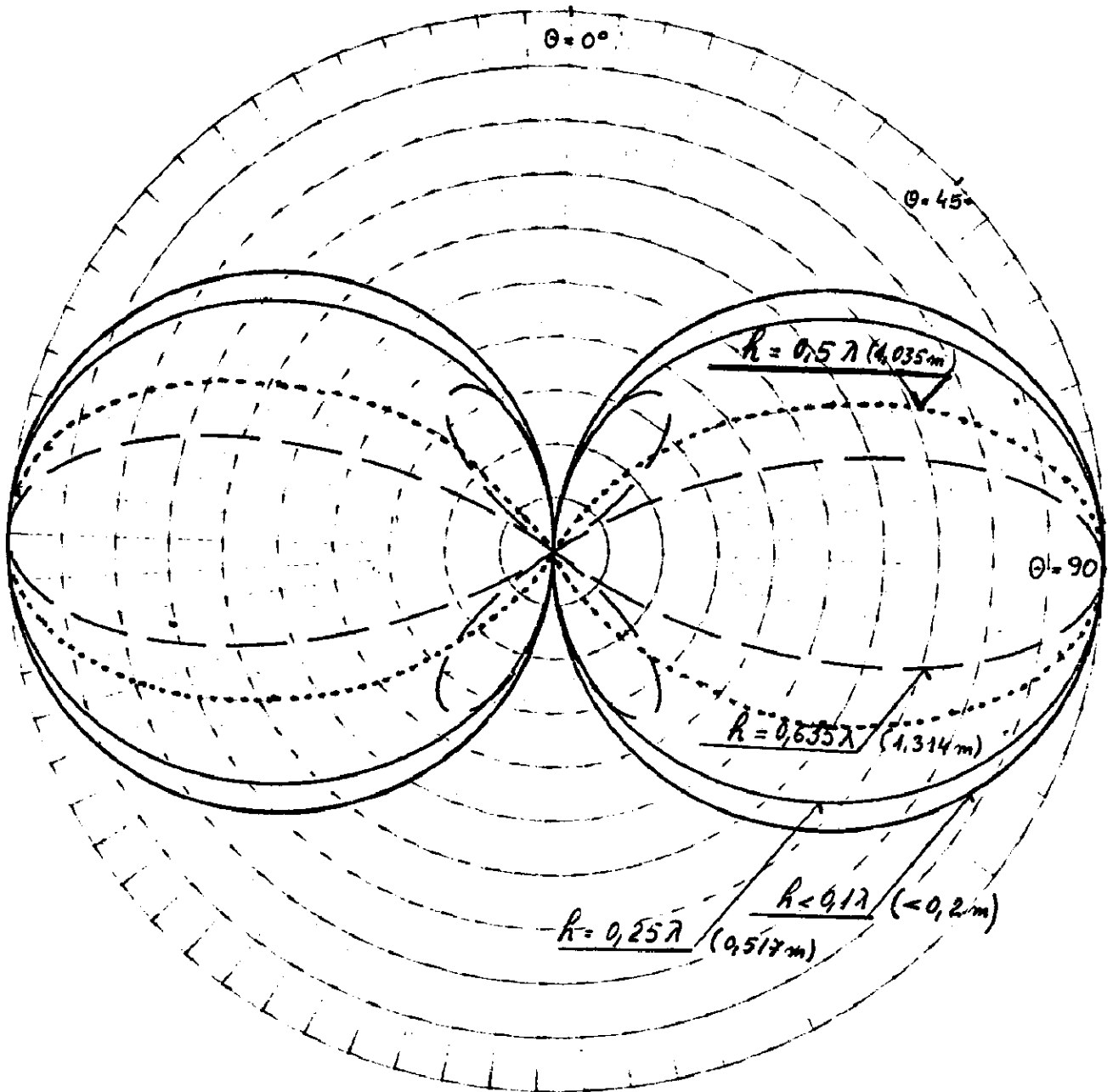
Podobné anténě, která se doladuje změnou délky prutu, se také často říká anténa $5/8 \lambda$, i když je kratší a nemůže mít daný zisk. Správné je, aby celková výška antény včetně cívky a držáku byla $0,635 \lambda$ a hodnota cívky se navrhla tak, aby s určitou kapacitou držáku byl PSV co nejnižší.

Tabulka 1

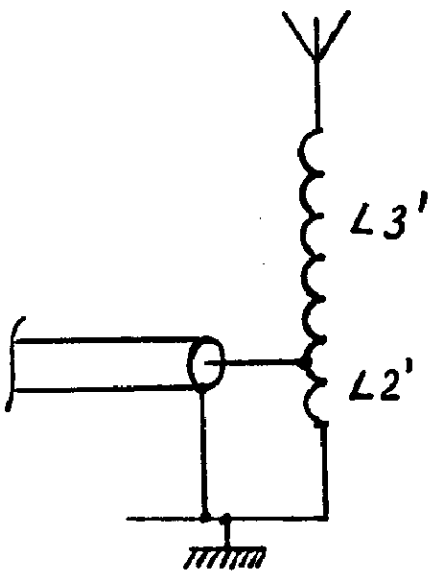
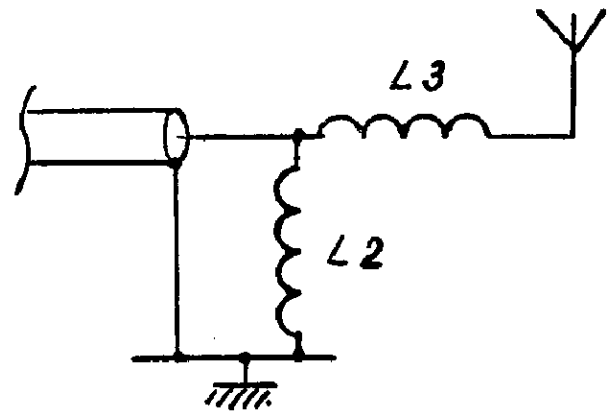
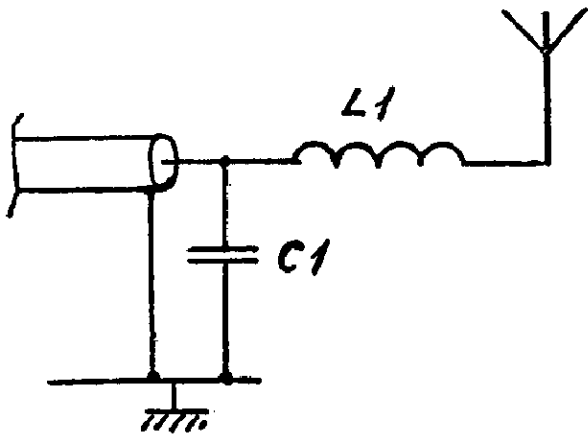
Délka vozidlové antény		Směrnost vozidlové antény /dB/	
h/λ	h /m/ $f = 145$ MHz	S absolutní	S relativní/ $\lambda/4$
0,005	0,011	1,76	-0,39
0,05	0,104	1,78	-0,37
0,10	0,207	1,83	-0,32
0,15	0,311	1,92	-0,23
0,20	0,414	2,00	-0,15
0,25	0,517	2,15	0
0,30	0,625	2,34	+0,19
0,35	0,724	2,60	+0,45
0,40	0,826	2,92	+0,77
0,45	0,931	3,32	+1,17
0,50	1,035	3,82	+1,67
0,55	1,138	4,41	+2,26
0,60	1,242	4,99	+2,84
0,635	1,314	5,18	+3,03
0,65	1,345	5,12	+2,97
0,70	1,448	3,85	+1,70
0,75	1,552	0,57	-1,58
0,80	1,655	-4,19	-6,34
0,85	1,256	-10,02	-12,17
0,90	1,867	-17,58	-19,73
0,95	1,966	-29,75	-31,90
1,00	2,069	-	-



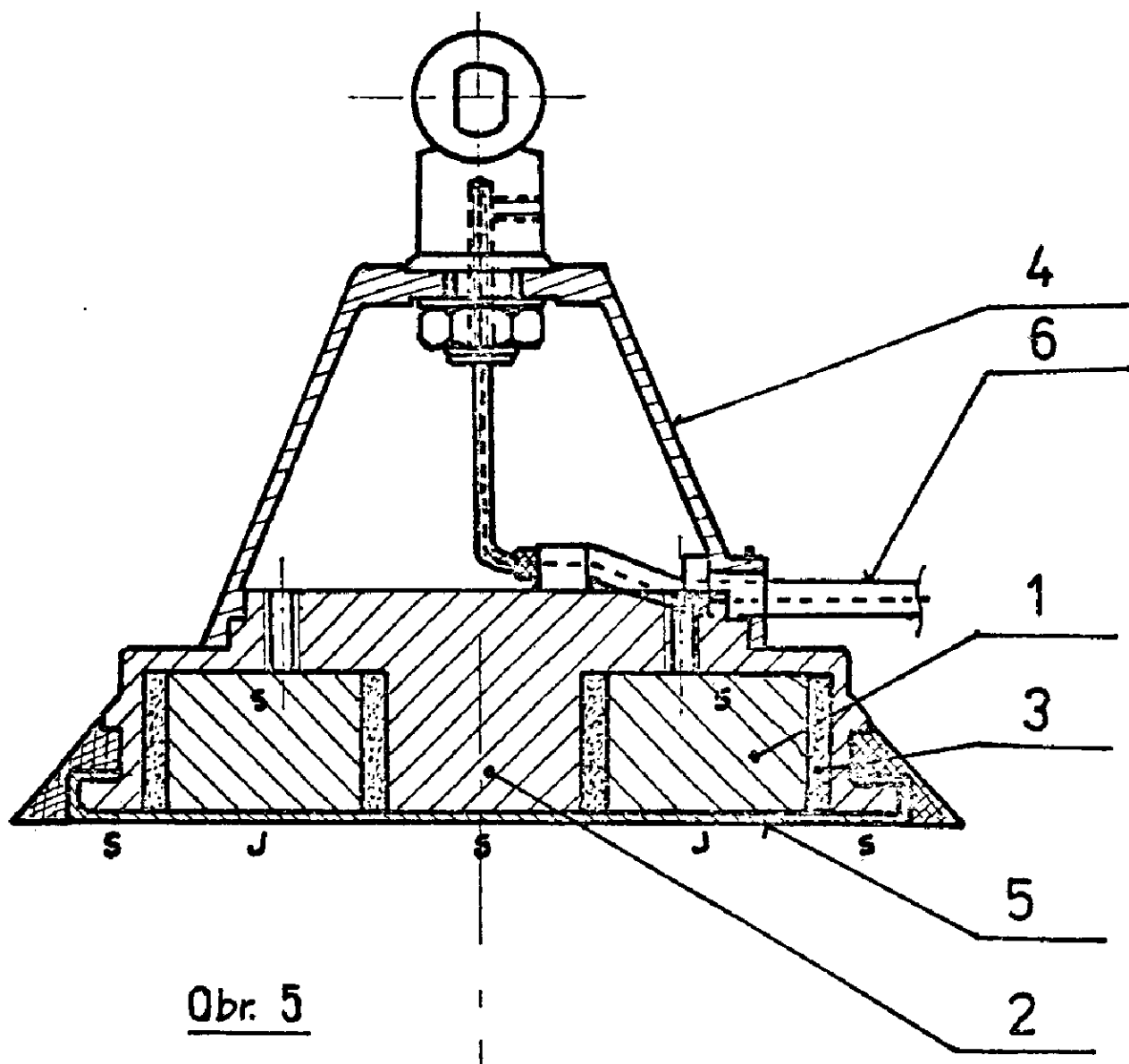
Obr. 1



Obr. 2



Obr. 4



Problematika TVI

Ing. Závodský OK1ZN

V tomto příspěvku jsem chtěl přispět k odstranění rušení hlavně barevných televizorů a VKV přijímačů, které zatím je nejpalčivějším z uvedených problémů. Samozřejmě předpokládám, že vysílače jsou v dobrém technickém stavu. Rušení silným signálem od blízkého vysílače se v zásadě musí rozdělit na dvě části. Rušení od vysílače pracujícího v pásmu krátkých vln anebo v pásmu VKV.

Rušící vysílač pracuje v pásmu krátkých vln.

Vysílač pracující v pásmu KV na rozdíl od VKV nemá definovaný rušivý kmitočet a nemůže se potlačovat selektivním způsobem. Rušivý signál se z největší pravděpodobností dostává do televizoru pomocí svodu antény. Další cestou, kterou se signál může dostat do televizoru nebo do přijímače je síťový přívod a poslední možností je přímé ozáření televizorů nebo jeho ovládacího příslušenství, sluchátek, reproduktoru a připojeného zařízení. Vysokofrekvenční pole od krátkovlnného vysílače vyvolá jen velmi slabou elektromotorickou sílu na anténní svorce televizní antény. Efektivní výška antény, což je přepočet intenzity elektrického pole na elektromotorickou sílu, je velmi malá. Mnohem více signálů se dopraví do televizoru vlastním svodem antény, např. vnější stínění koaxiálního kabelu působí jako krátkovlnná anténa s dobrou efektivní výškou. Přestože je v televizoru vnější vodič spojený přes oddělovací kondenzátor s kostrou, značná část signálu je vazebně přenesena do různých míst televizoru, kde amplitudové i fázové změny rušícího signálu při provozu SSB nebo při klíčování způsobují posuvy různých pracovních bodů. Signál, který se indukuje přímo na svorky televizní antény a svodem se přivádí dolů je slabší než ten, který je indukován přímo na svodu jakožto krátkovlnné anténě. Je nutné omezit úroveň obou těchto složek.

Pro omezení hlavní složky rušení po vnějším vodiči svodu je výhodné přerušit galvanický svod a přitom zachovat co nejnižší

vložný útlum v pásmu televizního nebo rozhlasového příjmu. V literatuře je často popisován účinný způsob pomocí feritového transformátoru. Změřil jsem několik takových transformátorů, jejichž provedení je na obr. 1. Výsledky měření jsou uvedeny na obr. 2,3. Zde se zájemce může také seznámit, jaký vložný útlum pro příjem TV nebo VKV způsobuje daný feritový transformátor. Na obrázcích je také uvedena sériová kapacita, která stojí v cestě rušícímu signálu. Je-li k dispozici dobrá úroveň televizního signálu, což bývá ve společných rozvodech, potom i útlum několika decibelů užitečného signálu je přijatelný a při malé sériové kapacitě dojde ke značnému omezení rušení. Je nutné jednotlivé typy transformátorů vyzkoušet a zvolit nejlepší z nich. Z naměřených výsledků se jeví optimální hmota M1, dvouděrové jádro nebo toroid. Dokonce je možné použít i ryze nízkofrekvenční hmotu H22, při dosažení poněkud vyšších ztrát úrovně signálu TV. Naopak hmota pro vysoké kmitočty N01 vykazuje malou impedanci a tím i větší vložný útlum užitečného signálu. Při použití většího počtu závitů vzrůstá sériová kapacita a potlačení rušícího signálu je nižší. Úroveň potlačení rušícího krátkovlnného signálu závisí hlavně na velikosti sériové kapacity a částečně na místě připojení feritového transformátoru a konstrukci televizorů. U všech těchto feritových transformátorů bývá i v literatuře nesprávně uveden vložný útlum pro užitečné signály.

Jiným způsobem je omezení průchodu krátkovlnných kmitočtů do přijímače je použití jednoduché hornofrekvenční propusti, přičemž sériové kondenzátory je nutné zařadit jak do středního vodiče, tak i do stínění. Používá-li se ke svodu televize ještě dvoulinka, je nutno hornofrekvenční filtr zhotovit jako symetrický, to znamená sériové kapacity zařadit do obou vodičů dvoulinky. Pokračuje-li rušení i po uvedeném způsobu filtrace anténního svodu je možné, že rušivý signál přichází do přijímače přes síťovou přípojku. Někdy stačí napájet rušený přijímač z jiné zásuvky, nebo je-li to možné z jiné fáze síťového rozvodu. Užitečné je také vložení oddělovacího transformátoru do síťového přívodu.

Někdy pomůže vložení filtru dolní propusti do síťového přívodu. Z vyráběných síťových filtrů je možné použít WN 852 02? který je nejvýhodnější. Kromě toho lze také vyzkoušet filtr TC 241 nebo WK 050 03. Rozvod síťového napětí v domě působí jako rozměrná přijímací anténní soustava a velikost signálu, který se dostane do přijímače závisí na poloze, kde se nalézá síťová zásuvka. Ideální by bylo vložit přívod síťové šňůry do ztrátové feritové hmoty, jako např. H22 tak, aby celý obvod šňůry byl touto hmotou obklopen. Útlum závisí na délce obalení touto ztrátovou hmotou. Prospěšné také bývá nasunutí těsných feritových kroužků z uvedené hmoty na síťovou šňůru.

Síťová šňůra se může také navinout na určitý průměr závit vedle závitu, aby vytvořila tlumivku nejlépe tak, aby s mezizávitovou kapacitou rezonovala na rušícím kmitočtu. To je však realizovatelné spíše pro rušící vysílač z pásma VKV.

Nejobtížněji se odstraňuje přímé ozáření televizoru rušivým polem. V tomto případě se musí blokovat některá místa uvnitř přijímače paralelními kapacitami a sériovými odpory nebo navléknutím malých feritových kroužků z hmoty H na příslušné vývody. Při tomto rušení se také výrazně uplatňuje poloha zarušeního přístroje. Ze strany rušícího vysílače je nutné udělat také některá opatření proti tomuto rušení. Především nepoužívat jednodrátové anténní svody, dokonce ani typu dvoulinky, které vyzařují značnou část vř energie dopravovanou k anténě. Anténní rozvod k vysílací anténě se musí provést v domě výhradně z koaxiálních kabelů a u strany antény zajistit dokonalé přizpůsobení. Toto přípojně místo by mělo být někde na střeše co nejdále od vnitřních prostor železobetonových konstrukcí budov. Velmi užitečné je zařazení dolnofrekvenčního filtru do anténního koaxiálního kabelu, který je zabudován mimo vlastní vysílač v samostatné kovové a zcela uzavřené krabici. Tento filtr se zařazuje do vzdálenosti 1 - 5 m od vysílače, přestože v jeho koncovém stupni je také filtr vestavěn.

Rušící vysílač pracuje v pásmu velmi krátkých vln

Rušící signál se i v tomto případě dostává do televizoru nejčastěji anténním svodem. Jsou tu však rozdíly, které znamenají i jiný postup při odrušování televizorů. Předně si musíme uvědomit, že efektivní výška běžných televizních antén je srovnatelná s efektivní výškou pro rušivé signály v pásmu 145 MHz a 435 MHz. To znamená, že rušící signál bude veden do televizoru přímo anténním svodem, ať se jedná o koaxiální kabel nebo dvoulinku. Signál, který se indukoval při krátkých vlnách do svodu - vnějšího stínění koaxiálního kabelu, nebude v tomto případě ten podstatnější. Další rozdíl oproti rušení krátkými vlnami je ten, že relativní šířka pásma rušících vysílačů v pásmu VKV je malá a rušení se dá dobře filtrovat selektivní metodou. Filtr, který se zařazuje před rušený televizor se může navrhnout takovým způsobem, aby v pásmu VKV rozhlasu a ani v žádném TV pásmu vložný útlum nepřekročil 1 až 2 dB, což je přijatelné i pro příjem dálkových signálů. Filtr je proveden jako dvojitý "notch" filtr. Schéma tohoto filtru je na obr. 4. Jde o dva sériové rezonanční obvody, realizované buď ze soustředěných prvků, tj. cívky L_1 a kondenzátoru C_1 , nebo z půlvlných, lépe celovlnných úseků koaxiálního vedení na konci zkratovaných, které jsou připojeny paralelně k televizním svodům a vzdáleny od sebe čtvrt vlny, aby se jejich účinek zdvojnásobil. Jeden tento obvod působí selektivní útlum na rezonančním kmitočtu přibližně 30 dB. Při dvou těchto obvodech se dá uvedeným způsobem dosáhnout útlumu 60 dB.

Při paralelním spojení dvou obvodů těsně vedle sebe by se zvětšil útlum o méně než 6 dB, přičemž vzhledem k silné vzájemné vazbě obou obvodů by vznikla nadkritická vazba a změnila by se útlumová křivka. Protože při realizaci tohoto sériového obvodu musíme počítat s určitým konečným Q obvodu, dochází k útlumu i v těsné blízkosti rezonančního obvodu. Pro zlepšení vložného útlumu na kmitočtu nad rezonančním se paralelně zapojuje kondenzátor a pro kmitočet pod sériovou rezonancí cívka. Kondenzátor i cívka je navržena tak, aby se na žádaném kmitočtu vytvořila paralelní rezonance.

Potom na tomto kmitočtu a jeho blízkém okolí bude minimální útlum.

Např. pro obvod, který má filtrovat vysílač v pásmu 144 - 146 MHz a přitom co nejméně tlumit 6. televizní kanál, vychází následující hodnoty součástek: vzduchová cívka na \emptyset 5 mm z drátu \emptyset 0,8 má 6 závitů a délka cívky 8-12 mm podle naladění. Sériový kondenzátor keramický 12 pF a paralelní keramický kondenzátor 18pF. Útlum v pásmu 144-145 MHz je větší než 50 dB a útlum v pásmu 175 - 181 MHz menší než 1 dB. Útlum pro IV. a V. pásmu druhého programu je také menší než 1 dB.

Vztahy pro výpočet paralelní kapacity resp. indukčnosti jsou následující

$$C = \frac{C_1}{\left(\frac{f_p}{f_s}\right)^2 - 1} \quad f_p > f_s$$

$$L = L_1 \left(\frac{f_s}{f_p}\right)^2 - 1 \quad f_p < f_s$$

Oba sériové obvody se ladí na střed pásma 145 MHz.

Rozborem výpočtů a provedením několika měření jsem dospěl k následujícímu závěru:

Pro sériový obvod je lépe zvolit co největší indukčnost tak, abychom mohli realizovat příslušnou sériovou kapacitu (kondenzátor 1 - 2 pF, keramický stabilit). Při takto zvolených obvodech se sice nezíská maximální útlum (přesto útlum větší než 30 dB), ale obvody jsou selektivnější a nemusí se provádět kompenzace paralelními reaktancemi ani pro 6. kanál, který je nejbližší pásmu 145 MHz ani pro VKV rozhlasových přijímačů v pásmu CCIR. Pro ostatní vzdálenější televizní kanály nebo pásma samozřejmě také není nutné provádět kompenzaci. Paralelní sériové obvody tvořené koaxiálními kabely délky $\lambda/2$ resp. λ , na konci zkratované, pracují podobně, nejsou však praktické pro realizaci.

