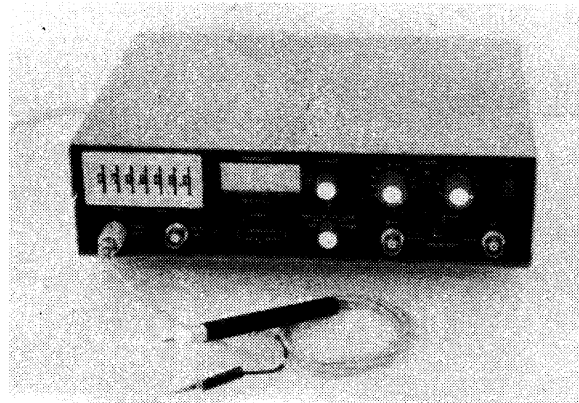


# MĚŘICÍ TECHNIKA

## Vf generátor 10 kHz až 200 MHz

Jiří Krčmář

V článku je popsán generátor signálu s možností amplitudové i kmitočtové modulační, který navíc s běžným osciloskopem nahrazuje i rozmiřač. Generátor je pro svoji náročnost určen pro vyspělé amatéry, kteří si dokáží poradit i s případnými obtížemi. Při stavbě je nutné mít dostatek zkušeností s číslicovou i vf technikou, umět dobře pájet při osazování zhuštěných plošných spojů a samozřejmě mít k dispozici i potřebné měřicí přístroje.



Plynule laditelné generátory se obvykle vyznačují dobrou spektrální čistotou s malým fázovým šumem výstupního signálu. Jejich nevýhodou je malá přesnost a stabilita nastaveného kmitočtu. Dobrý generátor byl otištěn např. v Příloze AR 1982. Má však některé nevýhody, které plynou právě z popsaného principu činnosti (např. hrubá stupnice, nestálý zdvih FM, atd.).

Rozhodl jsem se proto navrhnout a postavit generátor s kmitočtovým syntezátorem, jehož stavba je s moderními součástkami relativně jednoduchá. Kromě velké přesnosti a stability kmitočtu je jeho další výhodou rychlé a jednoznačné nastavení kmitočtu. Mezi nevýhody lze zařadit obvykle horší fázový šum i spektrální čistotu ve srovnání se systémy s plynulým laděním. Je to způsobeno zejména nespojitou činností fázového závěsu, použitím varikapu v oscilačním obvodu VCO a vyzařováním nejrůznějších spektrálních složek z číslicových obvodů syntezátoru. U moderních špičkových přístrojů lze však tyto vlivy do značné míry potlačit (viz [2] a [3]).

Základní požadavky při návrhu jsou kompromisem mezi složitostí a užitnými vlastnostmi. Kmitočtový rozsah byl omezen do 200 MHz; dosažení většího rozsahu směrem k vyšším kmitočtům by bylo neúměrně obtížné. Krok kmitočtu po 100 Hz bude ve většině případů vyhovovat i pro úzkopásmové systémy. Menší krok by způsobil značné obtíže při návrhu fázových závěsů. Výstupní napětí, potřebné pro pokrytí možných aplikací, je od 0,1  $\mu$ V do 1 V. Samozřejmě je amplitudová i kmitočtová modulace s pokud možno konstantním zdvihem při přeladování. Pro maximální využití přístroje je dále výhodné, aby mohl být používán i jako rozmiřač ve spojení s osciloskopem.

### Technické údaje

**Rozměry** (š  $\times$  v  $\times$  h): 254  $\times$  70  $\times$  200 mm.  
**Kmitočtový rozsah:** 10 kHz až 199,999 MHz.

**Dělení (krok) kmitočtu:** 100 Hz.  
**Modulace – AM:**  $m = 0$  až 100 % interní (1 kHz, sinus),  
 $m = 0$  až 100 % externí.  
– FM:  $\Delta f = 0$  až 150 kHz interní (1 kHz, sinus),  
 $\Delta f = 0$  až 10 MHz externí.  
– SWEEP:  $\Delta f = 0$  až 10 MHz interní (50 Hz, trojúhelník).

**Vstupní modulační napětí:** 100 mV až 10 V (vrcholová hodnota); při FM ovlivňuje dosažitelný zdvih. Základní citlivost je 1 MHz/V.

**Vstupní odpor modulačního vstupu:** 3 až 5 k $\Omega$ .

**Šířka pásma modulačního kanálu:** 10 Hz až 100 kHz/–3 dB.

**Výstupní vf napětí:** 0,1  $\mu$ V až 1 V/50  $\Omega$  (tj. 0,2  $\mu$ V až 2 V/EMF) s dělením po 1 dB.

**Přesnost výstupního napětí:**  $\pm 0,5$  dB při 1 MHz od nastavené hodnoty.

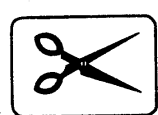
**Kolísání amplitudy v celém pásmu:** +1; –0,5 dB od úrovně při 1 MHz.

**Nežádoucí spektrální složky při úrovni 10 mV bez zesilovače**  
– v pásmu do 200 MHz: – 50 dB složky  $2f_2 - f_1$ ,  
– 52 dB složek  $f_{\text{vyst}} \pm 20$  MHz,  
– v pásmu do 500 MHz: – 47 dB složky  $f_1$ ,  
– v pásmu nad 500 MHz: – 44 dB ostatních složek.