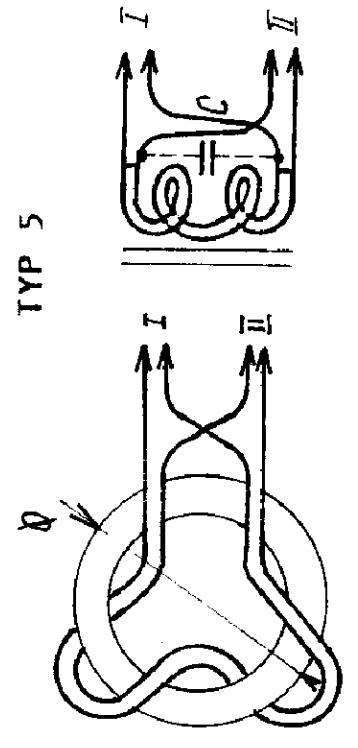
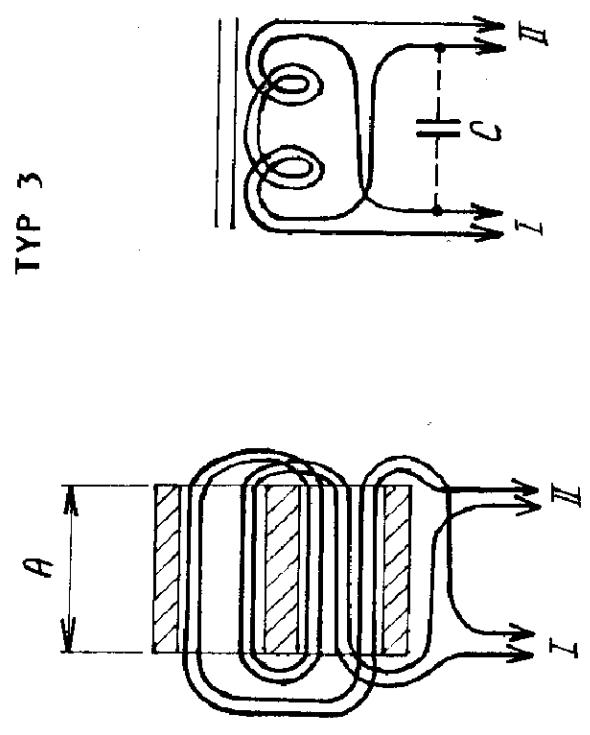
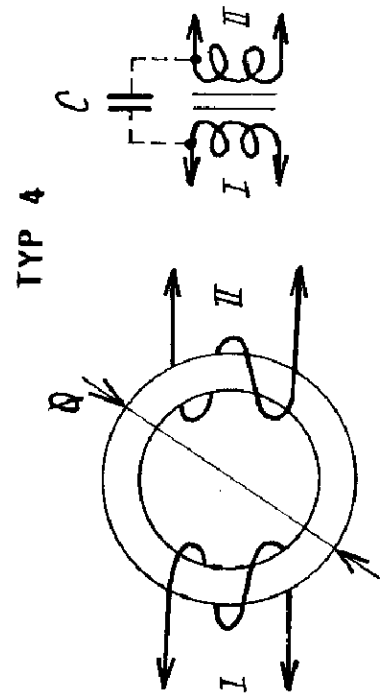
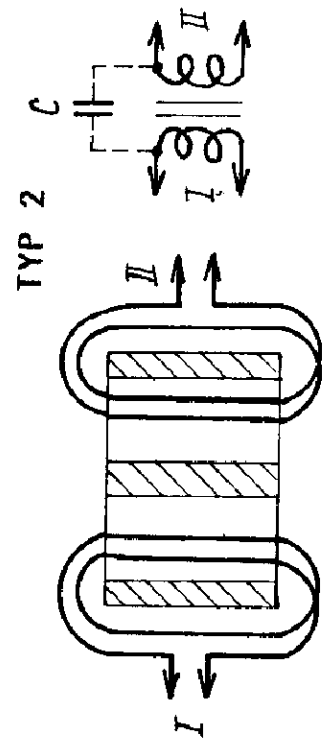
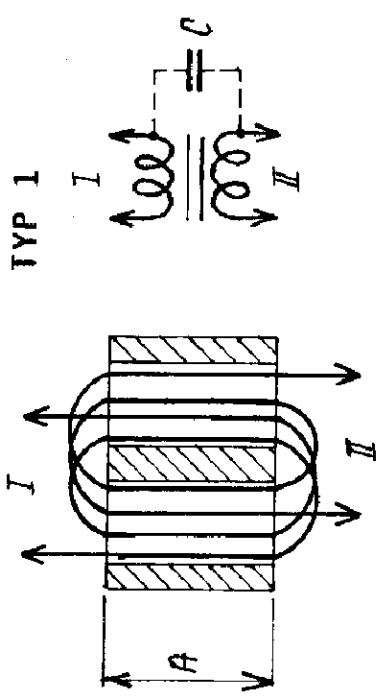
Čtvrtvlnný úsek průběžného koaxiálního vedení, který odděluje oba sériové obvody, je výhodné vytvořit jako páskové vedení z dvoustranného tištěného spoje, kde druhá strana neleptaná, nahrazuje vnější vodič. Pro impedanci 75Ω a ϵ kupřextitu = 4 vychází šířka pásku $w = 1,45$ mm při tloušťce kupřextitu $h = 1,5$ mm. (Poměr $w:h = 0,96$).

Cívky L_1 jsou provedeny na kostříčkách Tesla Pardubice $\phi 0,5$ mm o 8 závitů těsně vedle sebe, z drátu $\phi 0,5$ LCUA - jádro z hmoty N01 nebo N02.

Při provedení tištěného spoje dle obr. 5 a konstrukčním uspořádáním filtru dle obr. 6 mají oba sériové obvody vhodnou vzájemnou vazbu, takže vytvoří v celém kmitočtovém pásmu 144 - 146 MHz útlum - 35 dB (viz. obr. 7). Celková útlumová křivka tohoto filtru je na obr. 8. Tištěnou desku je možné umístit do kovové krabičky. Podobným způsobem je možné navrhnout filtr pro potlačení rušícího kmitočtu z pásma 435 MHz.

Právě popsaný filtr velmi účinně potlačí rušení od blízkého VKV vysílače. Pro potlačení rušení od VKV vysílače, které se dostává do televizoru po vnějším stínění koaxiálního svodu, je nutné nasunout na koaxiální kabel feritové trubičky nebo kroužky z hmoty H22. Feritové kroužky musí být co nejtěsněji nasunuty na vnější stínění. Útlum rušícího signálu je opět závislý na délce tohoto feritového obalu. Pro docílení útlumu cca 20 dB je nutná délka tohoto obalu 20 až 30 cm. Jiný způsob je navléknutí těchto feritových těsnících kroužků na kabel ve vzájemné vzdálenosti cca $0,6 \lambda$. Podobně na síťovou šňůru se může navléci řada feritových kroužků z hmoty H22, H18 atd. nebo vytvořit vysokofrekvenční rezonátor stočením šňůry do cívky. Na VKV je také možné přímé ozáření televizoru nebo jeho příslušenství, natočí-li se směrová anténa vysílače do příslušného směru. Přívodní vodiče nebo vodiče uvnitř televizoru jsou pro kmitočty VKV docela účinné přijímací antény. Odstraňování tohoto rušení je opět individuální záležitostí a spočívá v blokování a stínění některých uzlů a vodičů uvnitř přijímače. Je možné zkombinovat filtraci KV i VKV vysílačů do jednoho celku. Např.

spojení feritového oddělovacího transformátoru s uvedeným filtrem VKV. Rovněž je možné k filtru VKV přidat hornofrekvenční propust. Je nutno dodržet tu zásadu, že i vnější vodič koaxiálního svodu k televizoru musí být přerušen kondenzátorem. Útlum na KV je hlavně dán velikostí této sériové kapacity.



typ 4, ϕ 10, N1, 2 x 4 záv, C = 1,3 pF

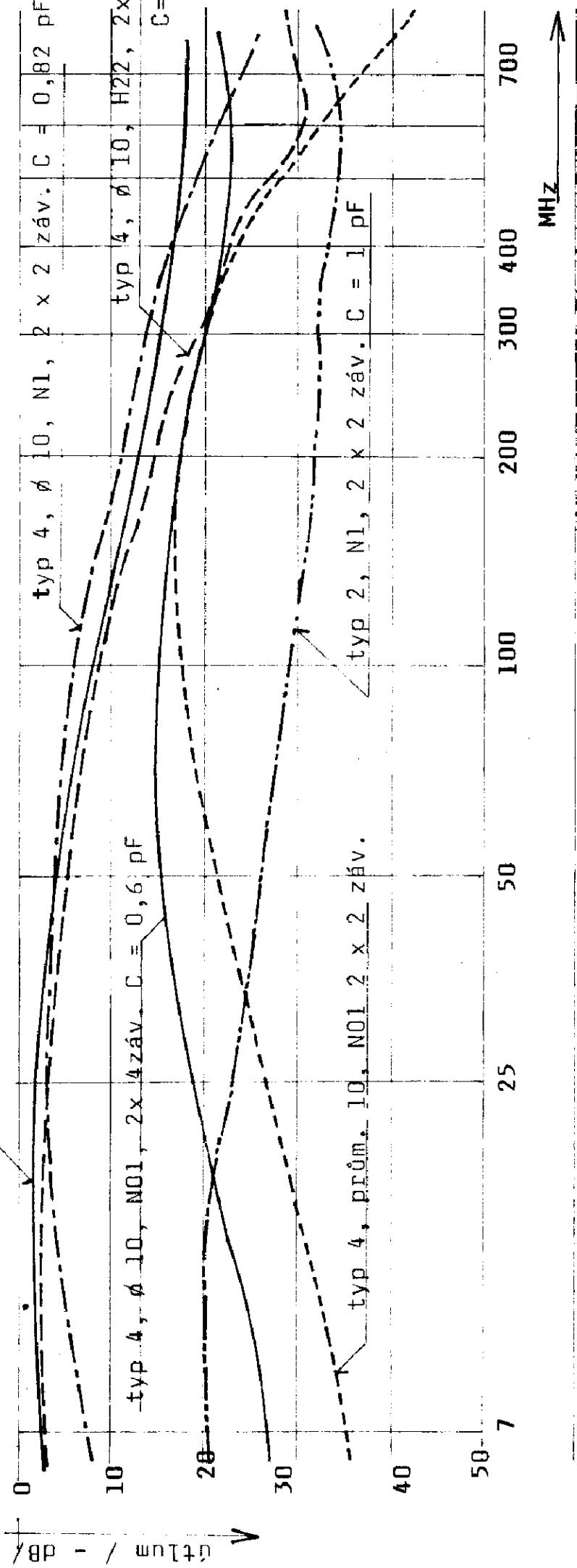
typ 4, ϕ 10, N1, 2 x 2 záv. C = 0,82 pF

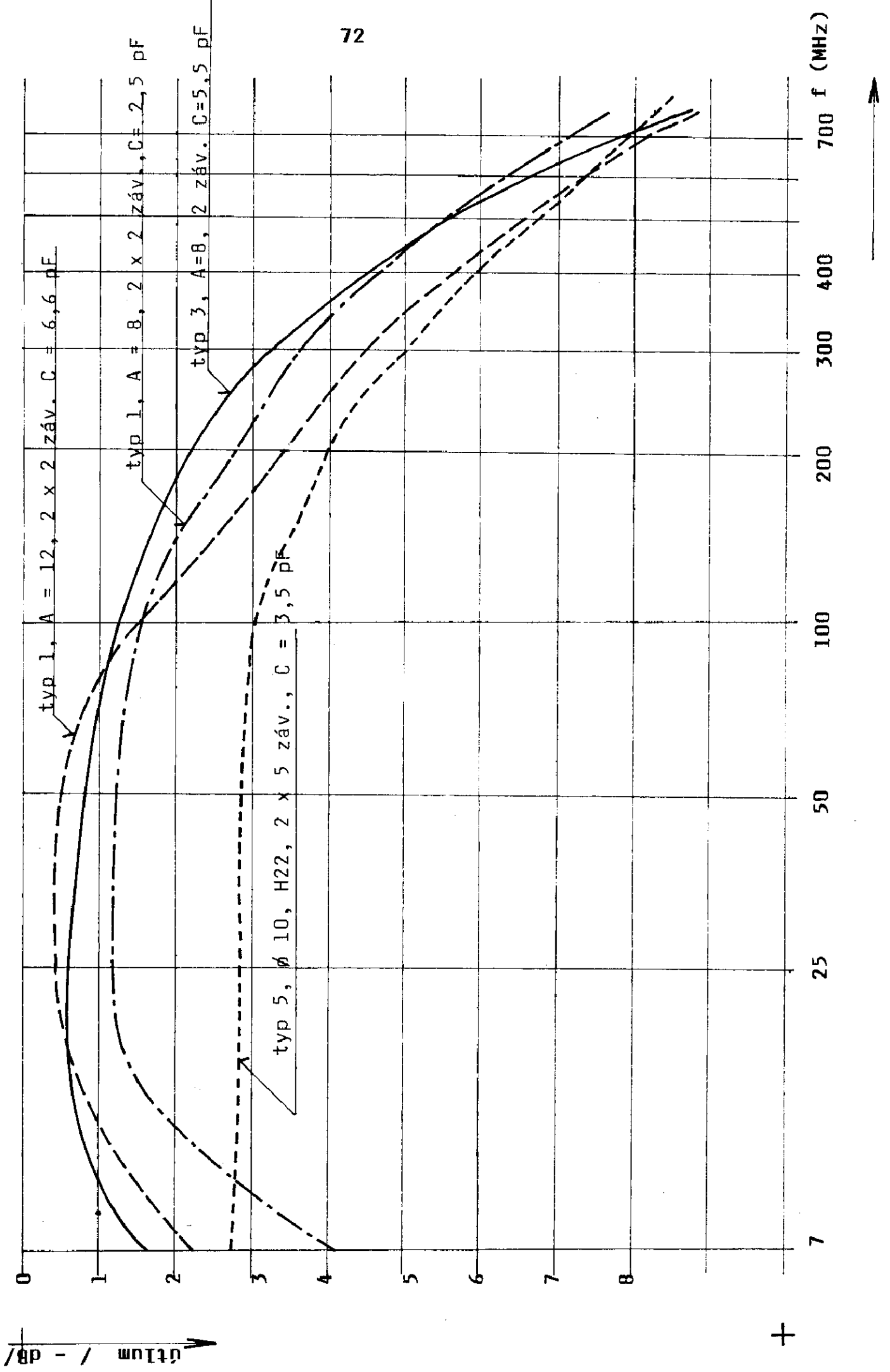
typ 4, ϕ 10, N1, 2 x 4 záv. C = 0,6 pF

typ 4, prům. 10, N01 2 x 2 záv.

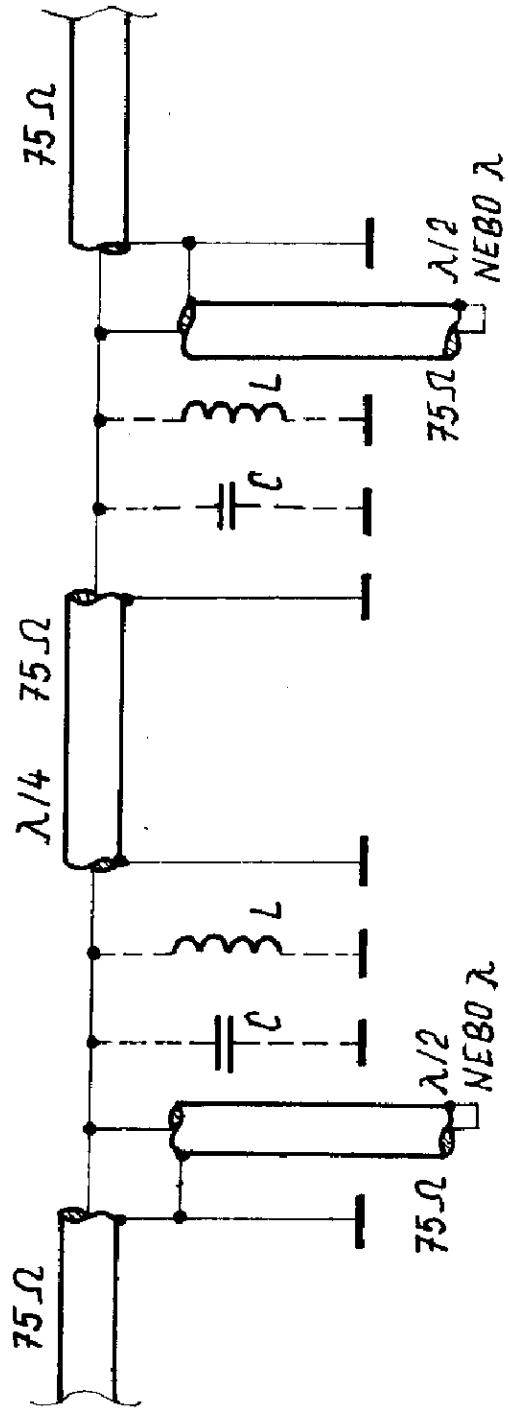
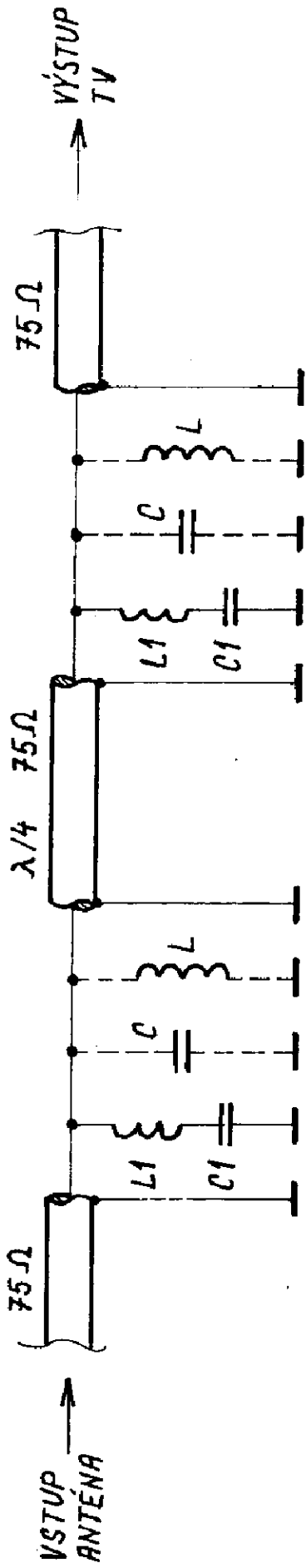
typ 2, N1, 2 x 2 záv. C = 1 pF

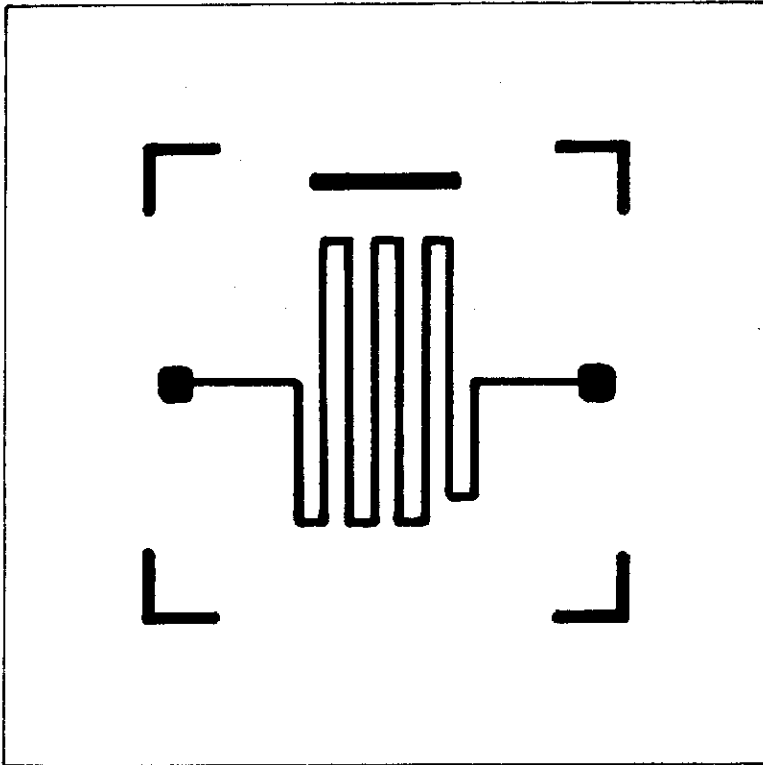
typ 4, ϕ 10, H22, 2x2 záv. C = 1,4 pF



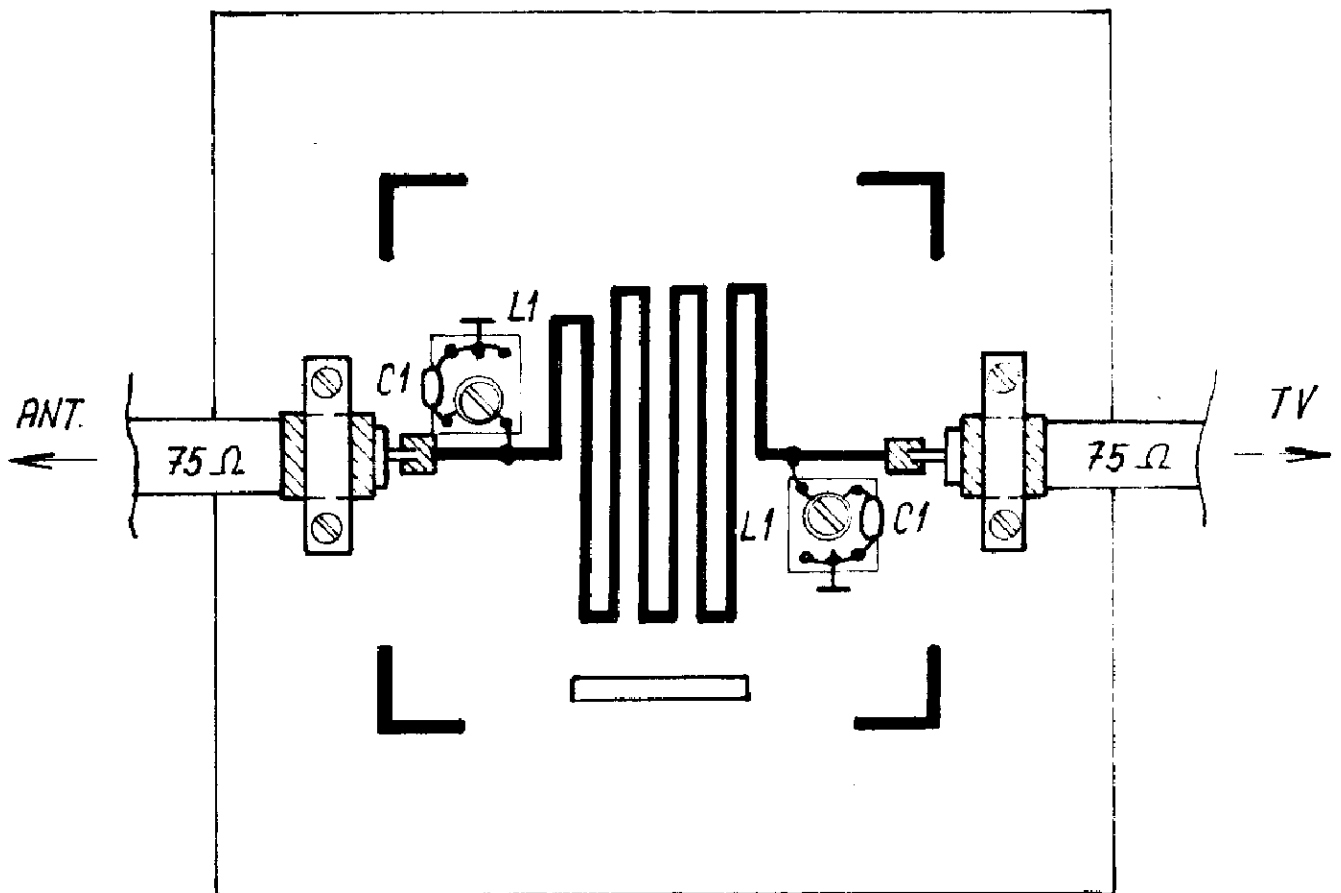


+

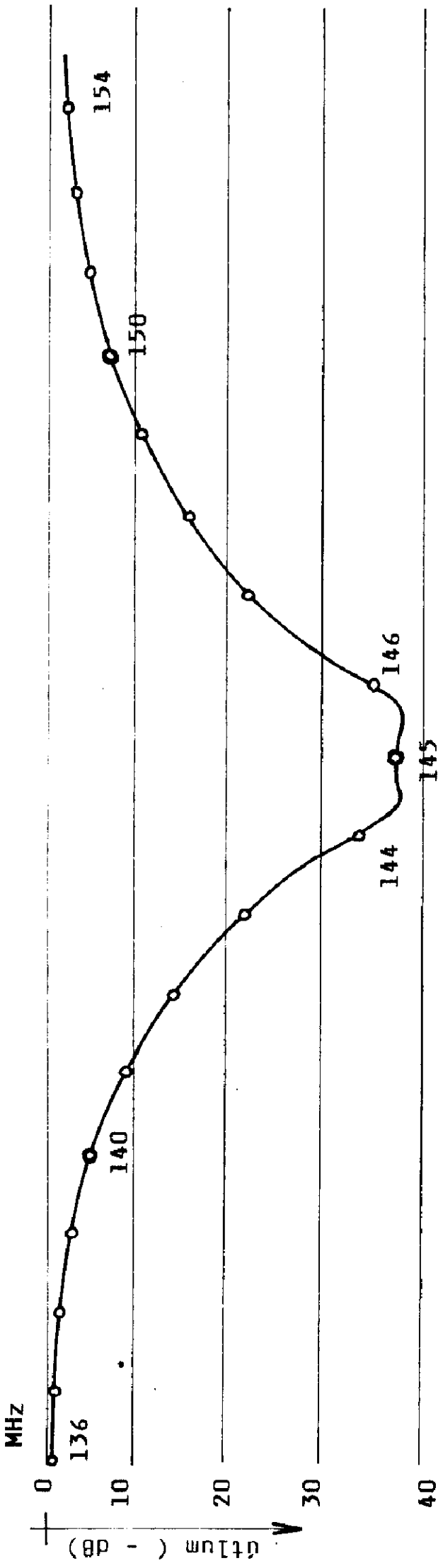




OBR. 5

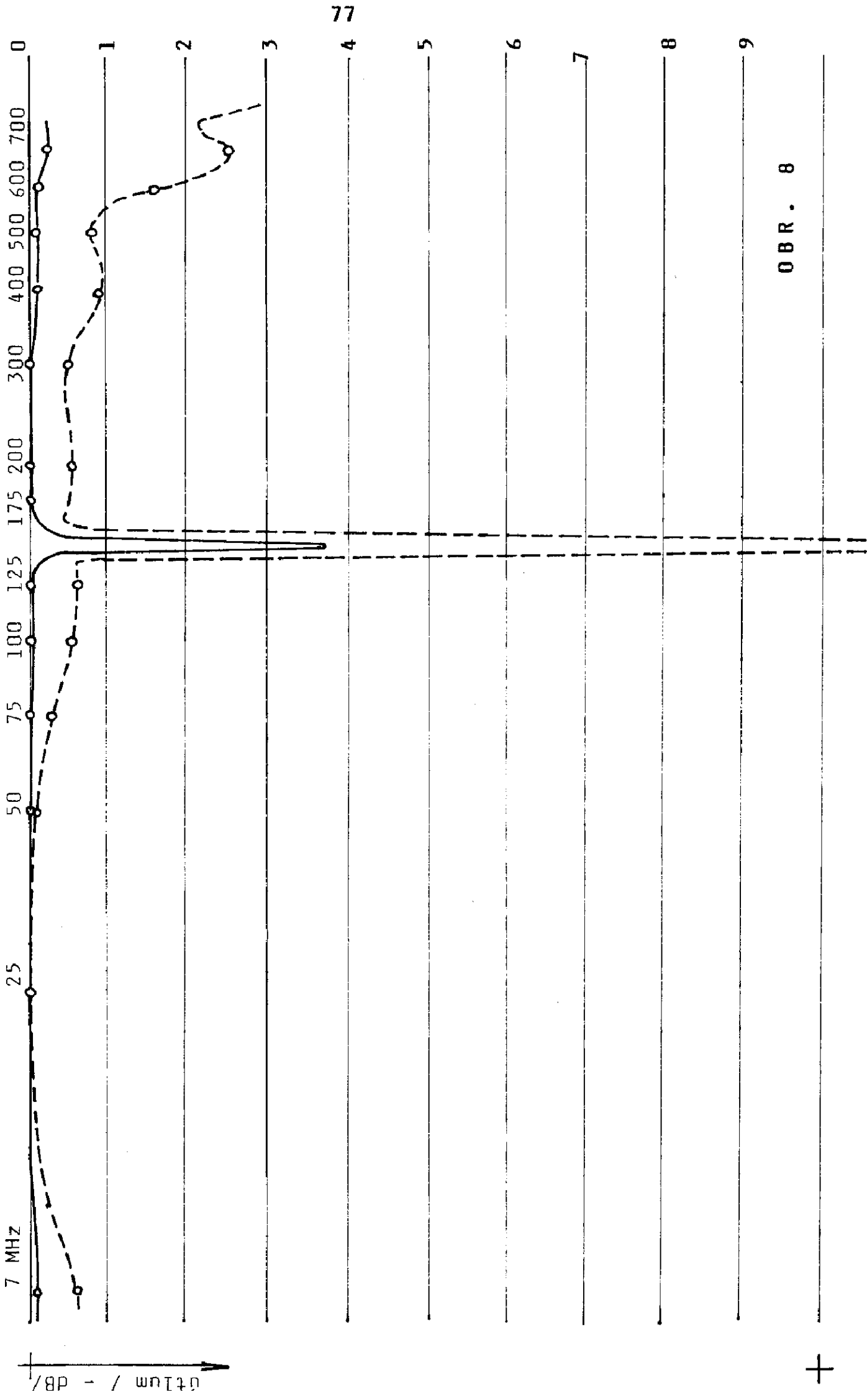


OBR. 6



OBR. 7

+



OBR. 8

+

Praktická zapojení z techniky VHF

Jař. Klátíl OK2JI

Při konstrukci nového zařízení na 23 cm jsem realizoval řadu obvodů, z nichž některé v následujícím příspěvku uvádím.