**Harmonické složky při plné úrovni 1 V**  
– při 10 MHz: – 45 dB  
2. harmonická, – 47 dB  
3. harmonická, – 28 dB  
– při 200 MHz: – 28 dB  
2. harmonická, – 38 dB  
3. harmonická.

**Parazitní FM zdvih**  
– při 10 MHz: 30 Hz (v pásmu 30 Hz – 15 kHz), 2,5 Hz (s filtrem CCITT 400 Hz – 3 kHz),  
– při 100 MHz: 33 Hz (v pásmu 30 Hz až 15 kHz), 5,5 Hz (s filtrem CCITT),  
– při 200 MHz: 35 Hz (v pásmu 30 Hz až 15 kHz), 6 Hz (s filtrem CCITT),  
– při AM 30 %, 1 kHz: 80 Hz.

# VYBRALI JSME NA



## OBÁLKU

### Základní koncepce generátoru

Blokové schéma přístroje je na obr. 1. Zvolil jsem nejjednodušší koncepci, která splňuje dané požadavky. Tou je kmitočtová syntéza s přímou volbou kmitočtu palcovými prepínači (bez řídicího mikropočítače). Výstupní signál se získává jako rozdílový produkt směšování signálů ze dvou oscilátorů. Experimentálně byla ověřována velikost parazitního kmitočtového zdvihu, způsobeného vlastním fázovým šumem oscilátoru, řízeného napětím (VCO), přeladovaného varikapem o  $\Delta f = 200$  MHz. Bylo zjištěno, že pro běžné amatérské použití generátoru je tento šumový zdvih ještě v přijatelných mezích a není tedy nutno kmitočtový rozsah dělit na více podrozsahů.

Dále bylo třeba rozhodnout, zda použít kmitočtovou syntézu u každého oscilátoru zvlášť, nebo bude-li stačit jediný syntezátor, fázově zavěšený na výsledný směšovací produkt (popř. na jeden z oscilátorů). Při orientačním výpočtu se řešení s jediným syntezátorem z mnoha hledisek ukázalo jako prakticky nemožné. Z důvodu extrémně velké změny dělicího poměru proměnného děliče smyčky PLL a malého kroku by měla smyčka velmi nepříznivě dynamické vlastnosti (dlouhá doba přeladění, dokmitávání, velká parazitní fázová modulace VCO). Také zavedení kmitočtové modulace do tohoto systému by bylo velmi obtížné. Byly proto použity

dva nezávislé syntezátory. Optimální je přeladovat první syntezátor téměř přes celé pásmo ( $\Delta f = 200$  MHz) s velkým krokem a druhý syntezátor přeladovat velmi málo a s malým krokem. Malé přeladění druhého syntezátoru je nutné, aby jeho smyčka fázového závěsu mohla být dostatečně pomalá a bylo tak možno do VCO zavést kmitočtovou modulaci. Při větší „rychlosti“ smyčky by byla kmitočtová modulace částečně rušena „dotahováním“ VCO směrem k nastavenému kmitočtu. Malé přeladění je též nezbytné k tomu, aby se podstatně neměnil modulační zdvih FM při přeladování generátoru (vlivem nelineární závislosti převodu napětí/kmitočet).

Popsaný způsob tvorby signálu lze považovat za optimální při daných součástkových a finančních možnostech. Pracovní kmitočty oscilátorů však dávají předpoklad ke vzniku (u směšovačů) parazitní složky  $2f_2 - f_1$ , která spadá do užitého pásma. Tomu je třeba zabránit kvalitní konstrukcí směšovače a zamezením vstupu 2. harmonické ( $2f_2$ ) do směšovače vhodnou dolní propustí.

Amplitudový modulátor je výhodně zařadit mezi druhý syntezátor a směšovač, kde má v signálu vysoký a téměř neměnný kmitočet. Při zapojení modulátoru až za směšovač by nebylo snadné linearizovat modulační charakteristiku zpětnou detekcí v signálu. Docházelo by k přeslechům a různým zkreslením mezi modulačním a nosným signálem, jsou-li si kmitočty blízké.

K regulaci výstupního napětí od 0,1  $\mu$ V do 1 V by byl zapotřebí proměnný útlumový článek s maximálním útlumem až 140 dB, ten je však na vyšších kmitočtech v amatérských podmínkách obtížně realizovatelný. Zvolil jsem proto řešení, v němž útlumový článek pracuje v rozsahu pouze 100 dB při základní

úrovni 10 mV = 0 dB. Za tento článek lze zapojit výkonový zesilovač se ziskem 40 dB, čímž se základní úroveň zvýší na 1 V = 0 dB.

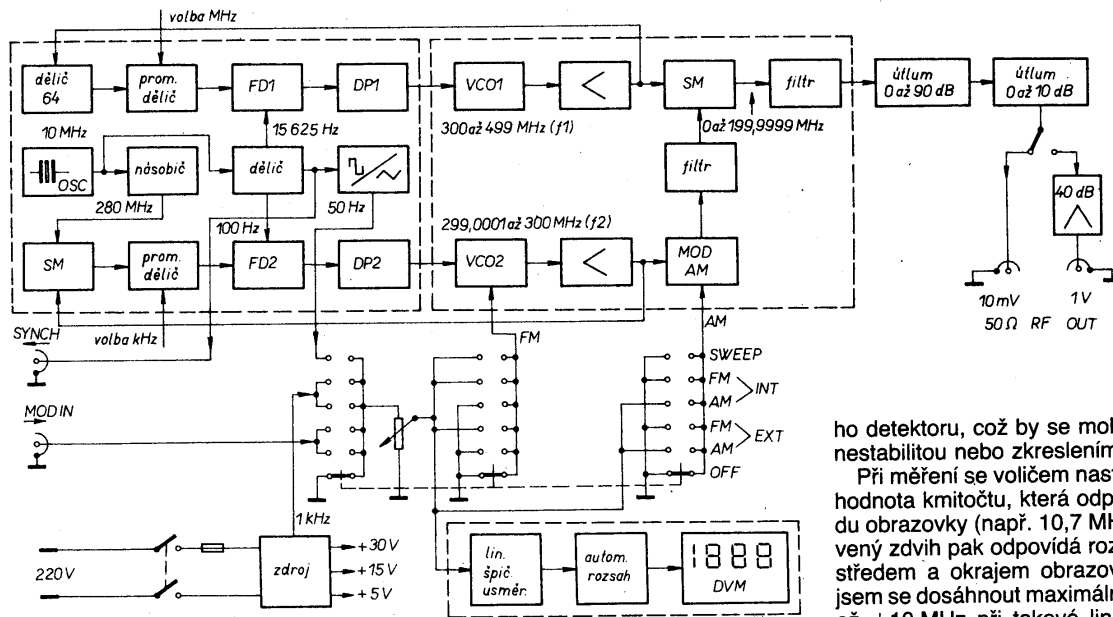
Obvod pro měření hloubky modulace a kmitočtového zdvihu musí mít na vstupu lineární „špičkový“ usměrňovač, protože hloubka modulace i zdvih jsou definovány maximem. Při modulaci nesinusovým průběhem by byl jinak indikován nesprávný údaj.

Činnost celého generátoru je zřejmá z blokového schématu na obr. 1. Podrobný popis vyžaduje pouze rozmitací režim.

### Režim rozmitání (SWEEP)

VCO<sub>2</sub> je kmitočtově modulován (rozmitán) trojúhelníkovým průběhem 50 Hz z tvarovače vnitřní časové základny. Opakovací kmitočet rozmitání musí být dostatečně nízký, aby bylo možno uspokojivě zobrazovat i charakteristiky úzkopásmových filtrů. Obdélníkový signál, odebraný před tvarovačem, je přiváděn na vstup obvodu externí synchronizace osciloskopu. Jeho časová základna je spouštěna náběžnými hranami tohoto synchronizačního signálu. Rychlost časové základny musí být nastavena přesně na 1 ms/dílek. Tím je dosaženo synchronního pohybu stopy po obrazovce s klesající částí trojúhelníkového modulačního napětí. Během doby jeho nárůstu se uskuteční zpětný běh a je očekáváno další spuštění náběžnou hranou (obr. 2). Maximálnímu kmitočtu VCO<sub>2</sub> odpovídá minimální výstupní kmitočet, protože je to rozdílový směšovací produkt.

Celý tento děj je synchronní s referenčním kmitočtem druhého syntezátoru (100 Hz) a je v takové fázi, při které se šírka impulsů z fázového detektoru FD<sub>2</sub> blíží k nule. Není tedy nebezpečí vzniku interferencí ani saturace fázové



Obr. 1. Blokové schéma vř generátoru

ho detektoru, což by se mohlo projevit nestabilitou nebo zkreslením obrazu.

Při měření se voličem nastaví střední hodnota kmitočtu, která odpovídá středu obrazovky (např. 10,7 MHz). Nastavený zdvih pak odpovídá rozmezí mezi středem a okrajem obrazovky. Snažil jsem se dosáhnout maximálního zdvihu až  $\pm 10$  MHz při takové linearitě, aby nebylo nutno použít kmitočtových značek. Toto se podařilo vhodnou volbou

seriového kondenzátoru s varikapem v modulačním obvodu. Pro dostatečné přesné kmitočtové dělení lze tedy použít desetidílkovou vodorovnou stupnici na stínítku obrazovky. Pro snadné čtení na kmitočtové ose je nejvhodnější nastavovat zdvih na hodnoty z řady 1-2,5-5-10... atd. Přesnou kalibraci vodorovného posuvu stopy na osciloskopu usnadňuje nulová špička, kterou produkuje detekční sonda při průchodu generátoru nulovým kmitočtem. Při nastaveném nulovém kmitočtu a nenulovém zdvihu musí být tato špička přesně uprostřed obrazovky.

Popsanou sestavou vř generátoru s osciloskopem lze zobrazit kmitočtovou charakteristiku měřeného objektu podobně jako klasickým rozmitačem až do kmitočtu 200 MHz a šířky pásma 20 MHz ( $\pm 10$  MHz od střední hodnoty). Při měření amplitudových charakteristik je samozřejmě nutné zapojit mezi měřený objekt a vstup osciloskopu vř detekční sondu.

Z výstupu časové základny SYNCH OUT lze též odebrat přesný obdélkový signál 50 Hz k různým pokusům v číslicové technice.

### Fázové závěsy

Při návrhu smyčky fázového závěsu se zpravidla vychází z jejího linearizovaného modelu, kterým je v podstatě jednoduchý lineární regulační systém. Využitím metod teorie regulace lze pak sestavit přenosovou funkci smyčky.