Blokové schema oscilátoru transvertoru obr. 1

Výsledná kmitočtová stabilita zařízení pro vyšší UHF pásma je dána především stabilitou základního krystalového oscilátoru, jehož kmitočet musíme mnohokrát násobit. V mnoha případech, kdy není k dispozici vhodný x-tal. výbrus o vyšším kmitočtu, vycházíme z kmitočtu nízkého. Termostatováním výbrusu ještě zlepšíme výslednou stabilitu, zejména v podzimních podmínkách, při práci z přechodového stanoviště, kdy již může docházet ke značným změnám teploty okolí. Popisovaný mini - termostat zajistí ustálení x - talu na teplotě během asi 3 minut. V běžném provozu, kdy nepotřebujeme znát přesný provozní kmitočet, je možno termostat vypnout.

Vlastní krystalová jednotka pracuje v sériové rezonanci v opomíjeném Buttlerově zapojení, které je kmitočtově velmi stabilní a při změně kmitočtu sériovou kapacitou se téměř nemění výstupní úroveň signálu. Z jednoho kolektoru tranzistoru je možno odebírat s velkým obsahem harmonických kmitočtů, z druhého téměř sinusový signál (v druhém případě byl tento typ oscilátoru použit v generátoru LSB/USB signálu, kde je možno jedním výbrusem dosáhnout oba kmitočty). Použitý x - tal je ve skleněném, zataveném pouzdru o \varnothing 10 mm. Sériovou kapacitou je možno měnit kmitočet v rozsahu 10 až 15 kHz.

Za krystalovým oscilátorem následují další obvody tak, jak je uvedeno v blokovém schema a kmitočtovém plánu oscilátoru. Podrobný popis všech následujících obvodů by byl velmi rozsáhlý, proto bude dále uveden, z důvodu připojení, ještě násobič 5x na 96,96 MHz a nás. 2x na 193,9 MHz. Další obvody je možno zhotovit podle návodů již několikrát publikovaných. Volba kmitočtů v blokovém schematu vychází z použitého mf. kmitočtu zařízení 132,45 a 133,55 MHz.

Elektrické schema mini-termostatu obr. 2

Perličkový termistor, umístěný ve vymáčknutém dolíku pouzdra termostatu je zapojen v jedné větvi můstku. Nastavení teploty provedeme napevno, nastavením uvedeného R v druhé větvi. Ohřev tělesa termostatu je prováděn krátkými proudovými impulzy, které jsou signalizovány diodou LED na panelu zařízení. Krystalový rezonátor a sér. kondenzátor jsou zapájeny v malém plošném spoji, který je po nastavení připájen k pouzdru termostatu. Těleso termostatu je umístěno v komůrce z pocínovaného plechu a obloženo polystyrenem. Účinnost ohřevu se tím zvýší a ohřívací impulzy jsou velmi krátké. Zapojení termostatu je možno využít i pro větší prostory, je však třeba upravit spínací obvod topidla. Vhodné by bylo nahrazení KF506 darlingtonovou dvojicí, předřazením KC509 nebo použitím KD367. Přívod napětí je třeba připojit přímo na napájecí svorku U_b zařízení.

El. schema krystalového oscilátoru obr. 3

Krystalový výbrus se sériovou kapacitou C je zapojen v obvodu kladné zpětné vazby s nízkou vstupní a výstupní impedancí, což se projevuje necitlivostí na změnu kmitočtu při změnách paralelních kapacit držáku x - talu a okolí. Jako sériový kondenzátor je nejvhodnější použít kvalitní dolaďovací trimr, nebo slídivý kondenzátor, který můžeme na kmitočet přesně doškrabat. Zapojení pracuje již při sériové kapacitě 1 až 1,5 pF, což odpovídá max. dosažitelnému kmitočtu. Při vyřazené sér. kapacitě je kmitočet nejnižší a intenzita oscilací největší (nemění se podstatně). V zapojení byla odzkoušena celá řada různých výbrusů s dobrým výsledkem (RM31, R021 a pod.). Napájení oscilátoru stabilizovaným napětím při použití pro další násobení je samozřejmostí a vhodná je stabilizace tranzistorem, jak je ve schématu uvedeno. Použití samotné zener. diody může do výstupu oscilátoru zanášet šum. Uvedené zapojení bylo použito v zařízení, jak je uvedeno v blok. schématu na obr. 1.

El. schema x - tal. oscilátoru pro použití v gen. LSB/USB obr. 4

Zapojení je v podstatě stejné jako na obr. 3, liší se spínacím obvodem sériových kapacit ve smyčce zpětné vazby a doplněním o emit. sledovač ve výstupu oscilátoru. Výstupní signál je možno odebírat i z kol. T1, tento bod připojení je však choulostivý na kapacitní zátěž, takže připojením stíněného vodiče většinou přestane oscilátor kmitat. Oddělovací stupeň s T3 bez problémů stačí napájet jak generátor DSB signálu, tak detektor SSB přijímače. Signál lze odebírat přímo z emitoru T3 nebo přes impedanční transformátor 50 vodičem a napájet výše uvedené obvody. Do výstupu lze zařadit dolnofrekvenční filtr pro zlepšení linearitý signálu. Obvod přepínání sér. kapacit pracuje naprosto spolehlivě, při odpojeném přepínacím napětí může oscilátor kmitat na kmitočtu, který je dán průchozí kapacitou spínacích diod. Při nastavování oscilátoru nastavujeme nejdříve větší kapacitu (odpovídá nižšímu kmitočtu) potom, pomocí trimru kmitočet vyšší. POZOR! Pokud bychom chtěli kontrolovat výstupy oscilátoru osciloskopem, musíme použít osciloskop s vyšším frekvenčním rozsahem. Osciloskop i do 10 MHz působí jako dolnofrekvenční propust a sinusový signál na něm zobrazený je ve skutečnosti jiný (harmonické produkty nezachytí).

El. schema násobiče 5x a 2x oscilátoru transvertoru obr. 5

Nevýhodou násobení z nižšího kmitočtu je většinou velký obsah harmonických kmitočtů a dalších produktů ve výstupu oscilátoru. Částečně tomu můžeme zabránit použitím účinných propustí mezi jednotlivými násobiči a zesilovači. Jednotlivé stupně násobičů a zesilovačů byly realizovány postupně a za každým stupněm provedeno měření. Hodnoty potlačení nežádoucích produktů násobení změřené na výstupu násobiče 2x (193,9 MHz) při 50 Ω zátěži je pro názornost uvedeno.

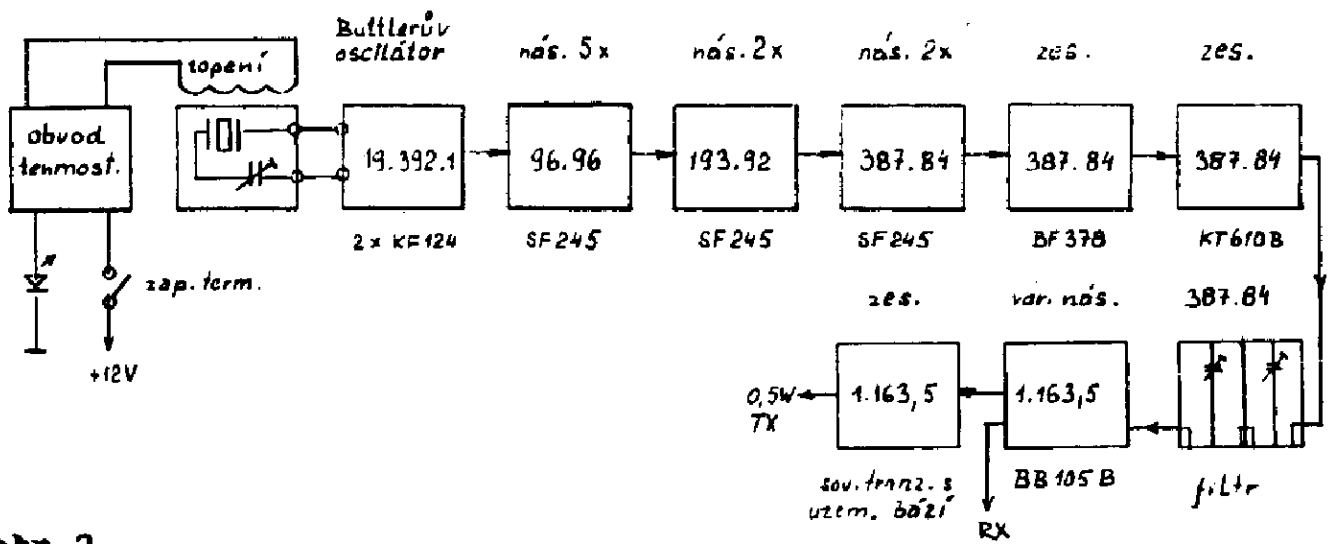
K měření byl použit selektivní voltmetr BRÜEL a KJAER 2004.

Vf. sonda - zatěžovací odpor 50Ω obr. 6

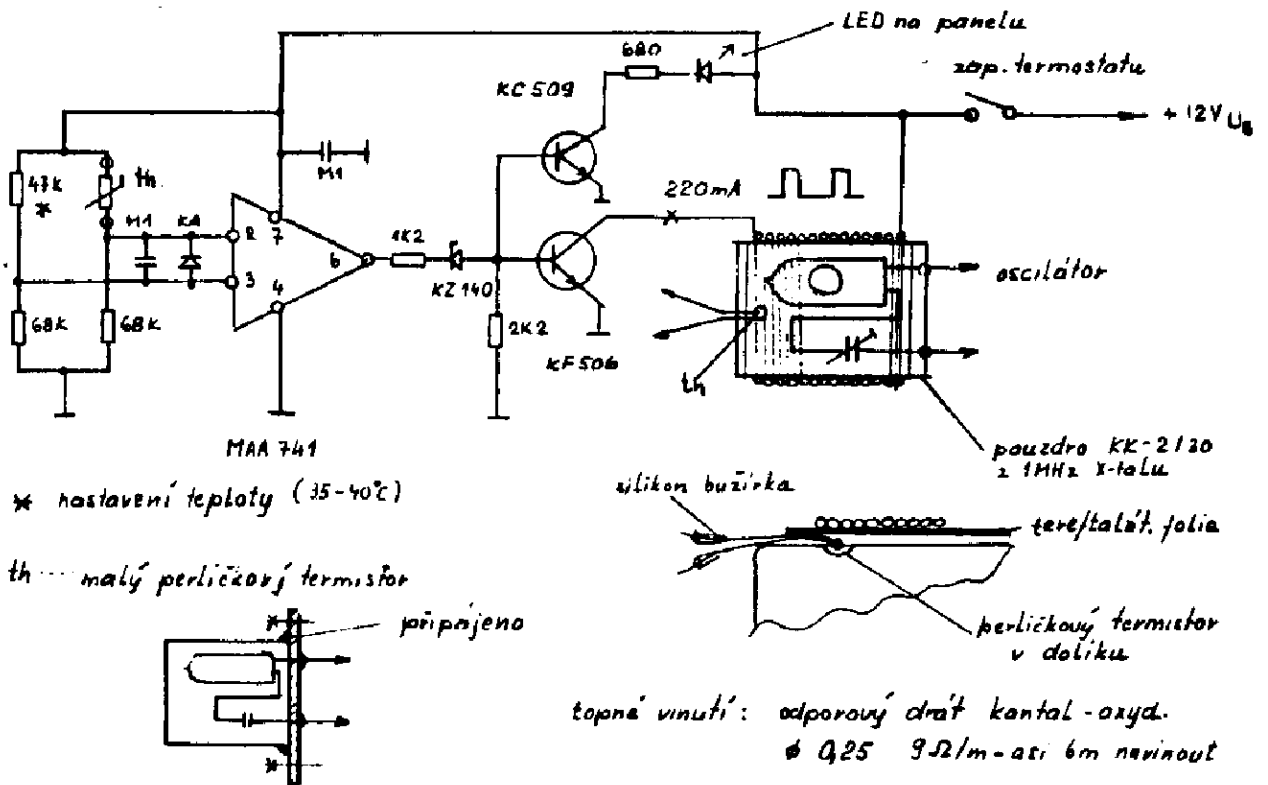
Zapojení a konstrukce vf. sondy se zatěžovacím odporem 50Ω se velmi osvědčila při konstrukci zařízení na 23 cm. Sonda je velmi citlivá a pomocí konektorů BNC řešena tak, aby ji mohlo být všestranně použito. Zejména měření na obvodech zatížených na výstupu zatěž. odporem o imp. 50Ω je velmi důležité pro správné nastavení filtrů a srovnávacího měření výstupních výkonů jednotlivých stupňů oscilátorů a vysílacích dílů. Pomocí generátoru o známém výstupním výkonu je možno vf. sondu ve spojení s 50Ω odporem a ručkovým indikátorem cejchovat na daném kmitočtu přímo ve výkonu. Nejde samozřejmě o absolutní měření, ale o informativní, poměrnou hodnotu. Sonda pracuje ve velmi širokém rozsahu kmitočtů, který je omezen velikostí vstupní kapacity směrem k nižším kmitočtům. Mimo výše uvedené příklady použití je možno sondu použít pro jednoduchá měření na anténách, orientační měření rez. křivek filtrů, reflektometrická měření, ve spojení s koaxiálním vlnoměry a pod. Vf. sonda může se zatěžovacím odporem pracovat orientačně až do kmitočtu 1500 MHz. Nákresy na obr. 6 nejsou detailní, pouze orientační, jelikož může být použito při konstrukci jiných konektorů. BNC konektory byly pro danou konstrukci upraveny. Konektory je možno použít pouze celokovové.

V praxi jistě vf. sonda usnadní práci těm, kteří se stavbou amatérských VHF zařízení zabývají.

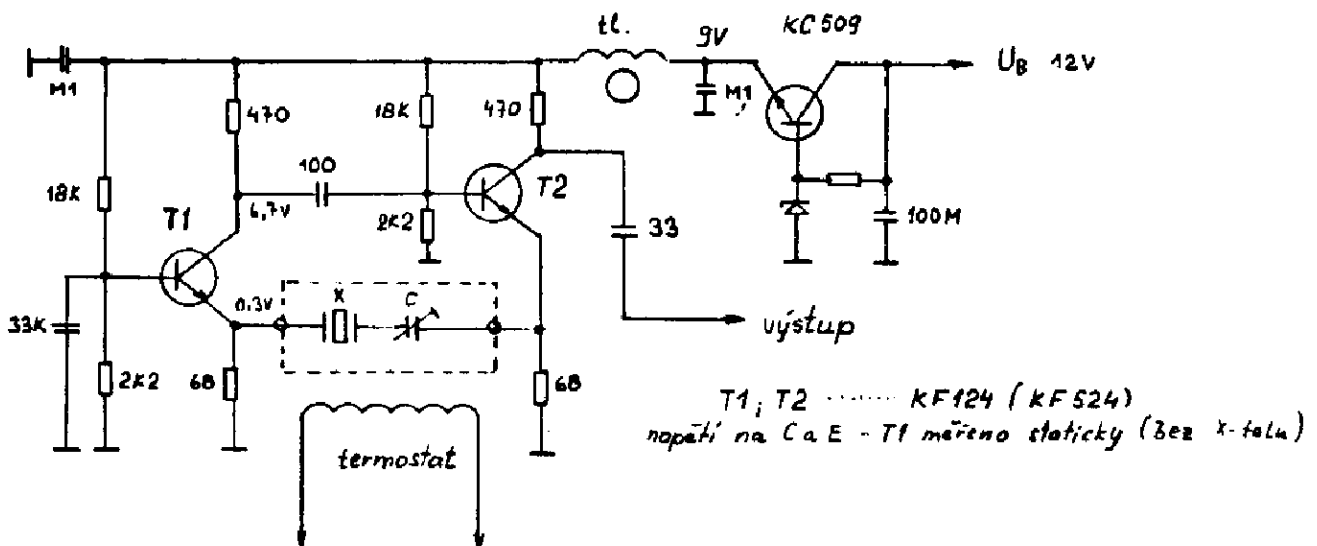
obr. 1

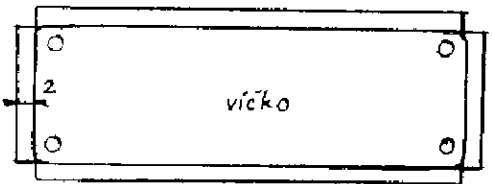
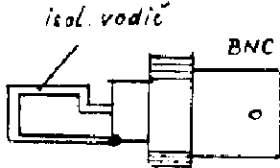
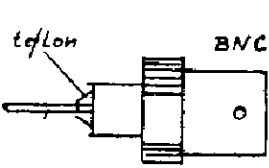
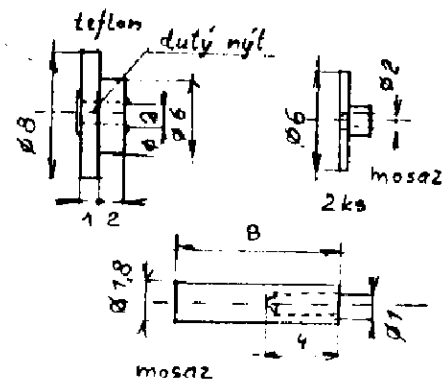
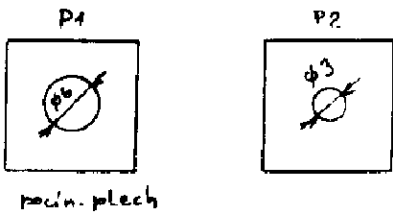
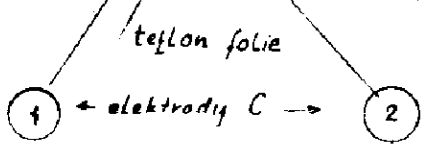
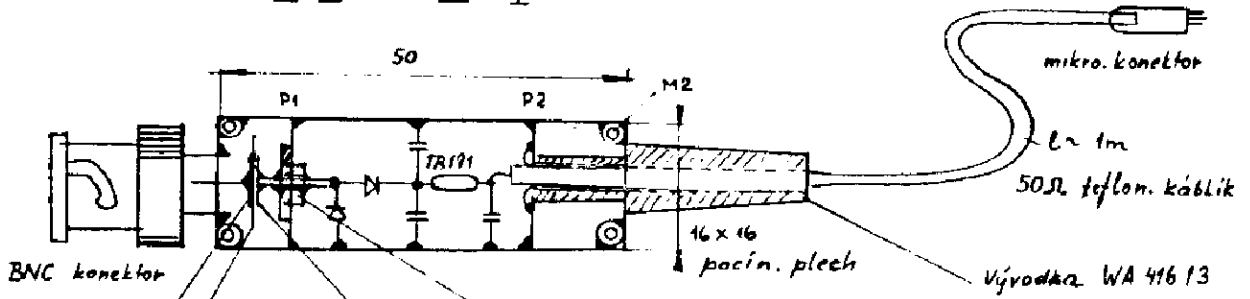
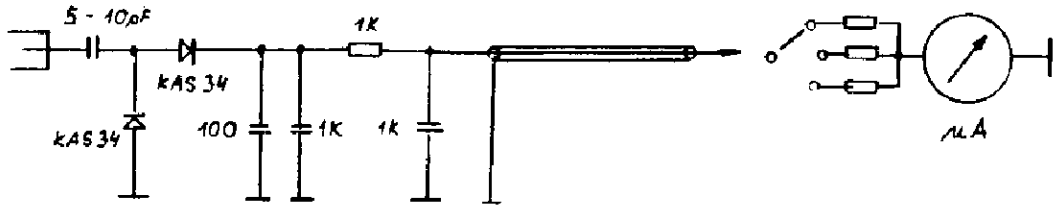


obr. 2



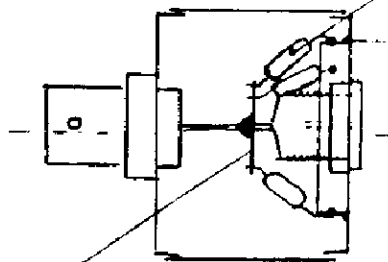
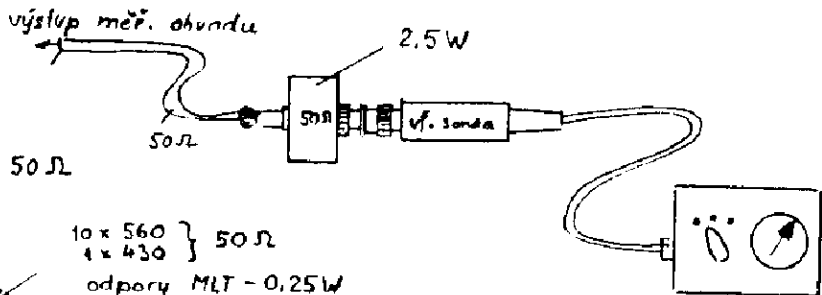
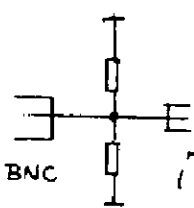
obr. 3



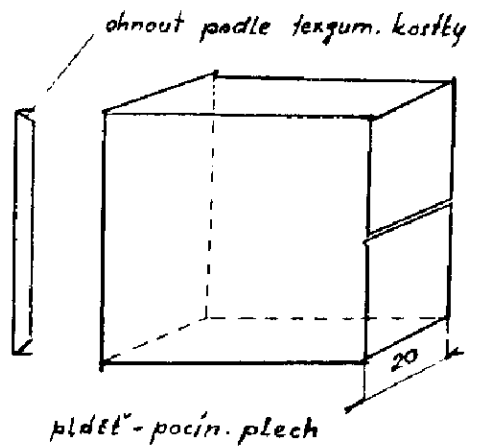
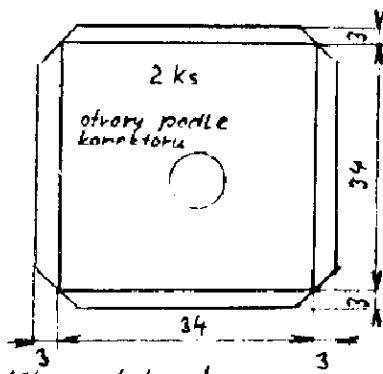


násuvný měřicí hrot

absorpční smyčka



10 x 560 } 50 Ω
4 x 430 }
odpory MLT - 0,25W
přileťováno na prstenec z
pocín. plechu



po smontování obvod plošně zaleťovat

Transvertor pro pásmo 3 cm

Bednárek L. OK2SLB

Transvertor popsaný v tomto příspěvku představuje snad nej-
jednodušší verzi zařízení, které je schopno pracovat v pásmu 3cm.
Zvolená koncepce měla v praxi ukázat, jak dalece lze konstrukci
zjednodušit. Chtěl bych však upozornit na skutečnost, že vzhle-
dem k jednoduchosti konstrukce není možno v daném případě dosáh-
nout optimálních parametrů. V současnosti sice existují moder-
ní prvky pro SHF se kterými lze dosáhnout výrazně lepší para-
metry, ale jsou poměrně drahé a pro většinu amatérů i nedostup-
né. Z tohoto důvodu byly použity prvky, které nám nabízí naše
součástková základna a tím by měla být umožněna realizace šir-
šímu okruhu zájemců. Doufám, že tento příspěvek nebude chápán
jako krok zpět v dnešním bouřlivém rozvoji techniky na SHF.
Podle máho názoru je vhodné při začátcích práce na mikrovlných
pásmech získat zkušenosti právě na co nejjednodušších konstruk-
cích, kde není tak dalece co zkazit. Získané zkušenosti pak
velice oceníme při ožívování složitějších konstrukcí. Práce
s kmitočty SHF je již dost odlišná od toho, na co jsme byli
zvyklí třeba na 144 nebo 432 MHz. Zde je třeba daleko více
uplatňovat přesnost při zhotovování SHF dílů. Nedodržení rozmě-
rů může mít za následek znehodnocení celého díla. V mnoha pří-
padech již tolerance $\pm 0,1$ mm vede k citelnému zhoršení výsled-
ných parametrů. Zde totiž výroky " Ono to nechce chodit, protože
to bylo uděláno moc pečlivě" rozhodně neplatí!