Na základě linearizovaného modelu smyčky 2. typu, 2. řádu, popsaného v [7], jsem sestavil interaktivní program pro počítač ZX-SPECTRUM, který usnadňuje volbu parametrů smyčky a umožňuje i některé optimalizační kroky při zpětné korekci vstupních parametrů. Fázové závěsy do popisovaného generátoru byly vypočítány tímto programem. Podrobnějším teoretickým

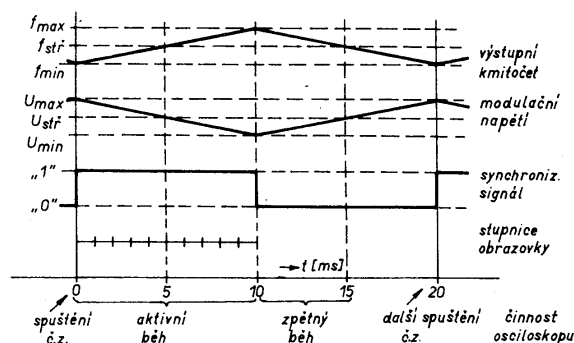
rozbořem smyček PLL se v tomto článku nebudu zabývat. Zájemce odkazují na literaturu [6] až [9].

Kmitočty vlastních tlumených kmitů je u smyčky prvního syntezátoru asi 20 Hz, činitel tlumení 0,8 (střední hodnota). U druhého syntezátoru je kmitočtet tlumených kmitů asi 1,1 Hz a činitel tlumení 0,75.

### Hlavní číslicová část

je na samostatné desce s plošnými spoji.

Jsou na ní soustředěny obvody časové základny a číslicové části obou syntezátorů, které mohou být zdrojem značného vyzařování; proto jsou umístěny společně na jedné desce a pod společným stínícím krytem. Deska je po osazení vpájena do krabičky z pocínovaného plechu, která je zdola i shora uzavřena snímatelnými víky. Deska je o něco širší než krabička, aby její strany s vývody byly vně krabičky. Odpory R57 až R81 jsou uzeměnými konci připájeny na stěnu krabičky. Z boků jsou na ni připájeny čtyři držáky ve tvaru L. Výkresy všech mechanických dílů z pocínovaného plechu jsou na obr. 25. Schéma zapojení obvodů číslicové části je na obr. 4.