Všeobecný popis

Blokové schema transvertorů je na obr. 1. Krystalový osci-
látor v samostatném bloku s oddělovacími stupni, stabilizátorem,
případně s termostatem tvoří základ celého zařízení. Signál z
oscilátoru je zesílen a nastaven na vhodnou úroveň pro vybuzení
násobiče 426 MHz. Na tomto kmitočtu dále dochází k výkonnovému
zesílení.

Dalším stupněm je násobič s KA 204. Výsledný kmitočet násobiče je 1278 MHz, který je zpracován v posledním násobiči na 10,224 GHz. V přijímací cestě je v těsné blízkosti za směšovačem zesilovač MF kmitočtu 144 MHz. Pomocí relé je přepínána úroveň injekce směšovače a zároveň indikace směšovacího proudu při příjmu, stupně vybuzení a úroveň směšovacího proudu při vysílání. Jako základ SHF části jsem použil shodný násobič včetně vlnovodé části, který byl použit v kalibrátoru pro 10,368 GHz popsaném v /1/. Celková úprava spočívá pouze v tom, že mezi kolík násobiče a pásmovou propust byla umístěna směšovací dioda. Použití společného směšovače nás nutí ke zvolení určitého kompromisu jak pro příjem, tak pro vysílání. Další nevýhodou je, že bez vhodného vlnovodého relé není možno použít případný další SHF zesilovač. Optimálním řešením je oddělit přijímací cestu od vysílací. SHF díly by bylo nutné provést jiným způsobem. To by vedlo ke složitější konstrukci. Nicméně i s tímto jednoduchým zařízením je možné navazovat spojení na menší vzdálenosti. Na obr. 2 je schéma zapojení celého transvertoru. Oscilátor pracuje na sedmé harmonické krystalu. Lze využít i jiný kmitočtový plán, popřípadě použít krystal na nižším kmitočtu, ale vzhledem k čistotě kmitočtového spektra je však vhodnější vycházet z co nejvyššího kmitočtu oscilátoru. Zapojení oscilátoru včetně oddělovacích stupňů bylo realizováno jako samostatný celek podle /1/. Výrazného zlepšení stability kmitočtu lze dosáhnout použitím termostatu v tomto bloku. Signál oscilátoru je zesílen v následujícím stupni, osazeným tranzistorem KF 907. Změnou napětí na g_2 , pomocí dvou trimrů lze nastavit vhodnou úroveň signálu pro směšovač pro příjem a vysílání. Další stupeň s KF 907 násobí na 426 MHz. Za násobičem je signál zesílení opět tranzistorem KF 907, na jehož vstup a výstup je zařazena pásmová propust. Vzhledem k tomu, že při stavbě zařízení "Oškobrň" pro 432 MHz jsem dosáhl velmi dobrých výsledků ze zesilovačem 1W, který je v zařízení použit, byl tento realizován jako další díl, pro výkonové zesílení kmitočtu 426 MHz. Při pečlivém nastavení je zesilovač schopen odevzdat asi 1,5 W VF výkonu. Použitý díl je podrobněji popsán v /2/. Tímto výkonem je buzen varaktorový

násobič, na jehož výstupu máme k dispozici kmitočet 1278 MHz. V násobiči byla použita KA 204. Máme-li možnost vybírat z více kusů diod, pak lze s některými dosáhnout obzvlášť dobrých výsledků. Dřívý násobiče jsou rozkresleny na obr. 3. Poslední násobič je již součástí SHF dílu transvertoru, výstup násobiče je navázán pomocí vazebního kolíku do vlnovodu. Násobič je laděn na osmou harmonickou a výsledným produktem je kmitočet 10,224 GHz. Výstupní kmitočet je hodně závislý na pečlivosti provedení všech mechanických dílů a na kvalitě použitého varaktoru. Za vazebním kolíkem následuje směšovací dioda. Je vhodné mezi směšovač a násobič zařadit na vlnovodu pásmovou propust pro 10,224 GHz. Vzhledem k tomu, že v době, kdy jsem transvertor stavěl nebylo možné sehnat delší kus vlnovodu, byl jsem nucen tento obvod vypustit. Za směšovačem následuje pásmová propust pro 10,368 GHz, na jejíž výstup na konci vlnovodu s přírubou je možné připojit hornu popřípadě ozařovač paraboly. Směšovací dioda, umístěná ve vlnovodu je jedním koncem vodivě spojena s vlnovodem a na druhý konec diody, který je vůči vlnovodu zablokovan malou montážní kapacitou držáku a zde je přiváděn signál 144 MHz přes pí článek, který je nastaven na optimum směšovače.

Při příjmu je naopak na směšovači získáván MF kmitočet 144 MHz, který je zesílen tranzistorem KF 907 přímo na pí článku, u směšovací diody je relé QN 59925, které při příjmu připojuje k pí článku vstup předzesilovače a při vysílání předzesilovač odpojuje a přivádí budící signál z TCVRu 144 MHz.

Postup při uvedení do provozu

Prvořadou podmínkou pro další úspěšnou práci je pečlivé nastavení oscilátoru. U použitého zapojení totiž může velice snadno dojít k tomu, že oscilátor nasadí těsně vedle kmitočtu X - talu na kmitočet laděného obvodu v kolektoru. Nejlépe se oscilátor nastavuje pomocí přijímače, který je schopen přijímat v rozsahu okolo kmitočtu oscilátoru a nebo použít vhodný čítač.

Při proladování kolektorového obvodu oscilátoru musí kmitočet bezpečně na obě strany vysadit. V případě, že se takto neděje, je nutné kolektorový LC obvod ztlumit odporem cca 3K3 - 560. Taktéž je nutné provést neutralizaci parazitní kapacity X - talu pomocí indukčnosti, připojené paralelně k X - talu. Indukčnost musíme zvolit takovou, aby X - tal. oscilátor nasazoval pouze na požadované harmonické. Ztlumením LC obvodu v kolektoru sice dojde ke snížení výstupní úrovně, ale pro nás je důležité získat z oscilátoru naprosto čistý signál, bez parazitních oscilací. Dalším důležitým bodem je nastavení pásmových propustí za násobičem. Zde je nutné mezi obvody zvolit takový stupeň vazby, aby další harmonické kmitočty byly potlačeny v maximální míře. Konečnou kontrolu čistoty signálu je nejlépe měřit až na výstupu KT 911. Navázání výstupu zesilovače s KT 911 na násobič je dobré provést podle PSV - metru, který řadíme mezi zesil. stupeň a násobič. Obvody ladíme na nejlepší přizpůsobení. Výstup násobiče zatížíme vhodným zatěžovacím odporem. Výstup trojnásobiče a výstup osminásobiče (jeho nastavení) je rovněž vhodné provést pomocí PSV - metru. Takovým způsobem je možné provést optimální nastavení jednotlivých obvodů. V mnoha případech jsem měl možnost ověřit, že ladění na maximální úroveň již na posledním násobiči není vhodné. Ono se nějaké maximum vždy přeladit dá, ale celé zařízení bývá náchylné ke kmitání nebo dochází ke skokové změně při regulaci výkonu, což opět signalizuje rozkmitání některého stupně. Podmínkou pro správné nastavení však je spolehlivý PSV - metr, schopný měřit na požadovaných kmitočtech. Pro měření již na kmitočtech okolo 400 MHz a výše raději úplně zapomeňme na různé PSV - metry, zhotovené na plošném spoji, popřípadě jiné, jim podobné konstrukce, které byly popsány hlavně pro využití na KV.K naladění posledního osminásobiče je nutné použít vlnoměr, pro měření v rozsahu okolo 10 GHz. V nouzi postačí filtr pro pásmo 10 GHz a vf sonda. Ladění bez vhodného vlnoměru je však obtížnější. Pokud máme k dispozici vlnoměr, naladíme jej na kmitočet 10,224 GHz. Laděním výstupního filtru a dolaďováním kapacity varaktoru se snažíme naladit výchylku na požadovaném kmitočtu. Předpo-

kladem zdárné práce je však správné naladění pí článku na vstupu varaktoru. Tento naladíme tak, že přes malou tlumivku měříme ss napětí na varaktoru tento nastavíme na max. napětí. Ladění posledního násobiče se provádí dosti obtížně vzhledem k tomu, že ladicích prvků je více a výstupní filtr není možno obejít, ale při troše stěstí a trpělivosti lze i toto překonat. Při naladění výchylky na vlnoměru požadovaného kmitočtu pak opatrně doladíme prvky posledního násobiče a výstupního filtru na maximum výstupní úrovně. Po tomto doladění při stoprocentní jistotě, že máme na výstupu maximální úroveň signálu na 10,224 GHz již na ladicí prvky posledního násobiče nesaháme. Všechny tyto operace provádíme bez zasunuté směšovací diody a s vyšroubovanými přizpůsobovacími kolíky.

Do vlnovodu zasuneme směšovací diodu a nyní zjistíme, že násobič vlastně nedává žádný výkon. Laděním přizpůsobovacích šroubků za mix. diodu se nám opět podaří nastavit takřka stejný výstupní výkon, jaký násobič dával bez přítomnosti mix. diody. Nyní bychom už měli na diodě naměřit proud, který bude závislý na úrovni signálu 10,224 GHz. Na směšovací diodu přivedeme buzení 144 MHz, nejlépe plynule regulovatelné a nyní naladíme vlnoměr na 10,368 GHz a opatrným vyšroubováním ladicích šroubků výstupního filtru se snažíme naladit požadovaný kmitočet. Po naladění výstupního filtru na kmitočet 10,368 GHz zvyšujeme buzení 144 MHz tak dlouho, pokud nám lineárně se zvyšováním buzení stoupá výstupní výkon. Nakonec se pokusíme opatrně dotáhnout všechny obvody na maximum. Pokud jsme postupovali správně a jednotlivé stupně byly vzájemně správně přizpůsobeny, bude původní naladění odpovídat maximu výkonu na výstupu. Proud směšovací diody 33 NQ52 při vybuzení oběma signály se bude pohybovat okolo 10 - 30 mA, záleží na úrovni signálu 10,224 GHz. Větší proud směšovače s germaniovou diodou však nelze doporučit. Při použití Schottkyho diody by bylo možné zvýšit mix. proud až na 30 mA. Při odklíčovaném signálu 144 MHz přeladíme opět vlnoměr na 10,224 MHz a zjistíme jeho úroveň. Při pečlivém provedení výstupní pásmové propusti bychom měli naměřit pouze nepatrnou úroveň.

Nyní přepneme transvertor na příjem a pokud máme k dispozici maják pro toto pásmo, musí transvertor poslouchat. Zde naladíme již zmíněným trimrem nejvhodnější směšovací proud diody, který se bude pohybovat v rozmezí 0,5 - 3 mA dle použité diody. Nakonec zkusíme doladit přizpůsobovací šroubky před diodou. Výstupní výkon mě bohužel není znám, nemám jej čím měřit, ale v každém případě bude hodně závislý na kvalitě zhotovení posledního násobiče a stupně jeho vybuzení. Šumové číslo přijímače taktéž nebylo měřeno.

Věřím, že i na toto relativně velice jednoduché zařízení půjde udělat při dobrých podmínkách řadu hezných spojení, hlavně při použití výkonnější antény. Všem vážným zájemcům přijí hodně zdaru při stavbě a těším se na slyšenou na 3 cm pásmu.

Na případné dotazy rád odpovím.

OK2 SLB

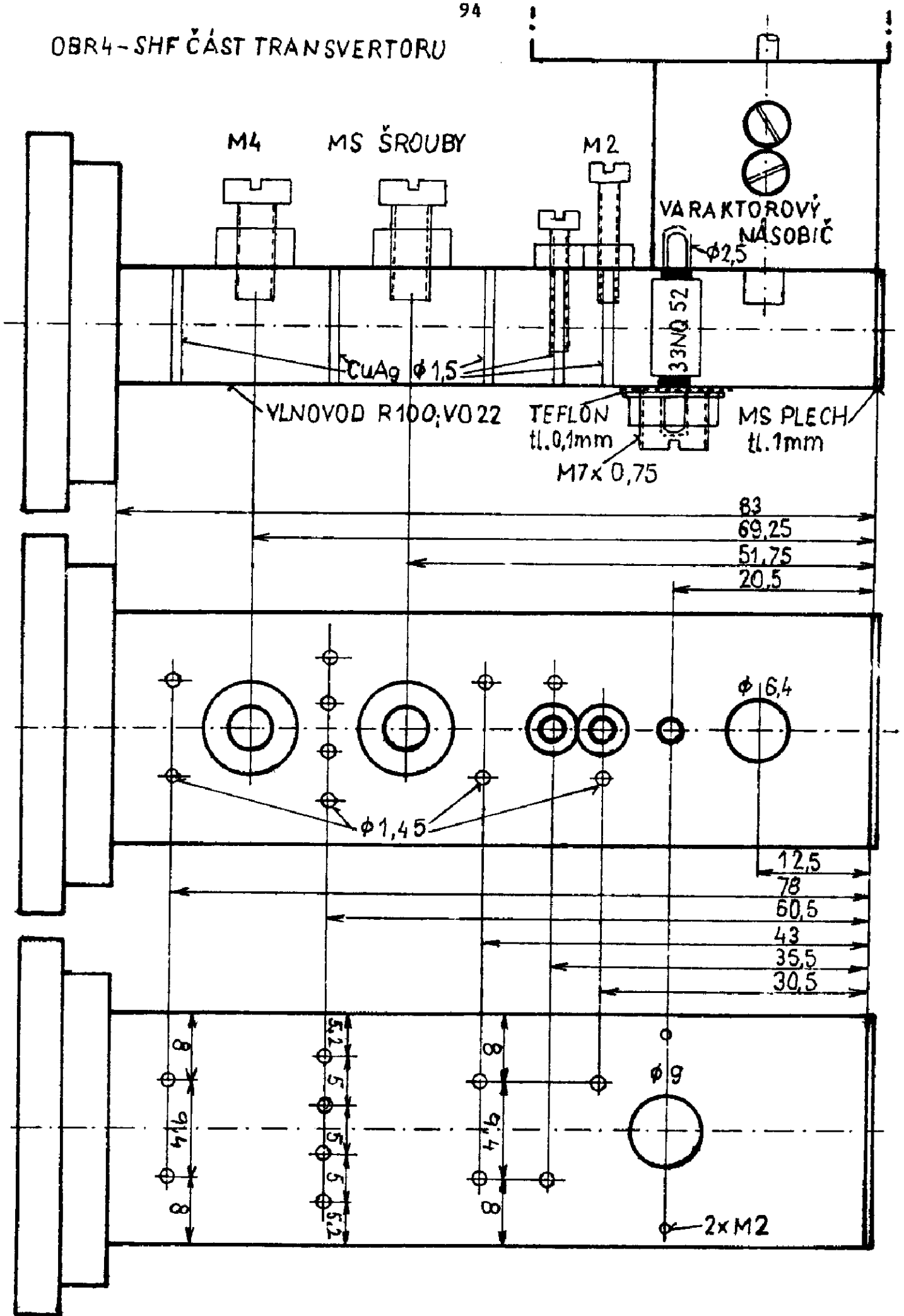
Popis vybraných součástek

L1	-	záv. CuAg	0,8 mm na Ø 5
L2	-	záv. CuAg	0,8 mm na Ø 5
L3	-	20 záv. CuSm	0,2 mm na Ø 3
L4	-	dtto	
L5	-	5 záv. CuAg	0,8 mm na Ø 5
L6	-	2 záv. CuAg	1 mm na Ø 5
L7	-	dtto	
L8	-	dtto	
L9	-	dtto	
L10	-	1,5 záv. CuAg	1 mm na Ø 6 mm
L11	-	4 záv. Cu	0,5 mm na Ø 4 mm
L12	-	1,5 záv. CuAg	1,5 mm na Ø 6 mm
L13	-	1,5 záv. CuAg	1 mm na Ø 6 mm
L14	-	1,5 záv. Cu	0,5 mm na Ø 4 mm
L15	-	L = 15 mm, CuAg	1,5 mm, 1 mm nad pl. sp.
L16	-	1 záv. CuAg	1,5 mm na Ø 6
L17	-	4 záv. CuAg	1 mm na Ø 6 odb. 0,5 záv.
L18	-	4 záv. CuAg	1 mm na Ø 6
L19	-	viz.obrázek	
L20	-	viz obr.	
L21	-	viz obr.	
L22	-	30 x 5 x 0,5 CuAg	
L23	-	6 záv. CuAg na Ø 5	
L24	-	5 záv. CuAg na Ø 5 mm	odb. 1 záv.
X	-	142 MHz	
Cm	-	montážní kapacity, viz. obr.	
T1 - 1	-	20 záv. CuL Ø 0,2 mm na Ø 3 mm	
T1	-	5 záv. CuL Ø 0,2 mm na trubce H18	
Re 1 -2	-	QN 59925	
	-	nutno nastavit	

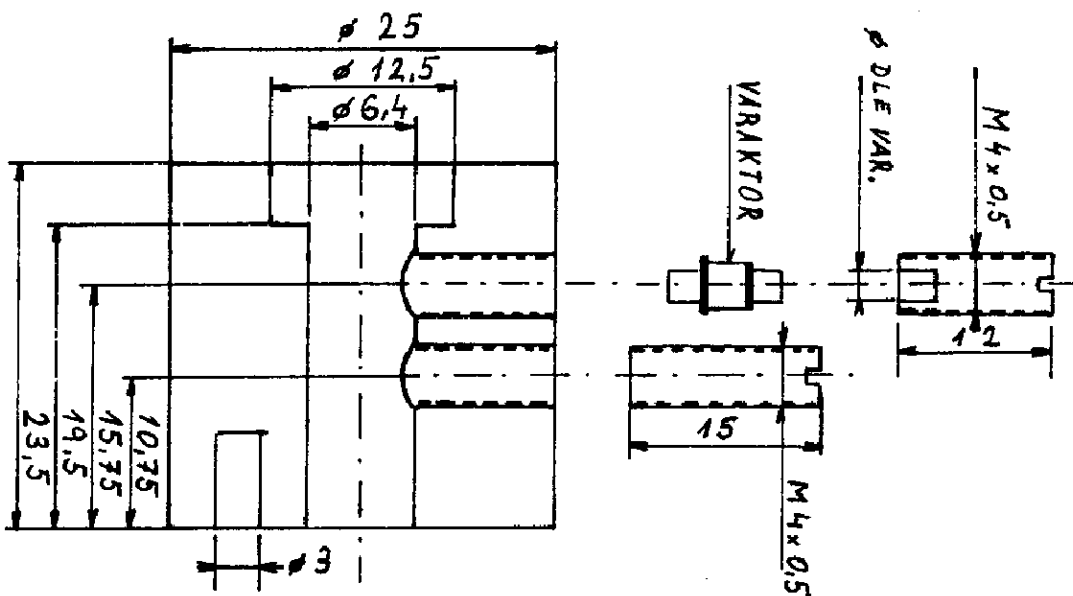
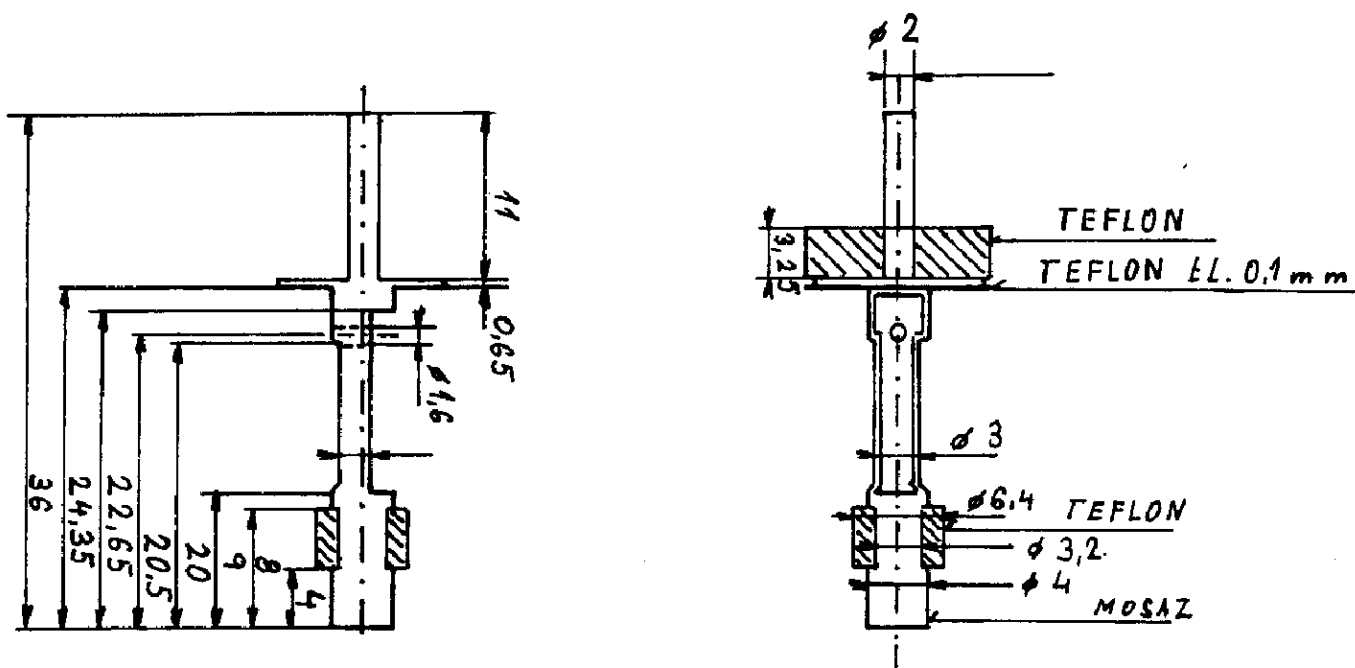
Použitá literatura

- /1/ - Kalibrátor pro 10 368 MHz - Sborník Jablonec 1988
 /2/ - Transvertor pro 432 MHz - Sborník Klínovec 1986

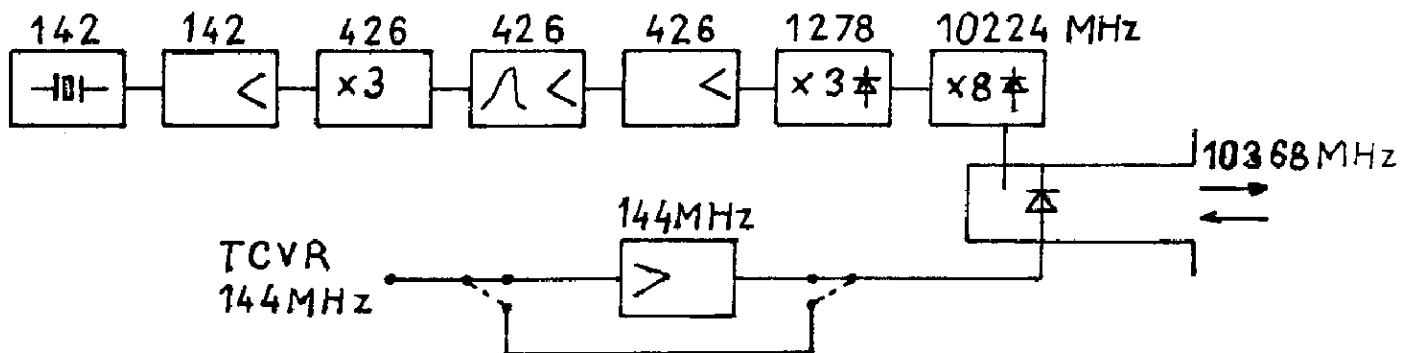
OBR4-SHF ČÁST TRANSVERTORU



OBR.5 VARAKTOROVÝ NÁSOBIČ 1278 - 10224 MHz.



OBR.1 BLOKOVÉ SCHÉMA TRANSVERTORU



Digitální měření kmitočtu na mikrovlnách

Šír Pavel OK1AIY

Digitální měřiče kmitočtu patří mezi nejdůležitější přístroje používané při konstrukci vysokofrekvenčních zařízení. Je sice možnost změřit kmitočet základního oscilátoru, který bývá obvykle na desítkách MHz, kde pracují ještě měřiče se standartními obvody, ale je velmi pohodlné měřit i nad 1 GHz s dostatečnou přesností kmitočet přímo digitálně.

Pro tento účel se ve světě vyrábí řada integrovaných obvodů v různých cenách. Velmi drahé jsou přímé děliče deseti, naopak levné jsou obvody používané v televizních přijímačích (fázové závěsy), které ovšem mají jiné dělicí poměry; 64, 256, 960, 1024, viz tab. 1. Tyto děliče mají uvnitř i citlivý předzesilovač, takže se nabízí jejich použití jako doplněk k stávajícím "kmitočtoměrům". Způsobů, jak toto provést je několik:

1. Některý ze zmíněných obvodů doplnit děličkami, např. MHX 7490 tak, aby celek dělil 1000 nebo 100 a ten pak jako samostatnou sondu připojovat k jakémukoliv "nízkofrekvenčnímu" měřiči kmitočtu. Kmitočet 1 GHz pak bude na 1 MHz nebo 10 MHz. Schéma takového děliče je na obr. 1 a 2.
2. Další možnost je zabudovat obvod do přístroje, který sám pracuje do 30 MHz a při přepnutí na vyšší rozsah prostě předřadit tento přímo na vstup. Dalšími kontakty přepínače ovšem musíme současně vřadit do obvodu hodinového kmitočtu (nejlépe přímo za krystalový oscilátor) dělič 64 nebo takový, jaký je dělicí poměr v děličce. Zapojení je na obr. 2 a 3. V tomto případě zůstává na správném místě desetinná tečka, ovládání je vlastně pouhým přepnutím a odpadne komplikace s přívodem 5V pro samostatnou sondu. Nejvhodnější je obvod U664B (U264B) s dělicím poměrem 1 : 64. Je možné použít i děličky s větším dělicím poměrem, např. U665B, kde je dokonce možnost přepnutí 1 : 960/1024 a uvnitř je i převodník ECL-TTL. Pozor ale na prodloužení měřicího intervalu, vidíme sice i desítky Hz, ale musíme na ně "dlouho čekat".

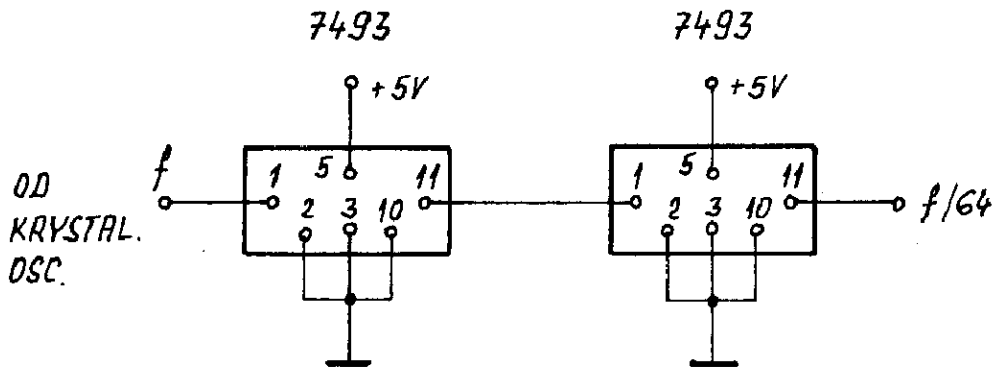
Většina těchto televizních děliček je i v provedení BS (schwingt). Znamená to, že dělička bez vstupního signálu sama kmitá zhruba na 1000 MHz. Toto ovšem není na závadu, jakmile dostane její vstup i velmi malý signál, pracuje jako U664B dokonce s větší citlivostí. Základní hodnoty jsou uvedeny v tabulce 1 a na obr. 1 a 2.

Praktické provedení vstupního děliče je na obr. 1 a 2. Pozor na zničení obvodu velkým vstupním signálem. Takovýto částečně zničený obvod už jde jen do 700 - 800 MHz s podstatně menší citlivostí. Z tohoto důvodu se na vstup zařazuje útlum asi 3 dB doplněný ještě ochrannými diodami. I s touto úpravou se vstupní citlivost pohybuje kolem 10 - 15 mV v rozsahu 200 - 1000 MHz. Praktické výsledky se poněkud liší podle parametrů děličky. V průměru je u obvodu U664B zaručena funkce od 18 do 1300 MHz. Vřazení příslušné děličky do obvodu oscilátoru je vhodné provést podle obr. 4 s použitím hradel 7400. Od přepínače vede jen + 5 V a není nebezpečí, že vř signál z oscilátoru pronikne až na citlivý vstup. (Toto se projeví překmitáváním údajů na posledních místech displeje, je-li vstup bez měřeného signálu - prostě přístroj má snahu měřit všechny signály, které se na vstup dostanou i náhodou a protože nemají dostatečnou úroveň, údaj na displeji není jednoznačně zobrazen).

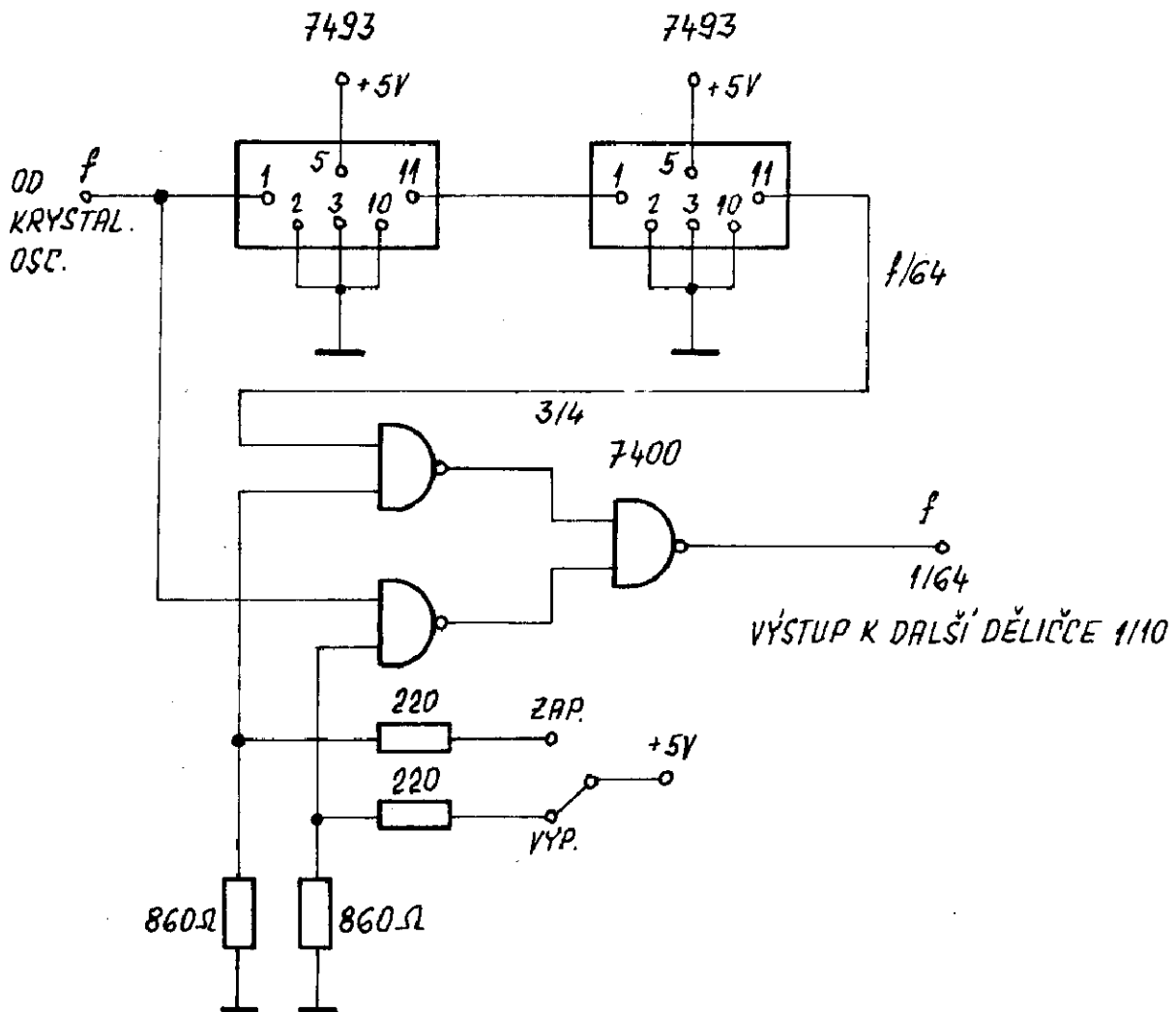
Praktické zkoušky s různými děličkami typu "U" ukázaly, že je možné použít kteroukoliv a vhodně ji na vstup instalovat. Provedení v samotné sondě je vhodné v tom, že odpadá útlum přívodního kabelu a případného přepínače uvnitř přístroje, kterému se nevyhneme, je-li vstupní dělička umístěna uvnitř. Samostatný vstupní konektor (typu N nebo BNC), na který je blok s děličkou přímo připojen lze jedině doporučit. Většina profesionálních zařízení to takto řeší. Byl ale prakticky odzkoušen i ten nejnepríznivější případ, jediný společný konektor se slabým silikonovým kablíkem o délce asi 80 cm přepínaný uvnitř jediným společným tlačítkovým přepínačem typu "izostat", který současně vřazuje za oscilátor již zmíněny dělič 64. Toto provedení umožňuje nejjednodušší možnou manipulaci při měření - pouhým přepnutím uvedeného izostatu se zvolí rozsah mezi 12 Hz až 39 MHz nebo 18 MHz až 1450 MHz. Kromě přepínače délky měřící impulsu (poloha desetinné tečky) má přístroj už jen síťový vypínač.

	výrob.	dělicí poměr	vstupní citl. Pin 2	frenkvenč. rozsah MHz	rozsah U napětí Pin8 /V/	odběr při U nap. Pin8 V; mA	max. napětí na vstupu Pin 2	poznámka
B	FTK	1:64	10 mV	10-1000	4 - 6	5,5V-65mA	200mV	
B	FTK	1:960/1024	10mV	10-1000	4,5-5,5	5,5V-90mA	200mV	U465B s invertorovým spínatovým vstupem a výstupem
B	FTK	1:256	10mV	10-1000	4 - 6	5V-65mA	200mV	
B	FTK	1:64	10mV	30-1000	4,5-5,5	5V-40-60mV	300mV u nap. 4,5V 600mV u nap. 5V	Ptot. 400mV
BS	FTK	1:960/1024	10mV	30-1000	4,5-5,5	5V-52-78mV	300mV	TTL výstup
B	FTK	1:256	10mV (80-900 MHz)	30-1000	4,5-5,5	5V-42-64mA	300mV	
BS	FTK	1:4096		30-1000	4,5-5,5	5V-60mA	40mV	
BS	FTK	1:2	150mV	100-2600	4,5-5,5	5V-35mA	0...5,5V	bez signálu na vstupu osciluje obvod asi na 1400 MHz Ptot 250 mV
BS	FTK	1:4		100-2600	4,5-5,5			

OBR. 3



OBR. 4



ANTÉNA PRO 2320 MHz

Jiří Koukol
OK 1MWD

Typ: LOOP YAGI

Ráhno: Mosaz ϕ 8 x 0,5 mm; stříbřeno; (u)

Prvky: MsAg; (Cu) šířka 3 mm; síla 0,4 mm

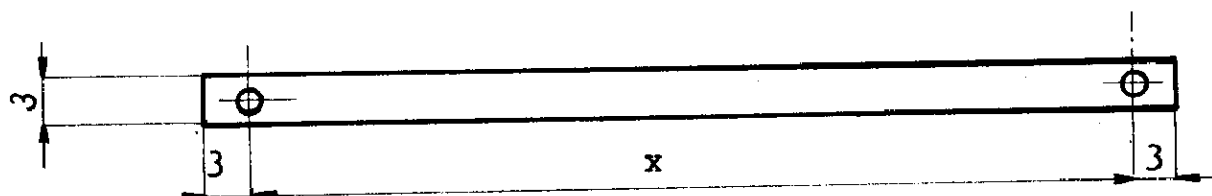
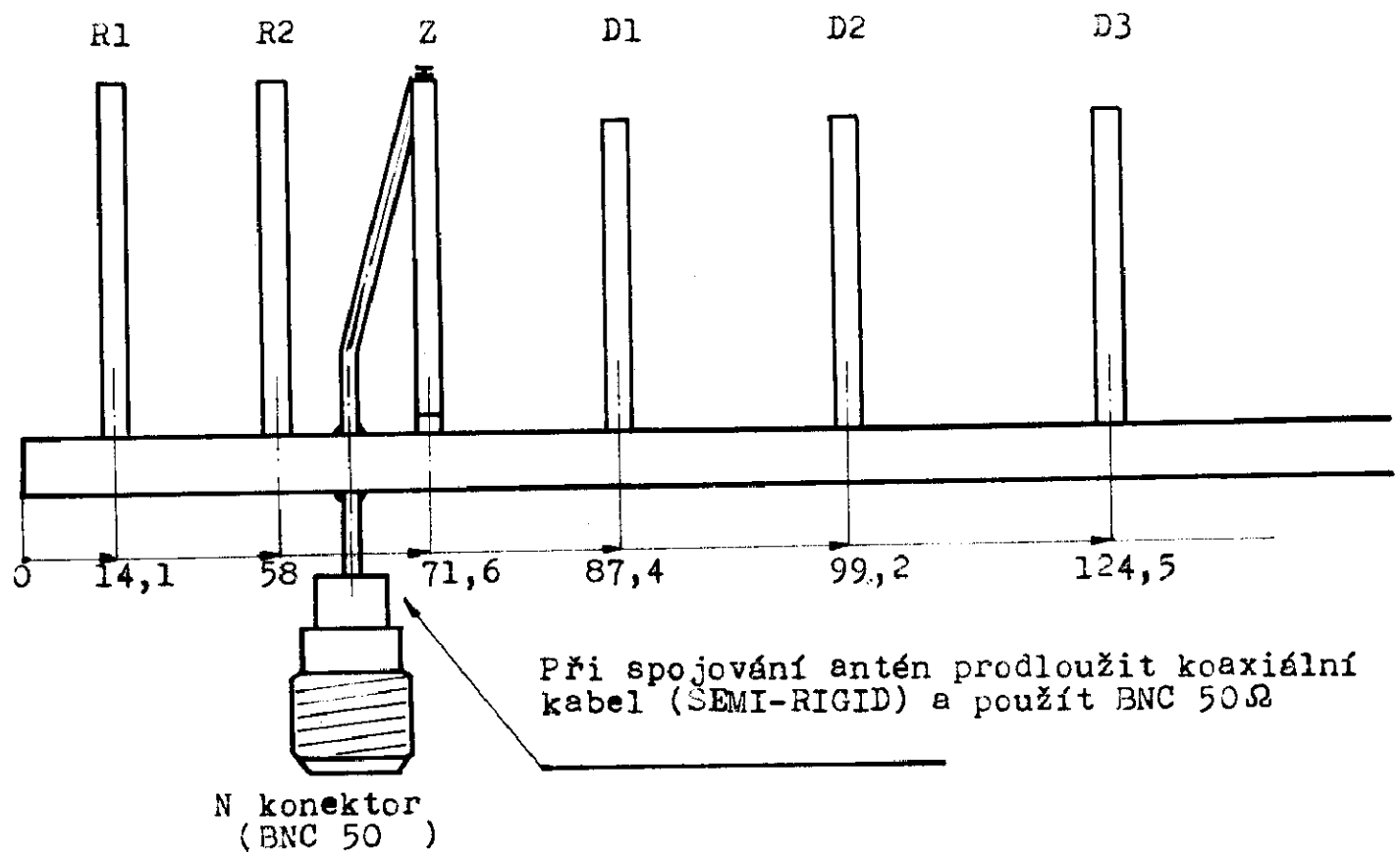
Délka (a): 14