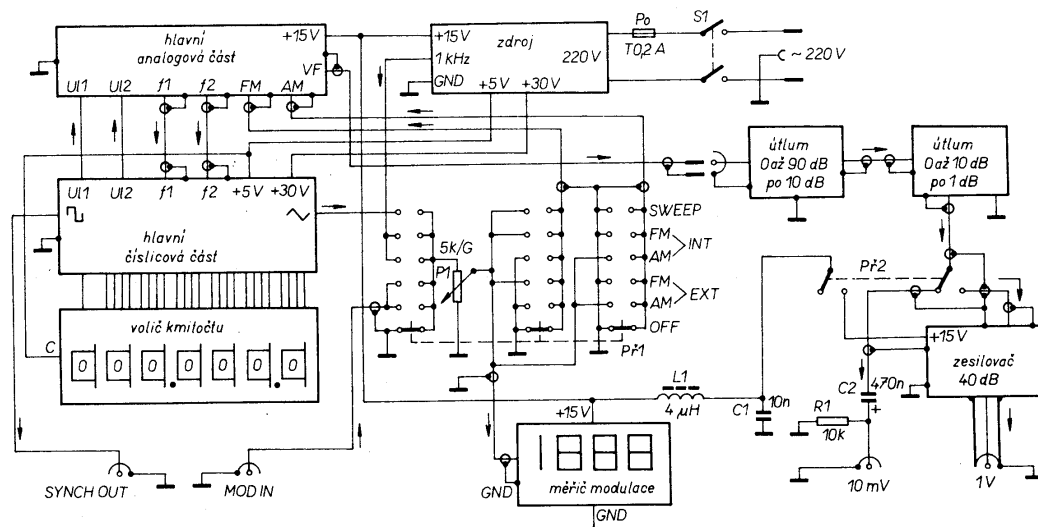


Obr. 2. Časový průběh rozmitání

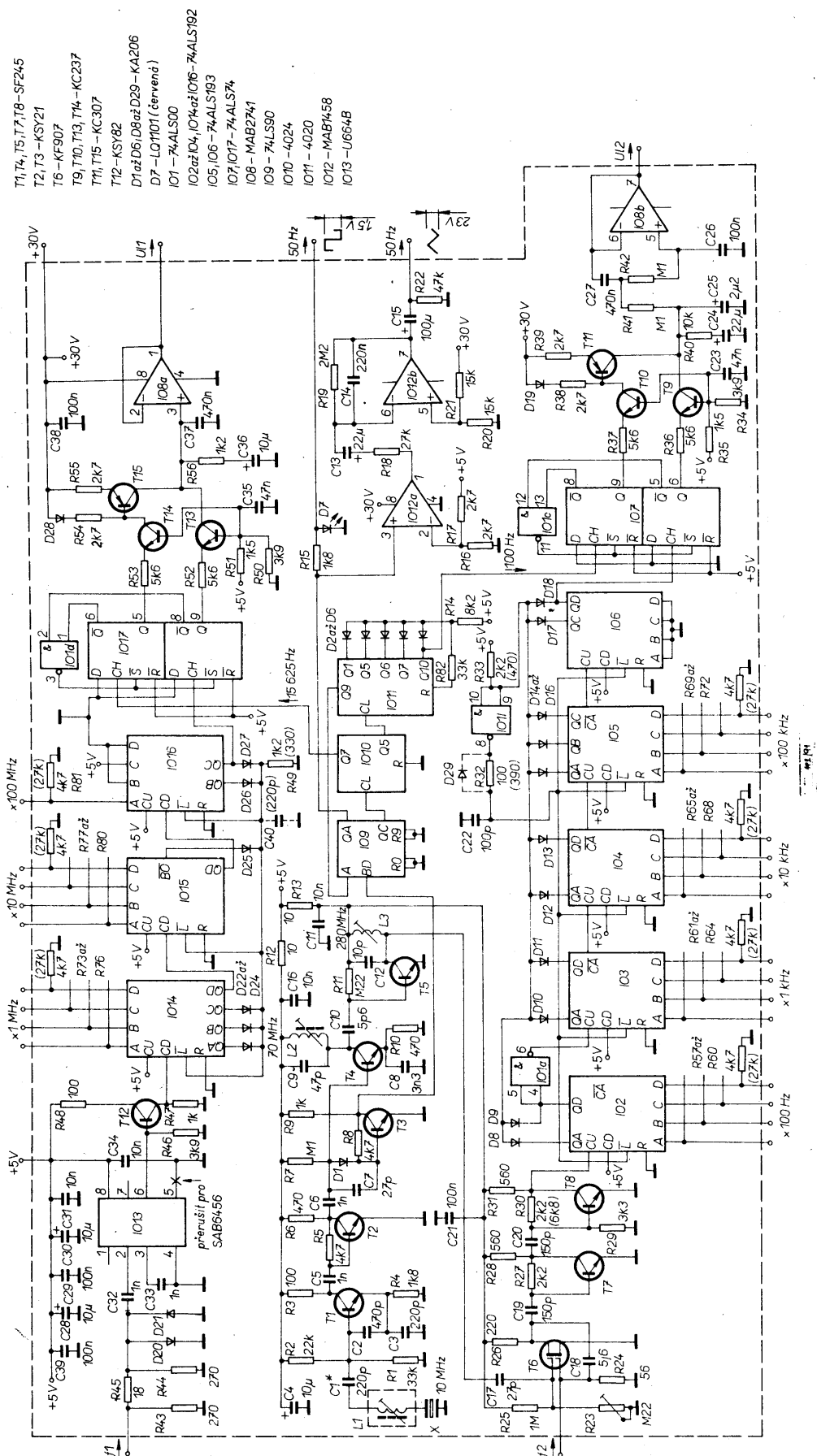
### Krystalový oscilátor

Z hlediska parametrů a jednoduchosti byl jako nejlepší vybrán Colpittsův oscilátor (někdy – např. v [12] – bývá označován jako Gouriet-Clapp). Transistor T2 musí mít poměrně vysoký mezní kmitočtet, aby se příliš neuplatňovaly jeho napěťové a teplotně závislé reaktance i fázový posuv. Zvolil jsem proto typ SF245. Pro doladění krystalu na přesný kmitočtet je v zapojení použita indukčnost (cívka L1) v sérii s kapacitou (kondenzátor C1). Obvyklé zapojení doladovacího kondenzátoru nebylo pro daný krystal vhodné (jeho kapacita by musela být příliš velká). Údaje součástek, uvedené ve schématu, platí pro krystal, broušený na sériovou rezonanci. Použije-li se krystal, jehož kmitočtet je výrazně nižší než jmenovitý, je nejvhodnější cívku L1 vypustit a zapojit místo ní doladovací kondenzátor.

Oddělovací stupeň s tranzistorem T2 zesiluje signál z oscilátoru a zabraňuje zpětnému vlivu následujících obvodů na oscilátor. Signál pro T2 je výhodně odebrat z kolektoru T1, na němž má tvar úzkých záporných impulsů. Takový tvar je zapotřebí pro dobrou činnost následujícího násobiče.



Obr. 3. Celkové zapojení šasi vř generátoru



Obr. 4. Schéma zapojení hlavní číslicové části (údaje v závorkách platí pro obvody řady HCMOS)

Výstupní signál 280 MHz z tohoto násobiče slouží pouze pro činnost směšovače na vstupu číslicové části druhého syntezátoru. Nejsou proto kladeny žádné přísnější požadavky na jeho spektrální čistotu. I při úrovni parazitních složek asi -20 dB i méně je výsledný signál po vytvarování do obdélníkové podoby spolehlivě použitelný pro zpracování číslicových obvodů. Na základě tohoto předpokladu bylo možno navrhnout velmi jednoduchý dvoustupňový násobič s celkovým činitelem násobení 28.

Při pokusech se ukázalo, že ss pracovní podmínky alespoň prvního stupně je nutno stabilizovat. K tomu slouží dioda D1, na které průchodem proudů přes R7 vzniká úbytek napětí. Tento úbytek se přičítá k úbytku na přechodu BE tranzistoru T3. Mezivrcholové napětí střídavého signálu na bázi T4 je asi 3 V. Jeho kladné špičky jsou tedy diodou D1 udržovány na úrovni asi 1,3 V vůči zemi. Těmito špičkami se přes T4 nabíjí kondenzátor C8 na napětí asi 0,6 V. Rezistorem R10 pak teče konstantní proud asi 1,3 mA. Mezivrcholové napětí signálu na výstupu násobiče je přibližně 1,5 V.