Skutečná délka: 1830 mm

Počet prvků: 44

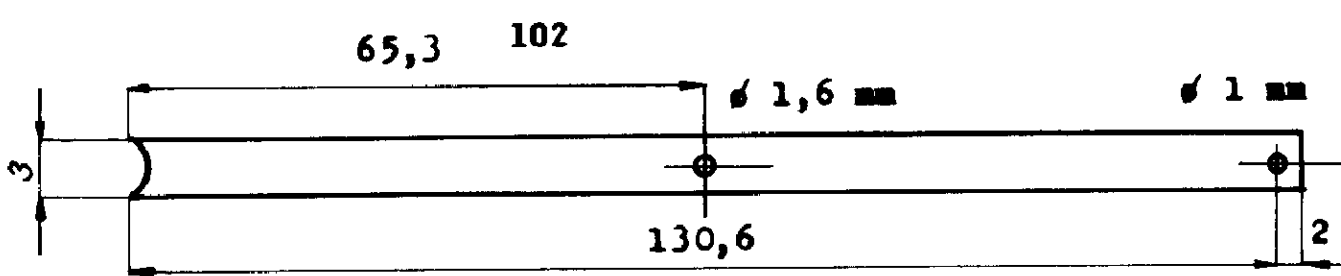
Impedance: 50Ω

Zisk: Gd = 19 dB



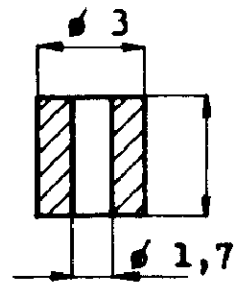
R1; R2; D1 + D41

2 x ϕ 1,6 mm

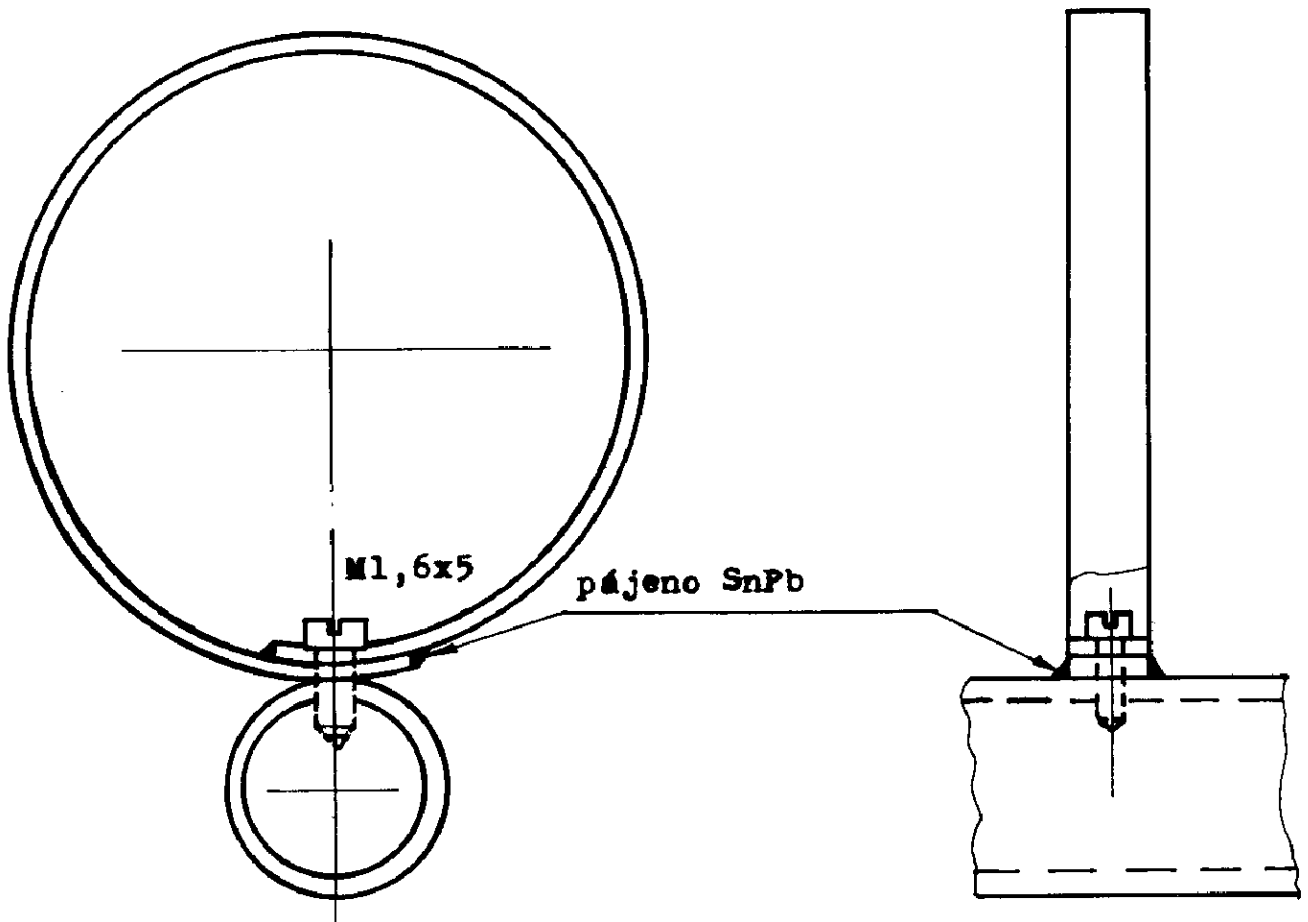


2

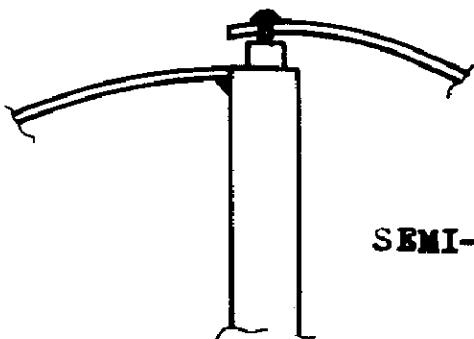
Podložka
 pod zářič
 Ms Ag



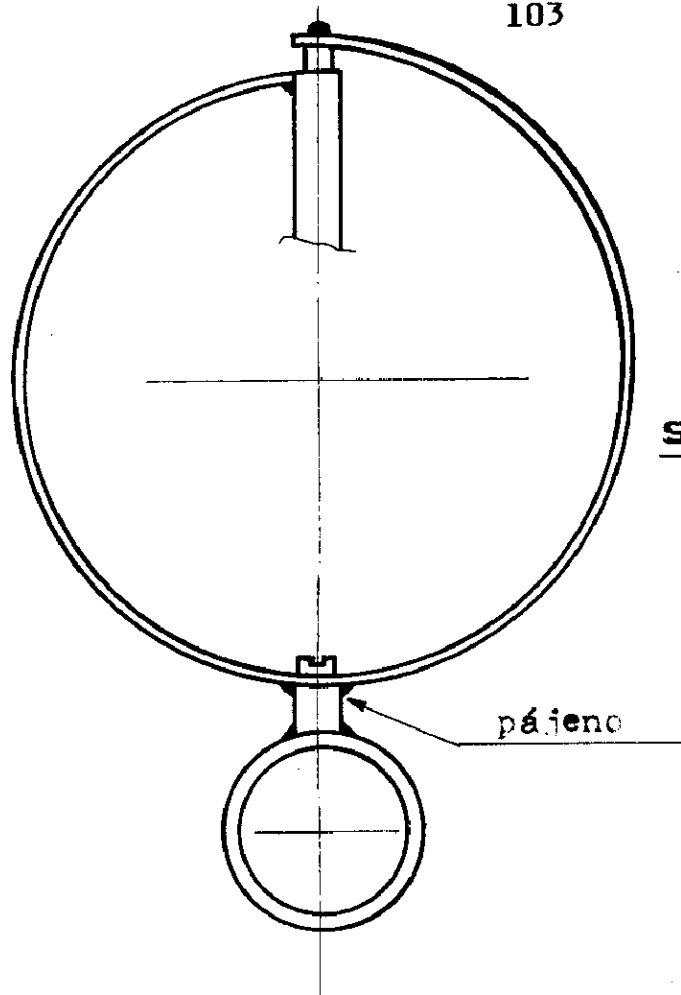
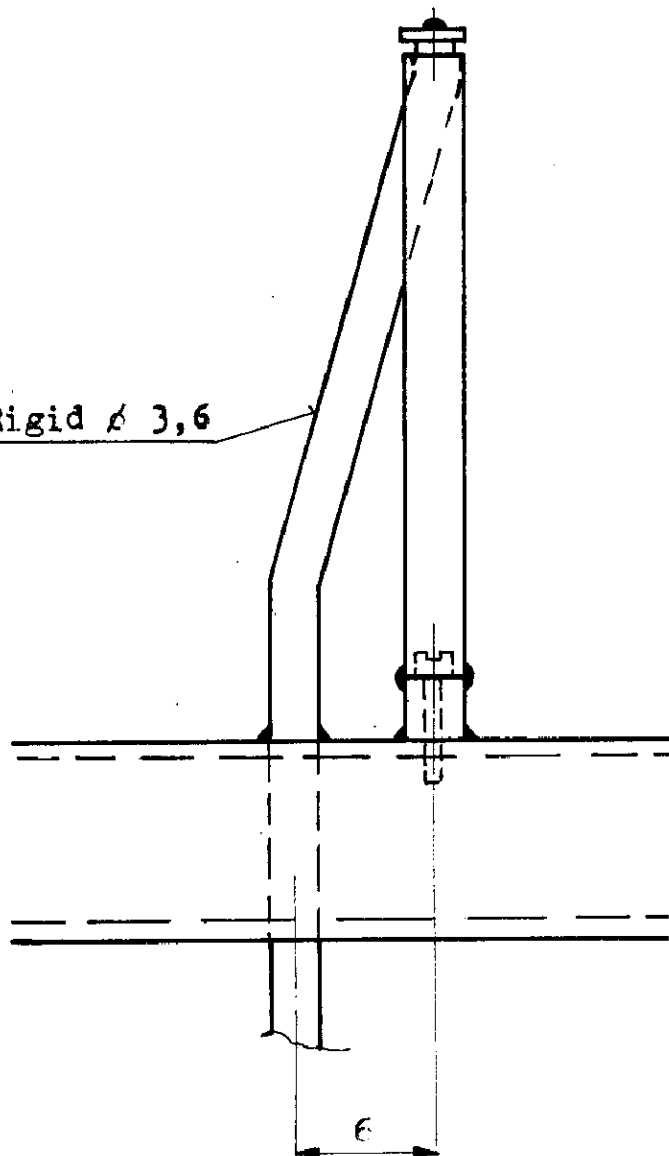
Montáž direktorů:



Montáž zářiče:



SEMI-RIGID ϕ 3,6 (2,2) 50 Ω (koax. kabel 50 Ω)

Semi Rigid ϕ 3,6

Rozměry prvků:

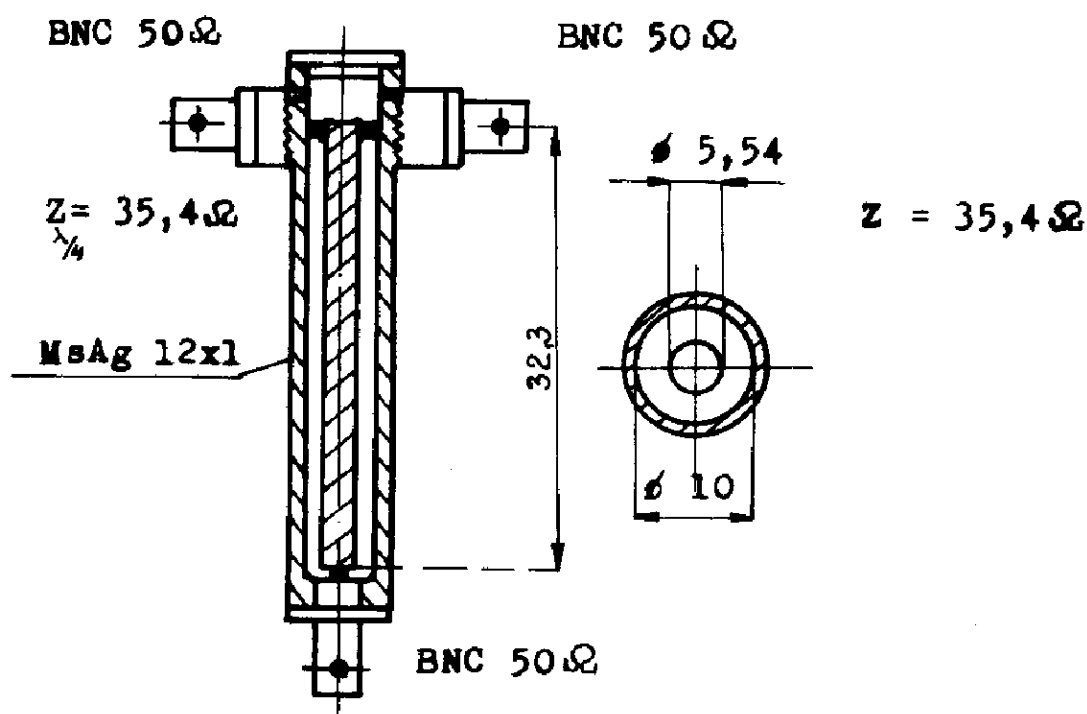
Prvek	x		
R1 R2	137,3	2	0
Z	130,6	1	4
D1 - D11	116,6	11	44
D12 - D18	113,3	7	28
D19 - D23	110	5	20
D24 - D35	108,3	12	48
D36 - D41	106,6	6	24

Rozměry od konce ráhna:

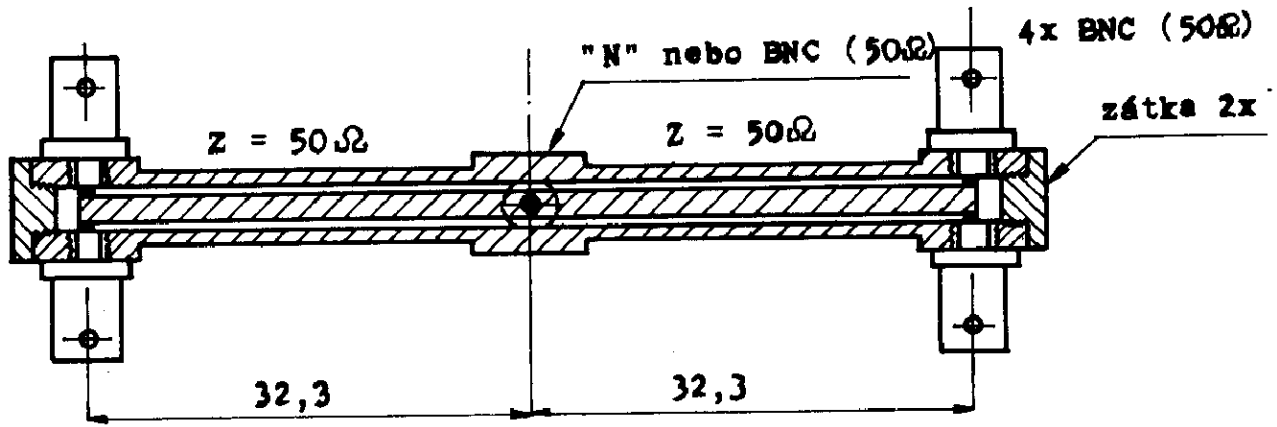
D	Vzdálenost od konce	D	Vzdálenost od konce	D	Vzdálenost od konce
3	124,5	16	704,9	29	1360,8
4	149,7	17	755,4	30	1411,3
5	167,4	18	805,9	31	1461,8
6	200,0	19	856,3	32	1512,2
7	250,6	20	906,8	33	1562,7
8	301,3	21	957,2	34	1613,1
9	351,8	22	1007,7	35	1663,6
10	402,2	23	1058,1	36	1714,0
11	452,7	24	1108,6	37	1764,5
12	503,1	25	1159,0	38	1815,0
13	553,6	26	1209,5	39	1865,4
14	604,0	27	1260,0		
15	654,5	28	1310,4		

Spojení antén do skupin:

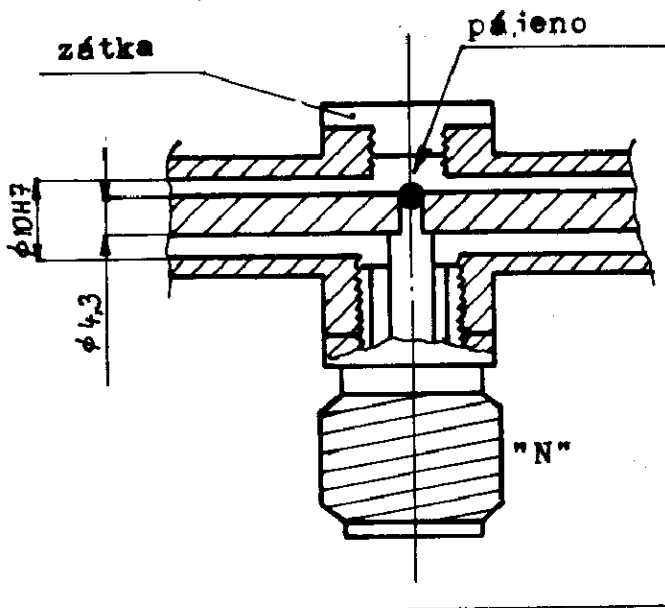
a) Transformátor pro 2 antény:



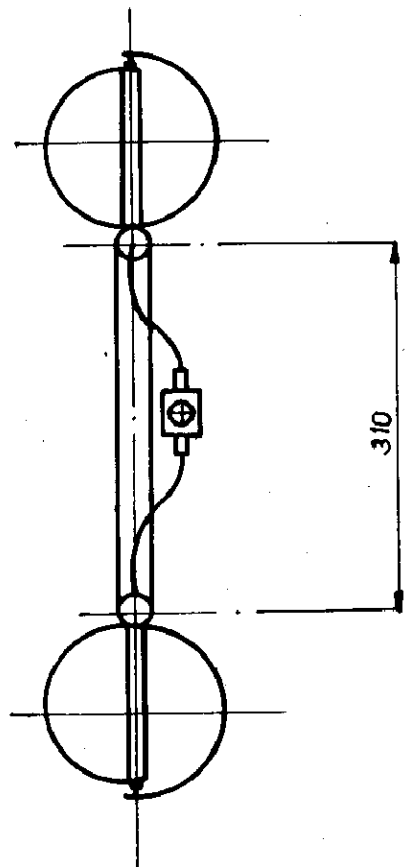
b) Transformátor pro 4 antény:



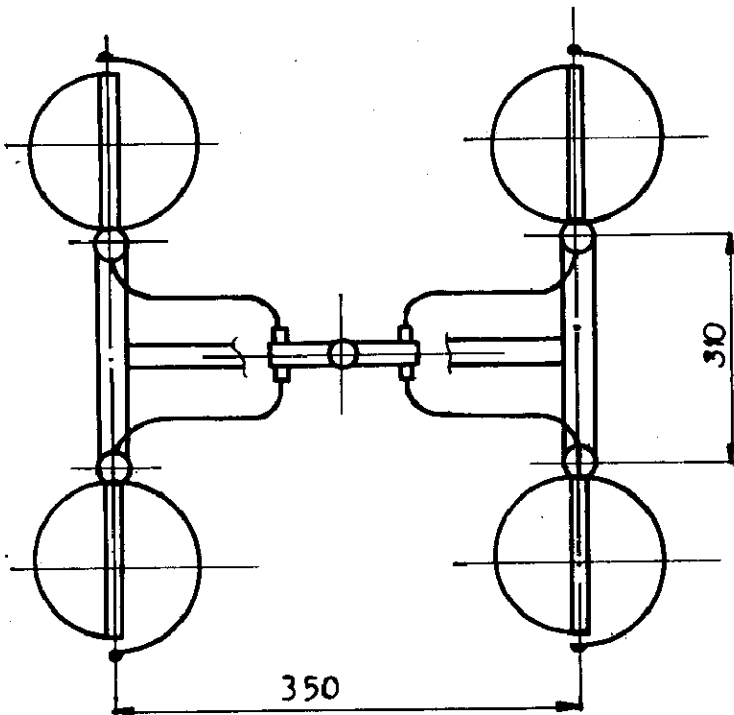
Detail připájení středního konektoru:



Fázování 2 antén:



Fázování 4 antén:



O S C A R 13

- Start: 15. 6. 1988 raketou ARIANE 4 ze základny Kourou.
- Parametry dráhy: sklon $i = 57,4^\circ$, výstřednost $e = 0,66$, délka hlavní poloosy $a = 25783$ km, výška v apogeu $h_a = 36423$ km, výška v perigeu $h_p = 2388$ km, doba oběhu $P = 686,7$ min.
- Hmotnost družice: startovací 140 kg, na oběžné dráze 90 kg.
- Rozměry: výška s anténami 1,35 m (bez antén 0,47 m)
šířka s anténami 2,00 m (bez antén 1,26 m)
- Antény družice: - 70 cm - směrová se ziskem 10 dBic, pravotočivá polarizace,
2 m - směrová se ziskem 6dBic, pravotočivá polarizace
70 cm + 2 m - všesměrová se ziskem - 2 dBi,
24 cm - šroubovice se ziskem 11 dBic, pravotočivá polarizace,
13 cm šroubovice se ziskem 12 dBic, pravotočivá polarizace.
- Telemetrie: 128 kanálů - 400 bps a RTTY 50 Bd.
- Výkon slunečního generátoru: počáteční 40 W, po třech letech na dráze 25 W.
- Plánovaná životnost družice: 6 let
- Převaděče: družice má na palubě převaděče módů B, L, J, S a číslicový převaděč Rudak. Kmitočty jednotlivých módů jsou uvedeny v tabulce. Módy jsou přepínány počítačem družice podle programu, který je stanoven vzhledem k orientaci družice vůči Zemi. Orientace družice se mění přibližně každé dva až tři měsíce tak, aby bylo dosaženo optimálního slunečního úhlu. Aktuální program přepínání jednotlivých módů je oznamován v buletinech na kmitočtu GB a to CW v celých půlhodinách a RTTY ve čtvrt hodinách.

Mód B:

Výkon vysílače převaděče je 50 W PEP. Potřebný výkon pozemské stanice je 100 až 500 W EIRP při pravotočivé kruhové polarizaci. Při zisku přijímací antény 10 dBic je třeba přijímat majáky v pásmu 2 m s minimálním odstupem vůči šumu 17 dB.

Mód L:

Výkon vysílače převaděče je rovněž 50 W PEP. Minimální výkon pozemské stanice je asi 750 W EIRP s pravotočivou kruhovou polarizací pro odstup $S/N = 6$ dB, což je asi o 14 dB méně, než se původně předpokládalo. (Úroveň AGC převaděče je trvale na hodnotě 14 dB). Potřebný EIRP závisí značně na úhlu "šilhání" (squint) antén družice. Přijímací anténa by měla mít zisk minimálně 13 dBic. Maják v pásmu 70 cm je třeba přijímat s odstupem minimálně 17 dB.

Mód J:

Vysílač převaděče sdílí s módem L. Pro uplink v pásmu 2 m je třeba asi 200 W EIRP při pravotočivé kruhové polarizaci. Mód J je zapínán pouze současně s módem L a měly by jej užívat pouze stanice, které nemají uplink v pásmu 24 cm.

RUDAK:

Vysílač číslicového převaděče má výkon 6 W. Pro technické problémy není všeobecně využíván.

Mód S:

Vysílač převaděče má výkon 1 W a pracuje s měkkým omezením. Nároky na uplink jsou stejné jako u módu B. K příjmu signálů v pásmu 13 cm je třeba použít anténu s minimálním ziskem 25 dBic (parabola o \varnothing 1m). Převaděč může být zapnut pouze současně s módem B, při přesném nasměrování antén družice k Zemi - squint angle $SQ = 0$.

MÓD	UPLINK	DOWLINK	GB	EB
B	435,420 - 435,570	145,975 - 145,825 (i)	145,812	145,985
L	1269,330 - 1269,620	436,005 - 435,715 (i)	435,651	
J	144,425 - 144,475	435,990 - 435,940 (i)		
RUDAK	1269,710	435,677 (i)		
S	435,601 - 435,637	2400,711 - 2400,747	2400,325	

(i) znamená, že dowlink je vůči uplinku invertován.

Ref: DJ5KQ " DL- SAT P3- C" zum Start bereit. Beam 4/88.

OK2AQK

Ing. Kasal M., CSc.

Tranzistorové vř budiče pro UHF, SHF a mikrovlnná pásma

V následujícím příspěvku budou stručně popsány tranzistorové vř budiče, použité v OKLKIR pro transvertory na pásma 1296, 2304 MHz a pro mikrovlnná pásma 5,760 MHz a 10,368 MHz. V poslední době i pro pásmo 432 MHz. Budiče vychází z oscilátoru s PKJ (krystalem), obsahují násobiče a zesilovače, poskytující při napájení z napětí 12,5 V vř výkon až přes 1 W (i více v závislosti na nap. napětí) v kmitočtovém rozsahu okolo 400 MHz a okolo 800...900 MHz. Lze předpokládat použitelnost i v pásmu cca 1200...1400 MHz, ~~jestliže~~ místo zdvojovače kmitočtu použijeme ztrojení. Výstupní výkon však již bude nižší, protože násobič poskytne poněkud nižší výkon než při zdvojování kmitočtu a zejména následující zesilovač již bude mít téměř jednotkový zisk. Lze proto očekávat výkon nejvýše okolo 0,5 W.

Na obr.1 a, b, c je uvedena varianta pro 384 a 432 MHz, která je použita jako budič ztrojovače s HT 322 (384/1152 MHz) v elektronkovém transvertoru pro pásmo 1296 MHz a v budiči pro vysílač EME na pásmu 432 (buzení pro zesilovač s HT 322). V prvním případě je využit plný vř výkon budiče s 2N3375, v druhém případě snížený a navíc regulovaný vř výkon cca 0...0,6 W opět s 2N3375.

Na obr.2 jsou uvedeny úpravy budiče znobr.1, které zlepšují jeho parametry, případně při použití vyššího kmitočtu PKJ též zjednodušší mechanickou konstrukci.

Na obr.3 je uvedeno zapojení a provedení budiče cca 850 MHz s výkonem cca 0,5...0,6 W a na obr.4 jeho vylepšenou verzi, poskytující vyšší potlačení nežádoucích kmitočtů. Dosažené výsledky nejsou

nezajímavé:	Zapojení dle obr.3	obr.4
	400 MHz -24,5 dBc	-31,5 dBc
	800 MHz θ dBc	θ dBc (výstupní f)
	1200 " -25 dBc	-65 dBc
	1600 " -34 "	-40 "
	2000 " -50 "	-58 "
	2400 " -45 "	-60 "
	2,8 GHz -40 "	-63 "
	3,2 GHz \leq -70 "	\leq -65 "
	a vyšší	

Na obr.5 je uvedeno zapojení zesilovače, použitého za budič podle obr.3 nebo 4, který poskytne výstupní výkon přes 1 W v pásmu 800 ...900 MHz, který byl použit pro buzení směšovače či násobiče s varaktorem, resp. mžikovou diodou (SRD-step-recovery diode) na pásmech 7,760 GHz a 10,368 MHz. Zesilovač zlepšil dále potlačení nežádoucích kmitočtů (budič i zesilovač musí být řádně stíněny) Lze dosáhnout potlačení všech nežádoucích neharmonických produktů pod -70 dBc, druhá harmonická má úroveň cca -40 dBc atd. Potlačení harmonických je dáno jednoduchým výstupním obvodem a poklesem zesilovacích schopností tranzistoru na vyšších kmitočtech řádově již GHz.

Zatím neověřeno bylo použití násobiče podle obr.3 či 4 jako ztrojovače, tj. s výstupním kmitočtem cca 1200 ...1300 MHz. L 22 bude samozřejmě třeba úměrně zkrátit a též snížit vazební kapacitu C 66, optimalizovat výstupní vazbu a zvětšit L 23, protože obvod idleru bude laděn na dvojnásobku (cca 850 MHz) a ne na trojnásobku (152 MHz) jako dosud. Lze očekávat výstupní výkon až cca 0,3... ..0,4 W. Otázkou je zda výstupní zesilovač, obdobně upravený bude ještě schopen poskytnout zisk alespoň jednotkový pro oddělení a vyfiltrování výstupního signálu cca 1200 MHz, ale lze to při pečlivé práci očekávat.

Použití tranzistoru KT 911 je méně vhodné, protože pro dosažení stejných výsledků jako s KT 610 vyžaduje vyšší napájecí napětí (cca okolo 15...18 V)

Pro nedostatek času (ne papíru) budou další podrobnosti uvedeny v přednášce, a to i co se týká vazby na mikrovlnné násobiče či směšovače.

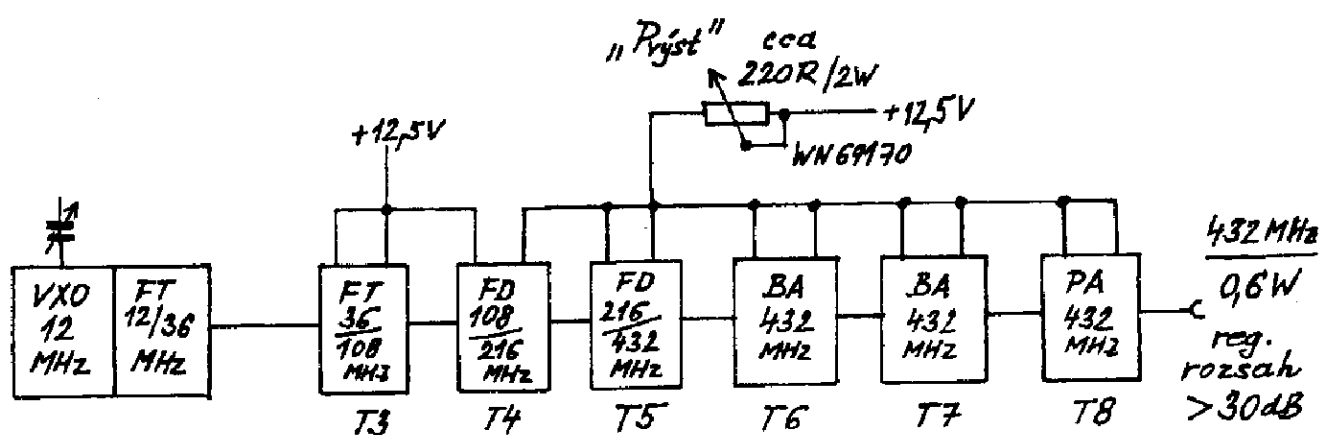
Vy 73 !

OK 1 DAK
OK 1 KIR

Plynulá regulace v^ř výkonu budiče na obr.1a

Pro některé účely může být žádoucí plynulá regulace v^ř výkonu budiče. Ta byla ověřena na zapojení podle obr.1a při použití jako budič 432 MHz pro EME provoz, resp. pro CW provoz na 432, příp. 1296 MHz.

Do série s napájecím napětím T8, T7, T6, T5 a kolektoru T4 (dělič v bázi již napájen trvale beze změny) byl zapojen proměnný odpor (reostat) o hodnotě 220 Ω (typ WN 69170 - cca 2W) - viz obrázek:



Bylo dosaženo reg. rozsahu přes 30 dB (typ. -36 dBc), průběh regulace je téměř lineární, ale toto nastavení je silně závislé na správném naladění obvodů LC, zejména v bázi T5 (L 14, 15) a též L 17. Při nepřesném naladění může v průběhu regulace docházet ke vzniku parazitních kmitočtů (další kmit. proměnné čáry ve v^ř spektru), které se na úrovni v^ř výkonu nijak neprojeví!

!! U PA, tj. T8 lze s obdobnými výsledky použít nejen 2N3375, ale i též KT904A (výběr), KT911, KT610A(3) - velmi vhodný a též všech dalších podobných typů tranzistorů, např. BLY22, KT925A aj.

Nastavení pracovních bodů transistorů budiče - obr.1a

		s osc.	bez
T3 - SF245D	$R_e = 100 \Omega$	$U_E = \text{cca } 0,33$	$\text{cca } 0, V, I_E = 3,3 \text{ mA} / \text{cca } 0$
T4 - KSY71	100	1,1 / -"	11 mA / -"
T5 - KF 622	10	0,15 / 0	15 mA / 0
T6 - KF 622	10	0,39 / 0,135	39 mA / 13,5 mA
T7 - KF 622	10	0,42 / 0,15	42 " / 15 mA
T8 - 2N3375	4	0,35 / ?	87 mA / ?
($P_{\text{výst}}$ cca 0,5-0,6 W)			
2N3375	0	- / -	135 mA / 55 mA
($P_{\text{výst}}$ cca 1,1 W na 384 MHz)			

Výstupní spektrum: pro 2N3375 s $R_E=10/6R8$

384 MHz : 0 dBc

2x (768MHz) : cca -43 dBc -36 dBc (pro vyšší odbočky-30 i méně)

3x (1152MHz): cca -48 dBc -50 dBc

4x (1536MHz): cca -73 dBc

-ostatní produkty pod -75 dBc, ale nutno stínit samostatně krabičku budiče, tj. T3, T5 a T6 (viz obr.1c a 1d)

Poznámka

Potlačení harmonických (i ostatních produktů) roste při nižších odbočkách na výst. obvodu (L22 na obr.1a), ale současně klesá výstupní výkon!

Optimální je nastavení pro největší potlačení harmonických tak, že právě již začíná výrazněji klesat vf výkon. Pro vyšší nároky na čistotu spektra je třeba zařadit na výstup ještě jeden obvod a to stejný jako je L22, C63 s vazbou buď na odbočky nebo ind. smyčkou apod. Tímto způsobem lze potlačit 2. a vyšší harmonické na cca -60 dBc i více za cenu snížení výst. výkonu o cca 1 až 1,5 dB!

POZOR !!

Je-li třeba plný vf výkon budiče, tj. R_E u T8 = 0 ! je třeba použít co nejmenší klidový proud u T8, zejména při trvalém provozu a zajistit vyhovující chlazení, zvláště při umístění v elektronkovém zařízení (např. 1296 MHz s HT322 apod.) a současně je třeba připevnit diodu v bázi T8 (D2 na obr.1a) na chladič T8 tak, aby měla s chladičem tepelnou vazbu pomocí např. páskové příchytky !!

Seznam součástek budiče 384(432) MHz - obr.1a

-
- L11,12,13 - kostřičky $\phi 5,5$ mm s Al krytem (Tesla Pardubice)
nebo podobné, $L=0,22$ uH, jádro M4x8mm/NO1
- L14,15 - 4 záv. $\phi 0,8$ mm na $\phi 6$ mm, mezera 1,5x ϕ drátu mezi závit-
ty, vývody cca 2 x 4 mm, kolektor T4 lze zapojit na odbočku L14 (obr. 2)
- L 16 - 3 záv. $\phi 0,6$ mm CuSn na $\phi 3$ mm, mezera mezi závity
cca ϕ drátu, vývody 2x3 mm
- L 17,19,22 - drát $\phi 1,4$ mm CuSn, $l=50$ mm ve výšce cca 12 mm
(osa drátu) nad zemí
poloha odboček uvedena na obr.1a,c, odbočky nejsou
kritické, výraznější optimalizace je potřebná jen
u L22 podle kusu tranzistoru, zejména při použití
KT 904A (žádoucí je výběr kusu podle P_{výst})
- L 18,20 - 1,5 záv., $\phi 0,6$ mm CuS na $\phi 3,5$ mm, min. vývody
- L 21 - 1,5 záv., $\phi 0,6$ mm CuSn na $\phi 4$ mm, min. vývody
- T1 11 - něk. závitů ϕ cca 0,4 mm CuS na fer. toroidku či tru-
bičce, materiál H10 až 22
- T1₁₀ - 7 záv. $\phi 0,6$ CuS na $\phi 3,5$ mm mezery na 0,5x ϕ drátu
- T1₁₂ - 4 záv. -" -" -" -"
- T1₁₃ - 5 záv. -" -" -" -"
- T1₁₄ - 3 záv. -" -" -" -"
- T1₁₅ - 3,5 záv. $\phi 0,35$ CuSH na $\phi 3 \times 7$ mm trubičce z mater. H
- T1₁₆ - 6 záv. $\phi 0,6$ mm CuS na $\phi 3$ mm, mezera mezi záv. 1/2 ϕ drá-
tu
- C 22,32,38,45,52,61 - dílkové čipy, postříbřené, cínované, zaletov-
vané přímo do ploš. spoje nebo na zem těsně u vývodu emi-
toru tranzistoru o kapacitě něk. set pF nebo ekvivalent-
ní typy, např. z diskových kondenzátorů po oškrabání
krycího laku či tmelu
Pozor při pájení!!! Letovat nejlépe nízkotavitelnou
pájkou nebo s co největším obsahem cínu, letovat rychle,
nejdříve prohrát zem(pl. spoj) a pak teprve přikládat
kondenzátor!
U C22,32 lze použít ker. polštářky s min. vývody.
- C 34,35,43,50,54 - ker. kap. trimry NDR, 2/6 pF či podobný typ
- C 55 - ker. trimr NDR, 3/12 pF či pod.
- C 41, C49, C63 - ker. trimr letovací SK 720 032(2p7), skleněný
trimr letovací nebo kalibrovaný šroubovací
(paralelní kapacitou-ker. kond. NO47 se nastaví la-
dicí rozsah v oblasti malé kapacity trimru, zej-
ména u výstupu, tj. C 63)
- Průchodkové kondenzátory jsou letovací typy cca 1n apod.
- Ostatní blok. kondenzátory jsou ker. typy s min. délkou vývodů.
- Odpory jsou typu TR 191, 151 či pod.

Úpravy budiče z obr.1 - viz obr.2 a,b,c

Na obr.2 jsou znázorněny úpravy budiče z obr.1, které vyplynuly z dalších prací při použití budiče pro různé účely.

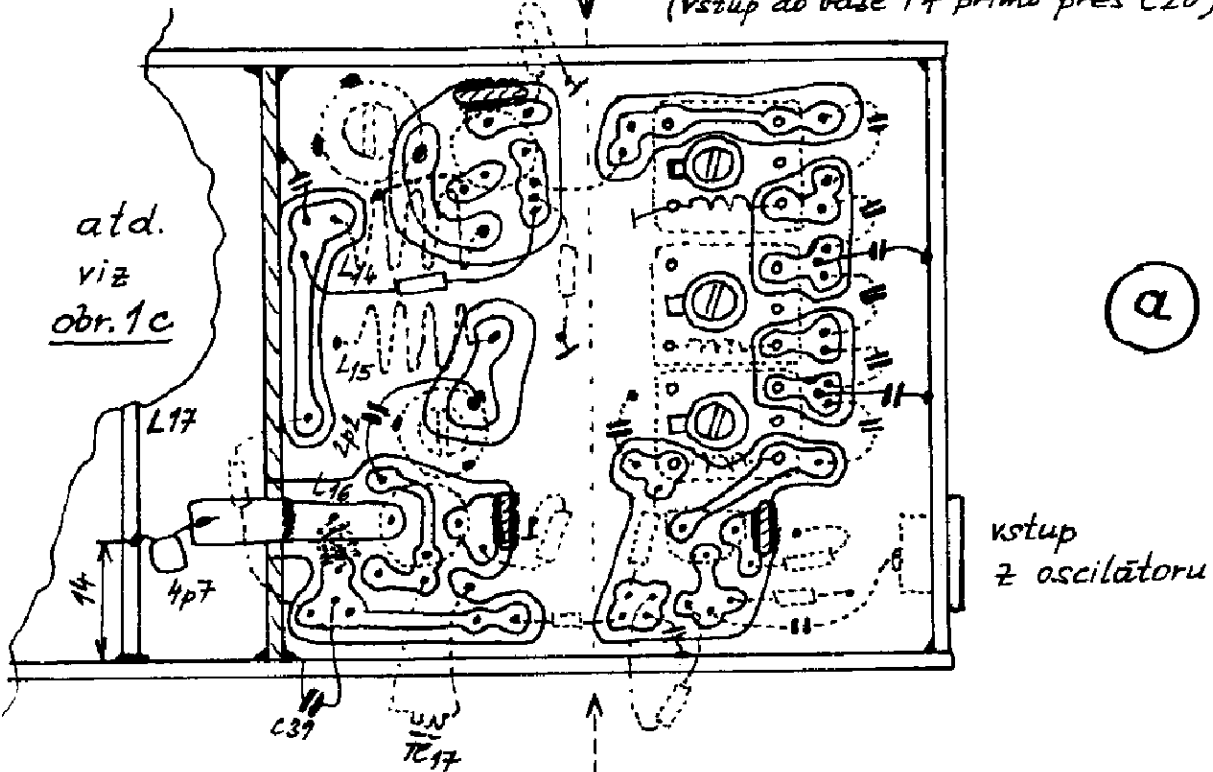
Na obr.2b jsou změny zapojení, spočívající v náhradě tranzistoru KSY 71(T4) za typ KF622(2N3866). Kolektor T4 je zapojen na odbočku L14, na cca 3/4 závitu od "studeného" konce L14 (tato úprava s odbočkou na cca 1 záv. se osvědčila i u původního T4-KSY71, kdy též nejen zlepšila vybuzení T5, ale též zlepšila čistotu spektra a odstranila potřebu příliš těsné vazby L14 a L15).

Odpor v emitoru (R26) se snižuje ze 100 Ω na 10 Ω , odpadá T1-11 v napájení kolektoru (u C33 je třeba min.délky vývodů, tj. L=0), dělič v bázi se poněkud zvýší (R25) a odpor R25 je umístěn ze strany ploš.spoje (obr.2a).

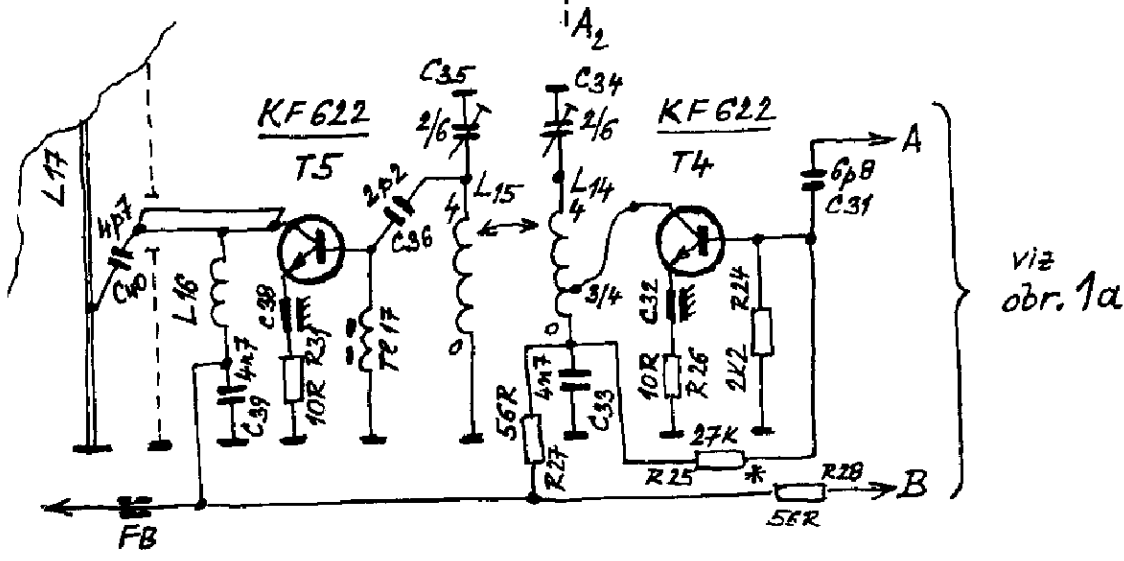
U následujícího násobiče (T5-KF622) odpadá dělič v bázi (je třeba jen je-li buzení z T4 nedostatečné, v tom případě je třeba jej znovu použít), dále je vypuštěn C37 (10p). Místo děliče je použita tlumivka Tl₁₇: něk.závitů, cca 4-5 záv. ϕ 0,4CuS(H) na toroid ϕ 4mm z materiálu H.

V případě, že je k použití oscilátor vyššího základního kmitočtu (což je velice výhodné z hlediska čistoty výstupního signálu - vř. spektrum!) lze zapojení i konstrukční provedení značně zjednodušit vypuštěním obvodů pásm.propusti L 11,12,13 a T3 podle obr.2c a plošný spoj zkrátit odříznutím podle řezu A₁-A₂ na obr.2a (vstup z oscilátoru se pak přemístí na stranu T4 poblíž báze T4. Ukázalo se vhodným vyzkoušet doladění báze T4 kondenzátorem (C_x -2/25pF/50p typu např. WN70424/25) na max. výstupní výkon tohoto násobiče (FD či FT), tj. na max. vybuzení T5. Použití C_x není nezbytné, výrazně však zvýšilo účinnost násobiče (T4-72/216 MHz) při vst.signálu 72 MHz. Použití krystalů vyššího kmitočtu v zapojení oscilátoru podle obr. 1b je možné při snížení kapacity C3 v podstatě bez větších změn zapojení, což bylo ověřeno až do asi 100 MHz (C3 cca 18pF). Jak je z předchozího zřejmé, T4 může pracovat jako zdvojovač nebo jako ztrojovač kmitočtu, např. 48 na 96 MHz nebo 101 na 202 MHz či 71 na 213 MHz apod. U T5 je vhodné ponechat zdvojování, při trojování je výstupní výkon poněkud nižší, což nevádí v případě, že T8 pracuje jako zesilovač výkonu (obr.1 a 2). V případě, že T8 pracuje jako násobič kmitočtu (FD či FT) je žádoucí docílit co největšího buzení T8 z T6,7 (viz dále obr.3).

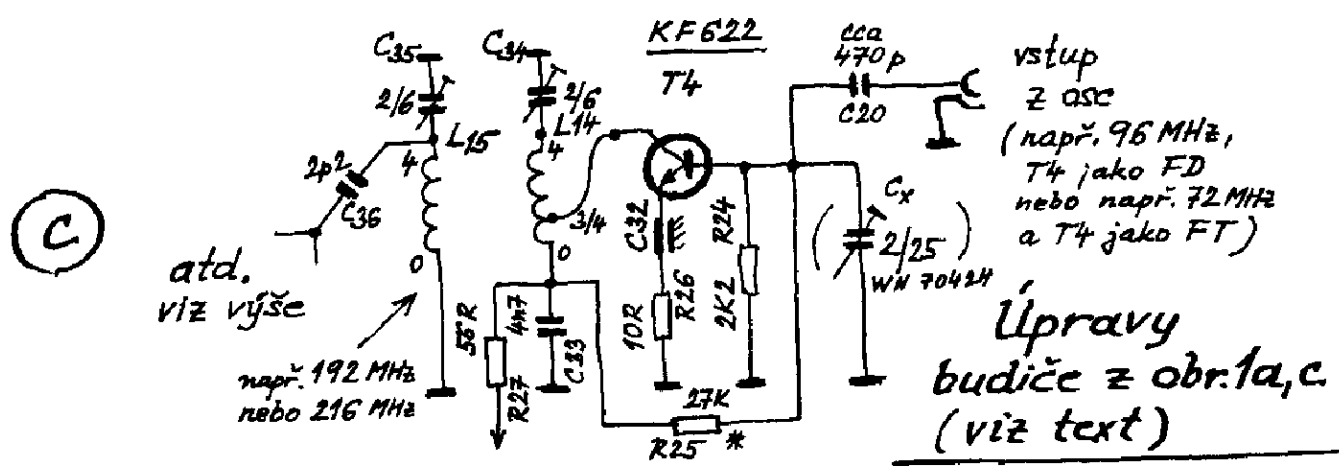
A₁ Řez A₁A₂: možnost odříznutí části ploš. spoje, je-li vstup z oscilátoru na vyšším kmitočtu, např. 96 MHz (vstup do báze T4 přímo přes C20)



(a)

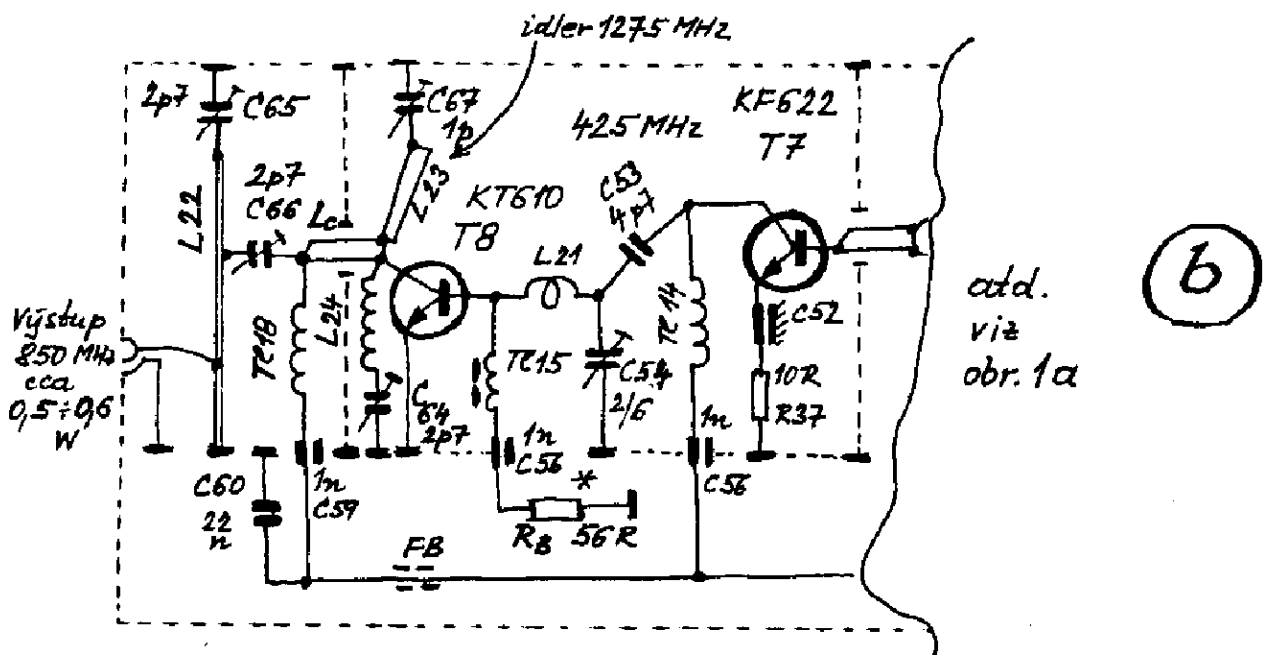
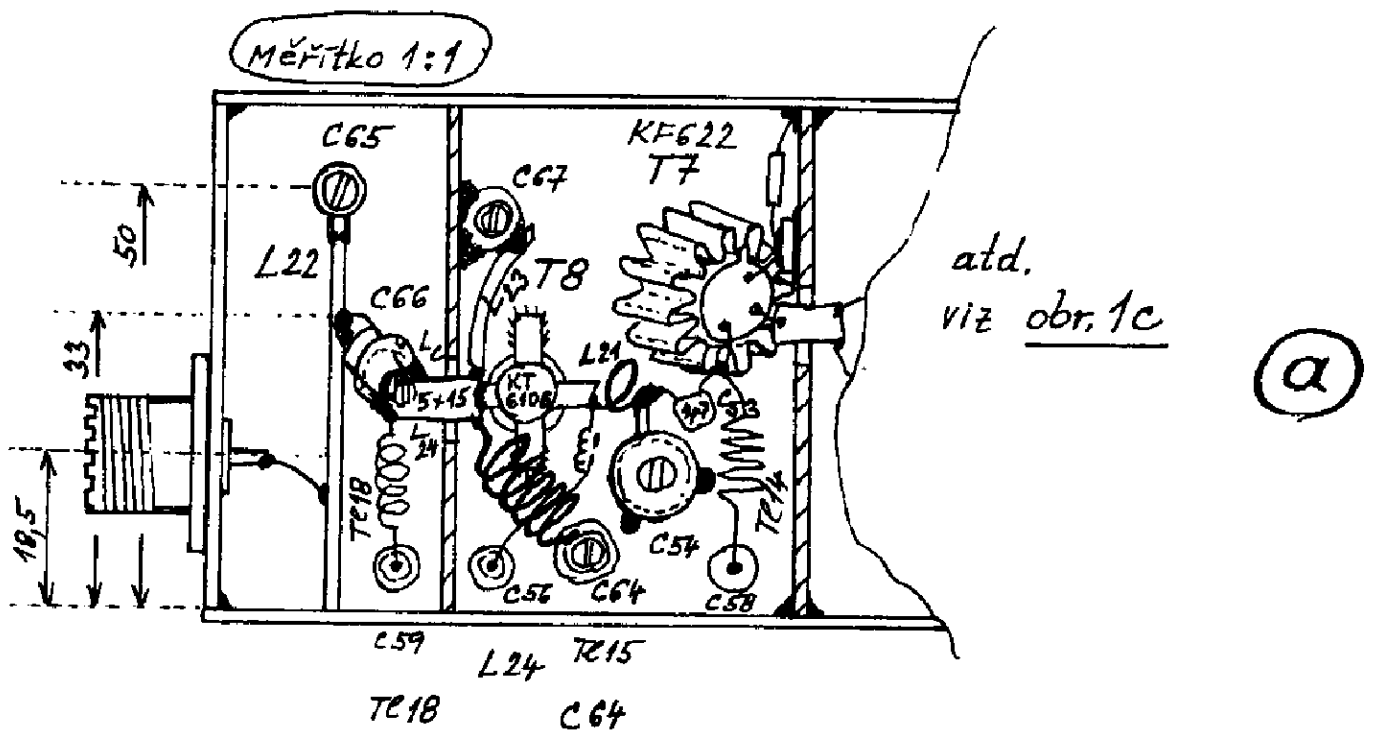


(b)



(c)

Obr. 2 a, b, c



L_{22} - $\phi 1,4$ mm CuSn, C_{65} - skleněný trimr letovací (WK 701 22 ÷ 25)
nebo kalibrovaný skl. (WK 701 09), nejlépe
keram. SK 720 32 (2p7/0p8)

C_{66} - ker. SK 720 32, příp. skl. letovací (WK 701 22 ÷ 25)

C_{67} - ker. SK 720 02 (1p/0p4), příp. —||— (hodnota $\rightarrow C_{min}$)

$C_{64} = C_{66}$ L_{21}, T_{14}, C_{53} (viz obr. 1)

T_{15} - nízk. zdv. $\phi 0,4$ CuS(H) na toroidu $\phi 4$ mm a mater. H

T_{18} - 6 záv. $\phi 0,4$ CuS na $\phi 3,4$ mm, mezeru na $1/2 \phi$ drátu

L_{23} - Cu folie cca 2×20 mm, L_{24} - 8 záv. $\phi 0,4$ CuS těsně s mezerou $< 1/2 \phi$ drátu
na $\phi 4$ mm