#### Dělič kmitočtu časové základny

Aby bylo zapojení co nejjednodušší, je nejdříve použita část obvodu 74LS90 jako předdělič pěti (lepší by byl typ 75HC90, který jsem však nesehnal; výstupy logiky TTL totiž nemají zaručovanou slučitelnost se vstupy CMOS). Na výstupu QC je signál se střídou 3:2 a o kmitočtu 2 MHz. Ten je dále binárně dělen v IO10 na 15 625 a 62 500 Hz. IO11 je po dosažení stavu „625“ nulován pomocí diod D2 až D6. Diodové dekódování a nulování čítače má výhodu v jednoduchosti. Nevýhodou je však to, že vlivem malého zpoždění není dodržena katalogová minimální doba trvání nulovacího impulsu. S některými kusy IO11 v důsledku toho obvod dělil nesprávným poměrem. Ve druhé verzi generátoru jsem proto doplnil rezistor R82, který se vstupní kapacitou nulovacího vstupu tvoří článek RC, prodlužující nulovací impuls. Po této úpravě pracuje zapojení spolehlivě i s různými zahraničními IO. Jiným možným řešením je využít vlastností IO řady HCMOS, které jsou na šířku nulovacího impulsu o něco méně choulostivé než klasické CMOS.

Na výstupech Q9 až Q10 je k dispozici kmitočet 100 Hz, avšak s rozdílnou fází a střídou. Náběžné hraně na Q10 odpovídá sestupná hrana na Q9, čehož se v zapojení využívá. Ve zbytku obvodu IO9 je dále kmitočet dělen dvěma na konečných 50 Hz.

Z IO9 je signál veden jednak do tvarovače, jednak přes rezistor R15 na synchronizační výstup. Dioda D7 (LED) stabilizuje napětí při úrovni log. 1, které by jinak bylo vlivem činnosti IO9 mírně

nestabilní. Tento oddělovací článek lze vypustit a na synchronizační výstup přivést přímo signál v úrovni TTL

#### Tvarovač rozmitacího signálu

Komparátor IO12a definuje napěťové úrovně pro integrátor. Na vývodu 1 je obdélníkový signál s rozkmitem asi 28 V. Na výstupu integrátoru IO12b má být trojúhelníkový signál s rozkmitem 20 až 25 V. Rezistor R19 definuje střední hodnotu výstupního napětí (asi 15 V). Odpor a kapacita R19 a C15 musí být dostatečně velké, aby se pozorovatelně nezakřivoval trojúhelníkový průběh.

#### Vstupní dělič 1:64

umožňuje zpracovat signál s kmitočtem vyšším než 300 MHz.

Je v něm použit obvod U664 firmy Telefunken (IO13). Je to monolitický integrovaný dělič ECL do 1,2 GHz. Vyznačuje se velkou vstupní citlivostí (lepší než 10 mV). Odebíraný proud je asi 50 mA. Obvod je zapojen podle katalogu. Útlumový článek a omezovací diody D20, D21 jej chrání před poškozením velkým vstupním signálem. Na výstup je připojen jednoduchý převodník ECL/TTL s tranzistorem T12. Z něj je signál o kmitočtu asi 4,7 až 7,8 MHz veden do proměnného děliče.

Obvod U664 lze patrně nahradit typem SAB6456, který pracuje při menším proudu. Je však třeba přerušit vývod 5, protože jinak by obvod dělil 256.

#### První proměnný dělič

Jeho činnost je založena na principu čítání dolů od „přednastaveného“ čísla. Po dosažení stavu „000“ na všech čítačích se znovu nastaví toto číslo a cyklus se opakuje.

Obvod MHB0320 jsem v době konstrukce neměl k dispozici. Dělič je proto realizován třemi dekadickými čítači 74ALS192 (IO14 až 16). Protože je vstupní kmitočet vysoký, nelze použít sériový přenos a odebírat impuls „přednastavení“ z výstupu B0 posledního čítače běžným způsobem. Zpoždění informace o nulovém stavu prvního čítače by bylo příliš velké a bylo by příčinou hazardů. Je proto použito součtové diodové dekódování nul v všech čítačích.

Zapojení jsem zjednodušil dvěma úpravami. Pro úsporu diod je nulový stav IO15 detekován jedinou diodou D25, připojenou na výstup B0. Poslední čítač IO16 je „přednastavován“ na číslo 4 nebo 5. Detekován je stav „1“. Tím se lze vyhnout použití invertoru na nastavovacím vstupu A.

Při velmi rychlém diodovém dekódování není většinou dodržena minimální předepsaná šířka impulsu nulování („přednastavení“). U první verze generátoru, kde byly použity obvody ALSTTL, to nepůsobil potíže. Obvod pracoval spolehlivě (zkoušel jsem několik kusů IO). U druhé verze s obvody HCMOS (pro menší odběr proudu) bylo

nutno zmenšit odpor rezistoru R49 a doplnit kondenzátor C40. Bez těchto úprav dělič pracoval také, ale při určitém nastaveném čísle „si přidal nebo ubral“ 10 nebo 100 MHz.

#### Směšovač

Směšování signálu VCO2 (299,0001 až 300 MHz) se signálem z násobiče (280 MHz) zabezpečuje tranzistor T6. Ověřoval jsem několik typů směšovačů. Nejlepší výsledky dávalo multiplikativní zapojení s dvoubázovým FET typu KF907. Jeho předností je velká vstupní impedance, dobré vzájemné oddělení vstupních signálů a téměř lineární závislost strmosti na napětí druhé báze. Trimrem R23 je nastaveno předpětí do prostředí lineární oblasti. Na obou okrajích této oblasti se podle [14] závislost strmosti na napětí  $U_{g2}$  zmenšuje. To má na signál podobný vliv, jako kdybychom za násobič zařadili oboustranný omezovač. Při dostatečně velikosti signálu na  $G_2$  se tohoto omezovacího jevu využívá k dalšímu mírnému potlačení nežádoucích spektrálních složek násobiče.

Při ožívání první verze přístroje byl do zapojení doplněn kondenzátor C18, jehož kapacita omezuje nežádoucí pronikání signálu o kmitočtu 280 MHz mezi elektrodovou kapacitou  $G_1$ – $G_2$  do analogové části. Na kolektoru T6 má složka o kmitočtu 280 MHz opačnou fázi než na  $G_2$ . Vhodnou volbou kapacity C18 lze tuto složku na  $G_1$  vyrušit.

Dvoustupňový zesilovač za směšovačem zesiluje a tvaruje výsledný rozdílový produkt do tvaru, zpracovatelného druhým proměnným děličem. Zesílení obou tranzistorů se zmenšuje od mezního kmitočtu (asi 30 MHz) se strmostí celkem 12 dB na oktávu. Signály vstupních kmitočtů jsou proto za tvarovačem dostatečně potlačeny. Není tedy třeba používat ani jednoduchou dolní propust.

#### Druhý proměnný dělič

Proměnný dělič druhého syntezátoru musí být řešen tak, aby maximálnímu nastavenému číslu odpovídal minimální dělicí poměr. Dělič proto čítá nahoru od „přednastaveného“ čísla. Po dosažení nulového stavu (zdola) se znovu nastaví toto číslo a cyklus se opakuje. Od této základní představy jsem různými úvahami dospěl ke konečnému zapojení, jehož činnost bude popsána.

Vstupní kmitočet děliče je 19,0001 až 20 MHz. Při využití celé šířky pásma u rozmitání může být až 30 MHz, což je mírně za hranici katalogových parametrů použitých obvodů. Návrh děliče je tedy značně kritický z hlediska rychlosti. Přímé dekódování nulový stav čítačů není u tohoto děliče možné. Nulovému stavu totiž předchází stav „...999“, což znamená současnou změnu stavu na všech čítačích. Použil jsem proto součinné diodové dekódování stavu

...999" a zpoždění nastavovacího impulsu o jeden takt. Toto zpoždění zabezpečuje člen R32, C22 a částečně i obvody samotné. V případě potřeby lze změnou odporu rezistoru R32 nastavit zpoždění tak, aby výsledné zpoždění bylo přesně jeden takt. Údaje součástek, uvedené ve schématu, by však měly vyhovět i při rozptýlu parametrů součástek. Poslední dva čítače IO5 a IO6 jsou šestnáctkové. Celkový jimi detekovaný stav je  $7+16.12 = 199$ . Impuls přenosu na výstupu CA IO2 má vlivem vysokého pracovního kmitočtu již tak malou šířku, že není schopen spolehlivě spouštět následující čítače. Signál z IO2 je proto vyveden z výstupu QD přes inverter IO1a.

Kromě jiného zpoždění obvodů HCMOS se u druhé verze přístroje také projevila větší citlivost na malou šířku nastavovacího impulsu. Kritické jsou zejména stavy ...999,0 kHz; ...099,0 kHz; ...199,9 kHz; apod. Generátor si náhodně přidá 10 kHz, 100 kHz nebo 1 MHz. Jev se odstraní změnou odporu rezistorů R32, R33 a přidáním diody D29, která urychluje vybíjení a zpomaluje nabíjení C22, čímž se prodlužuje nastavovací impuls. Dioda je doplněna dodatečně – ze strany spoju. Po této úpravě pracoval i dělič HCMOS naprosto spolehlivě.

Na závěr je třeba připomenout, že zapojení tohoto proměnného děliče je sice velmi neobvyklé, avšak klasickým exaktním způsobem by proměnný dělič s danými součástkami nebyl na tak vysokém kmitočtu vůbec realizovatelný.

## Fázové kmitočtové detektory

Po úpravě hodnot součástek jsem převzal zapojení z [6].

### Dolní propusti

Mezní kmitočet pomocných dolních propustí, které mají za úkol dále potlačovat složky referenčního kmitočtu, je nutno volit alespoň asi  $5 \times$  vyšší, než je kmitočet vlastních tlumených kmitů smyčky. Z hlediska dynamických vlastností systému lze pak smyčku stále považovat za systém 2. řádu.

Dolní propusti jsem navrhl a spočítal programem, sestaveným na základě [7]. V tomto článku je zbytečné se zabývat teoretickými výpočty, proto je nevádám.