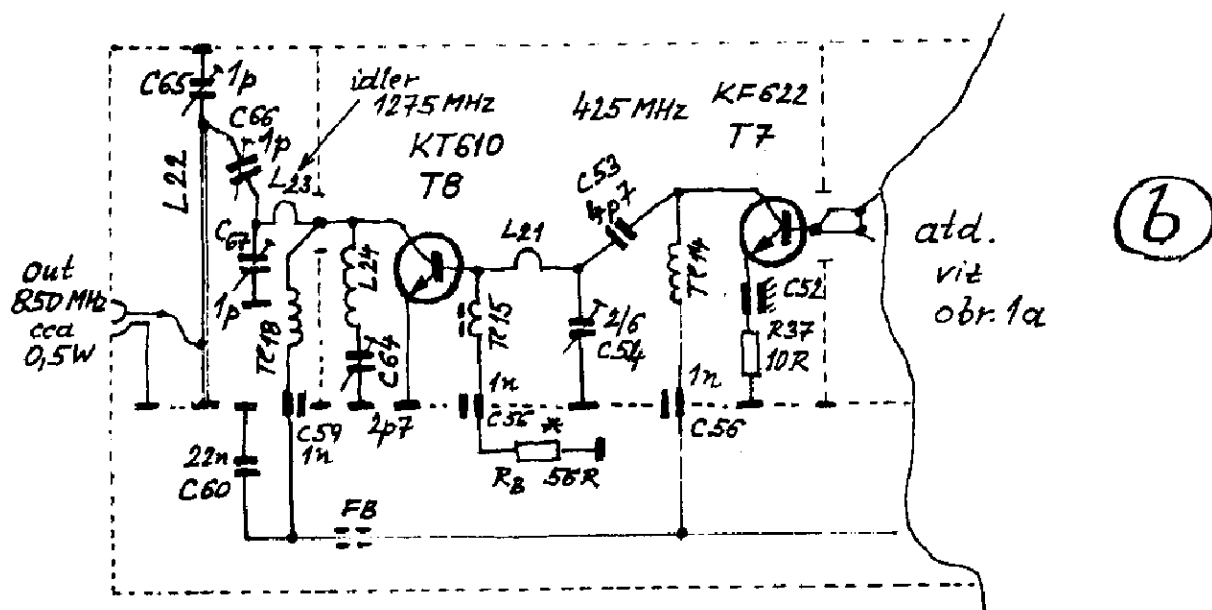
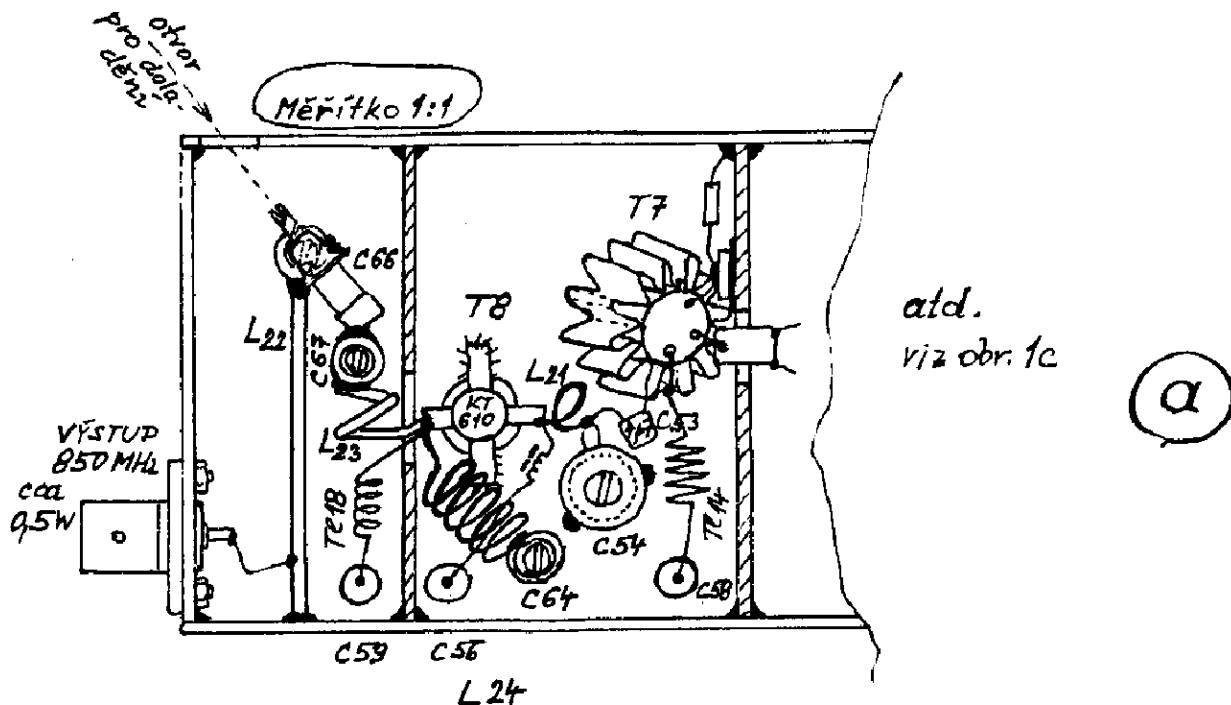
R_B - 56R (*) / TR 191, 151

L_c - Cu folie, 5×15 mm

T_8 - KT 610 B (A) a pod.

Budič 850 MHz
(varianta A)

Obr. 3



L_{22} - $\phi 1,4$ mm CuSn L_{24} - viz obr. 3

C_{65} - 1p, ker. trimr SK720 02 nebo skl. letovaci (WK 701 22-25)

C_{66} , C_{67} - " - , C_{67} přibl. min C (cca 0p5), C_{65} přibl. max. C (nec 1pF)

L_{23} - 1 záv. $\phi 0,8$ CuS na $\phi 4$ mm

C_{64} - 2p7 ker. trimr SK720 32 nebo skl. letovaci (WK 701 22-25), hodnota cca 2pF

Ostatní součástky stejně jako na obr. 3 !

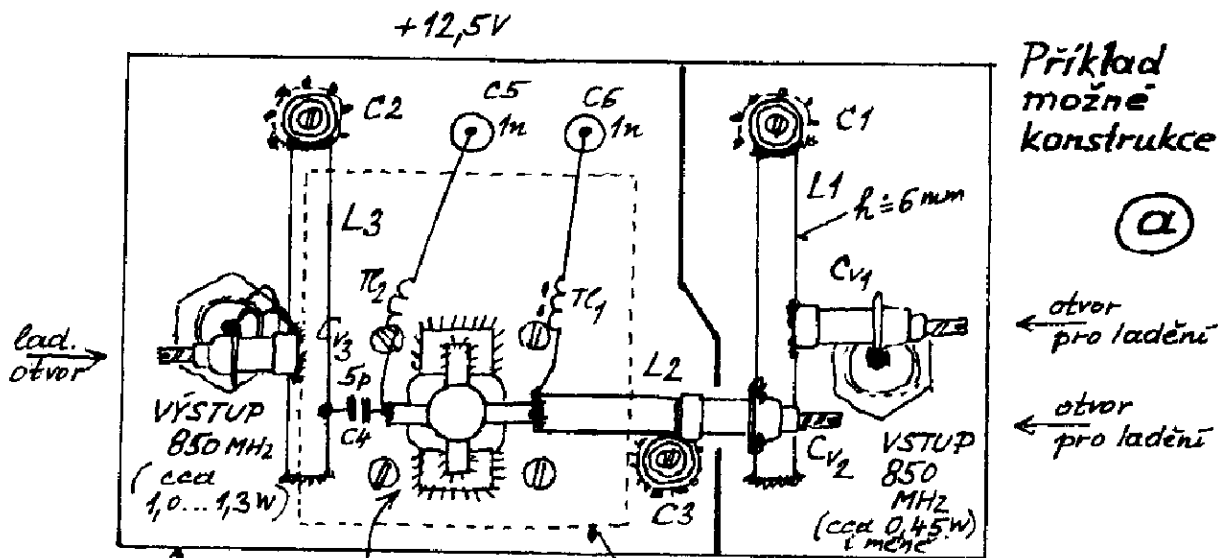
Pozn.

L_{23} spolu s C_{67} a C_{66} , 65 tvoří idler
1275 MHz ($3 \times f_{in}$), který působí jako
dolní propust pro vyšší harmonické.

C_{66} nesmí být příliš velká, aby bylo ještě
možné idler doladit C_{67} !

Budič 850 MHz - var. B
(zvýšené potlačení harmonických
kmitočtů)

Obr. 4

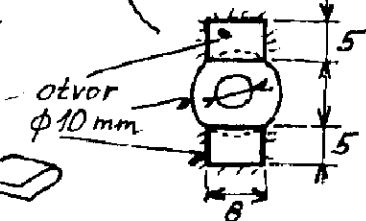


Příklad možné konstrukce

α

Oboustranný cuprextit

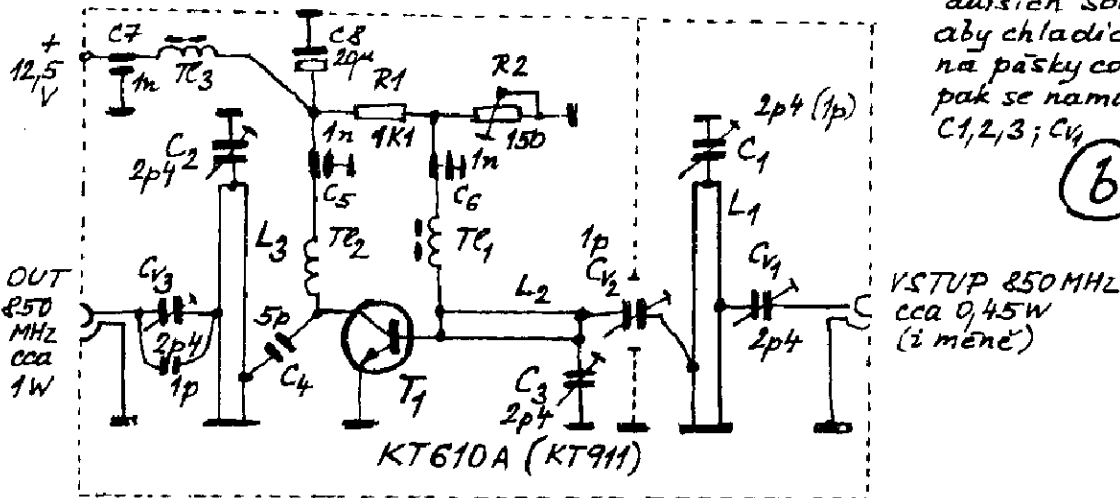
Pásky Cu fólie ve tvaru



chladič Cu 2:4 mm tl. na druhé straně, cca 40 x 40 mm

Pásky zaletorány plošně, tj. s min. množstvím cínu jako první, tj. před montáží všech dalších součástí, tak aby chladič dosedl na pásky co nejlépe; pak se namontuje chladič, C1,2,3; C4, C2,3 atd.

β



L1 - pásek CuAg 5 x 40 x 0,5; ohnutý do tvaru L tak, aby výška (světlost nad zemí) byla 6 mm, odbočka pro C_{V1} cca 15 mm od země, pro C_{V2} cca 8 mm konce (rozumí se osy C_{V1}, C_{V2})

L3 = L1, odbočka pro C₄ cca 6 mm od konce L₃, pro C_{V3} cca 19 mm,

L2 - pásek CuAg 5 x 21 jako L1 ve výšce 6 mm nad zemí,

TC1 - cca 5...7 záv. φ 0,35 CuS na toroidu φ 4, materiál H

TC2 - 3 záv. φ 0,7...0,8 CuS, mezera 1/2 φ drátu, na φ 4 mm

TC3 - nk. záv. φ 0,3 CuS(H) na toroidu φ 4 apod., materiál H

C₁, C₂, C₃ - ker. trimr 2p7/0,8p (SK72032) nebo skl. letovací (WK70122÷25)

C_{V1}, C_{V3} = C₁, 2, 3

C_{V2} - ker. trimr 1p/0p4 (SK72002) nebo skl. letovací (WK70122÷25)

C₄ - cca 5pF (4p7), inkurant či TK745(755) s krátkými vývody

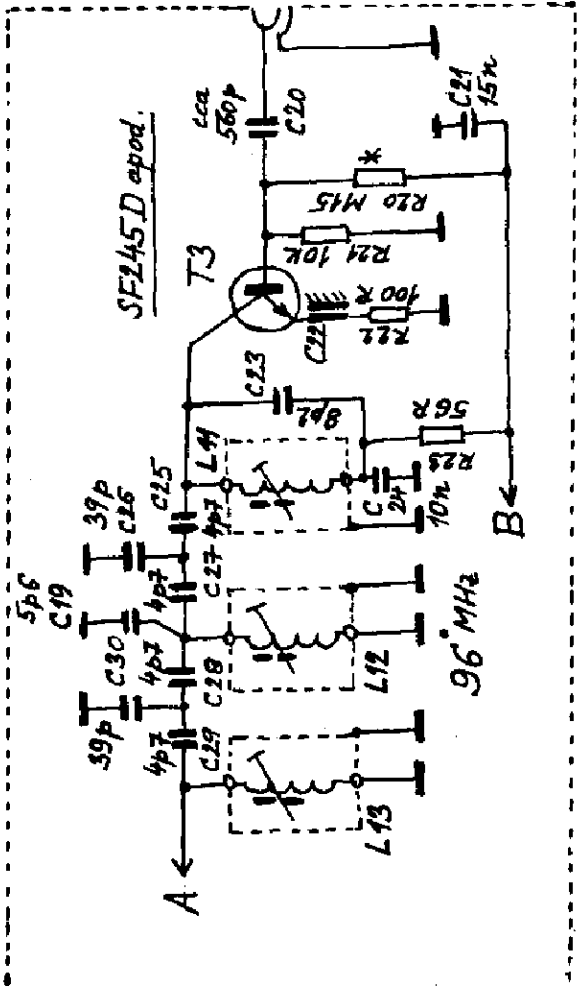
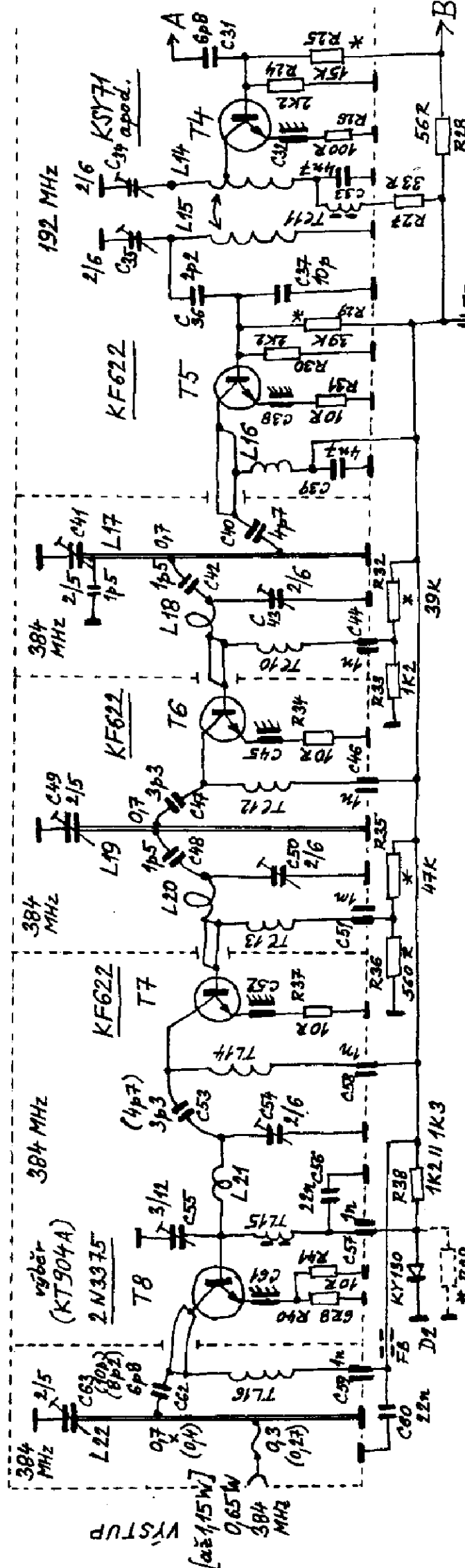
C₅, C₆ - šroub. či letovací průch.kond. cca 1n

R2 - pot. trimr 150 Ω (TP025), cca v 1/4

Pozn. C2 lze nahradit 1p0/0p4 (SK72002), pak lze posunout vazbu C_{V3} výše a vypustit 1p kondenzátor

Zesilovač 850 MHz (cca 1W) jako PA pro budič z obr. 3 a 4

Obr.5

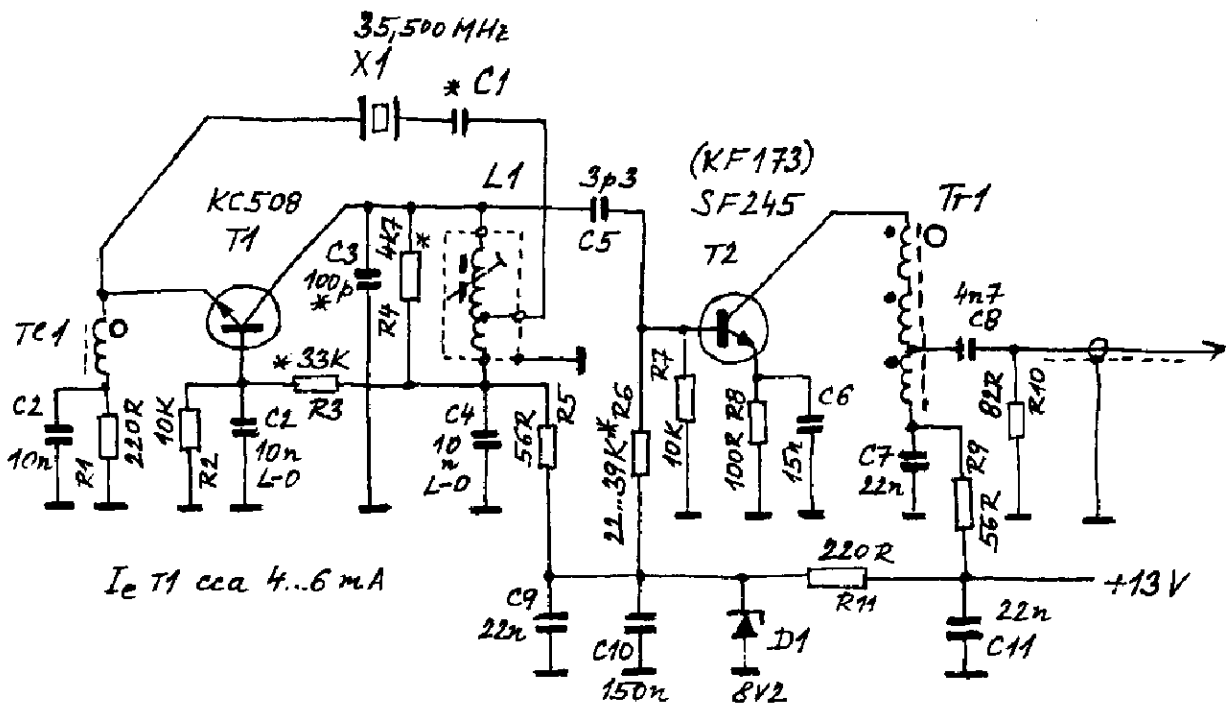


POZOR!
 Pro $R40 = R41 = \emptyset \Omega$; $C53 = 4p7$; $C62 = 8p2$; $C61 = \emptyset$.
 je po doladění vřst. výkon 1,15W/50 Ω při 13,2V
 ($I_c = 135/55mA$ u T8). Pro KT904A (výběr) platí
 hodnoty v závorkách (...), výstupní výkon je nižší (mírně).
 (R38 = 1K2)

VSTUP
 ± 0,5C
 48 MHz
 (cca 1V_{rms})
 nebo
 32 MHz
 (cca 1,4V_{rms})

Budic 384[432]MHz - varianta A (2N3375)

Obt. 1a



TC1 $\phi 4 \times 4$ toroid H20

5...8 záv. $\phi 0,25$ CuS

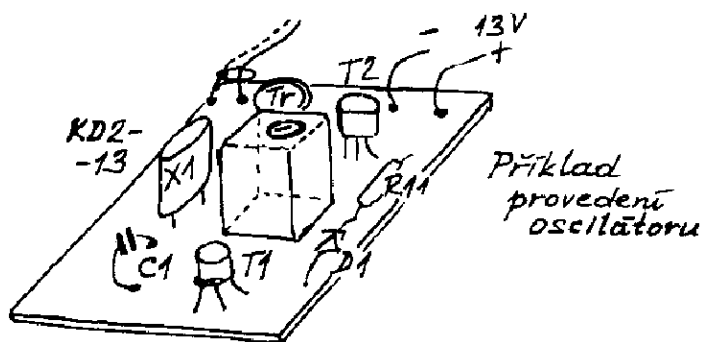
L1 $\phi 5,5$ mm s krytem (Te-Pa), jádro NO1 (NO2), $M4 \times 8$
8 záv. $\phi 0,8$ CuS téměř těsně, odů. cca 1,5 záv.

Tr1 $\phi 4 \times 4$ toroid H20

3 \times 5 záv. $\phi 0,25$ CuS mírně zkrouceno

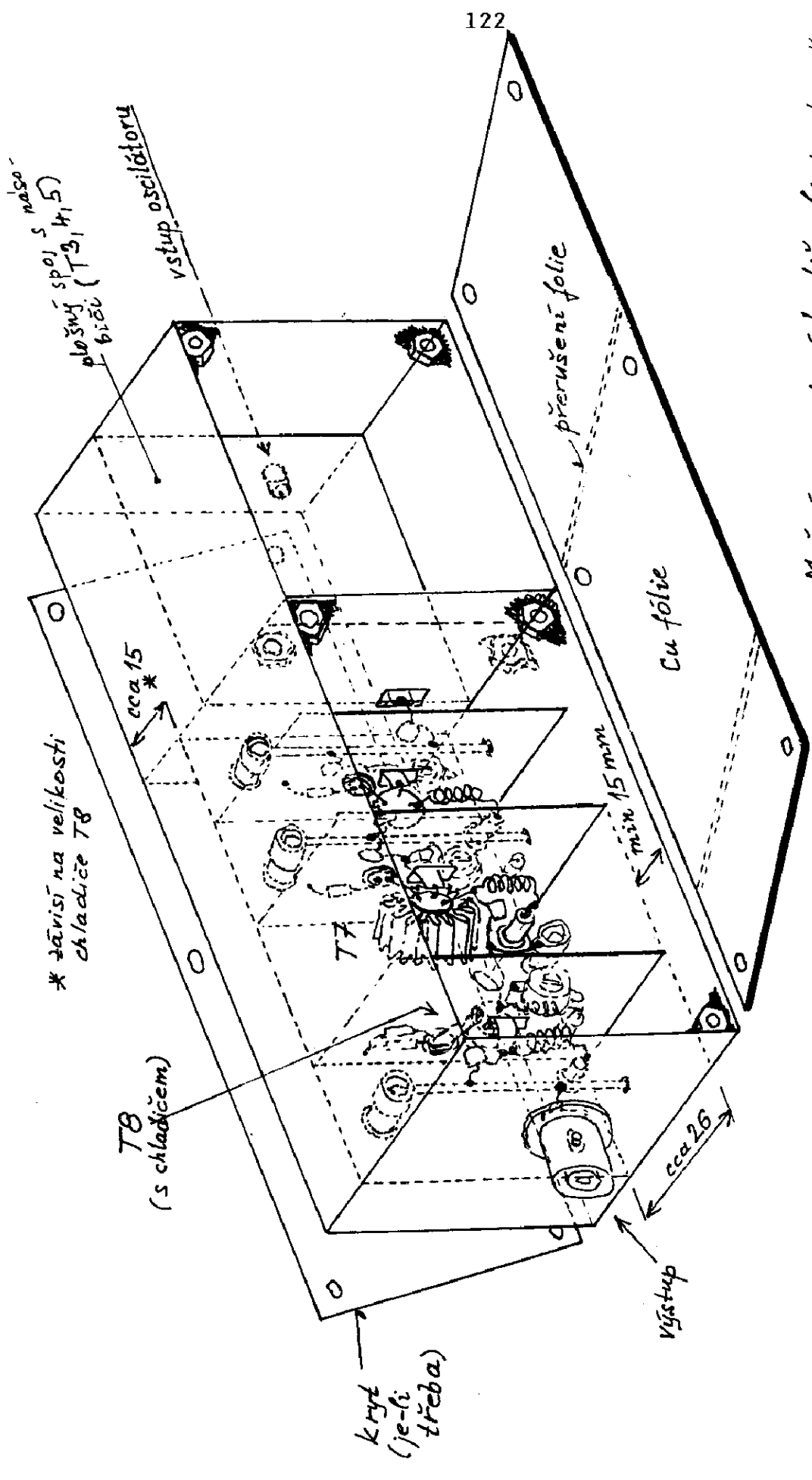
C3 hodnota závisí na f_{X1} a případně L1
(pro $f_{X1} \cong 48$ MHz je C3 cca 56 pF)

C1 nastavení přesně f_{X1} (případně místo C1 - zvýšení f_{X1} lze použít
L2 pro snížení f_{X1})



Zapojení a příklad provedení oscilátoru
pro budíče 852 MHz (pro X1: 35,5 MHz), resp.
384 (432) MHz (X1: 48 MHz či 32 MHz)

Obr. 1b



Možné provedení budice (jednostranně
plátovaný cuprexit, přepážky oboustranně
plátovaný)

Obr.1d