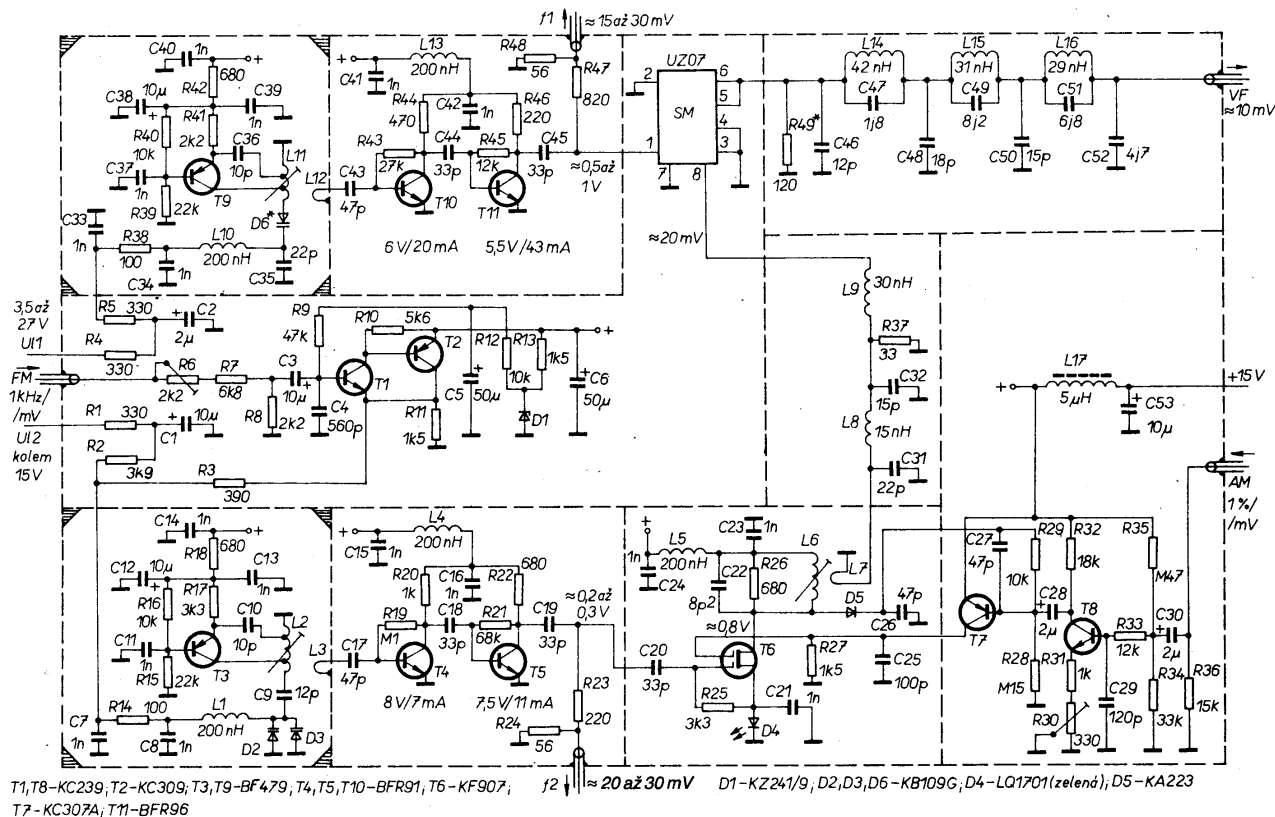
Elektrolytické kondenzátory pro dolní propusti je vhodné změřit a vybrat s odchylkami kapacity nejvýše  $\pm 20\%$ . Mají mít co nejmenší zbytkový proud. Jako operační zesilovač IO8 je nejvhodnější „nizkošumový“ typ MAB2741 s bipolárními tranzistory p-n-p na vstupech. Vstupní proud těchto tranzistorů částečně kompenzuje svodový proud elektrolytických kondenzátorů C24, C25, C36. Jako náhradní nouzové řešení lze použít typ B082 se vstupy JFET. V žádném případě však nedoporučuji MA1458 se vstupy n-p-n.

Pro omezení vlivu rušivých napětí indukovaných do vodičů, spojujících číslicovou a analogovou část, jsou koncové pasivní členy dolních propustí RC umístěny až na desce analogové části.

## Hlavní analogová část

Na desce analogové části jsou soustředěny obvody, které se přímo podílejí na tvorbě a zpracování výstupního signálu generátoru. Tyto obvody jsou značně citlivé na rušení vnějšími vlivy a mohou být i samy zdrojem vyzařování. Byla proto zvolena konstrukce vzájemně stíněných komůrek na základní desce s plošnými spoji a některé součástky jsou umístěny přímo mezi vodivé ostrůvky. Celek je od vnějšího prostředí rovněž odstíněn.

Obvodový díl krabičky i všechny přepážky z pocínovaného plechu jsou na desku připájeny před osazením součástek. Pro snadnější orientaci jsou přepážky očíslovány. Z boků jsou ke krabičce připájeny čtyři držáky ve tvaru L. Velice důležité je připájet obvodový díl z obou stran desky a stejně jako přepážky po celé délce ve všech místech styku se zemnicí fólií i mezi sebou navzájem. Stejně tak je nesmírně důležité, aby všechny zemnicí vývody součástek, které mají procházet otvorem v desce, tímto otvorem skutečně procházely a byly připájeny z obou stran. Zemnicí fólie na straně spoju má velký význam. Propojením zemnicími vývody součástek je zajištěn shodný napětový vliv potenciál obou stran desky. Bezvývodové kondenzátory jsou pájeny kolmo k desce. Je na ně třeba použít buď pájku s nízkou teplotou tavení a páječku s termostatem, nebo pájet velice rychle. Jinak kondenzátor praskne, nebo se odpaří část polepu, což zmenšuje kapacitu.



Obr. 5. Schéma zapojení hlavní analogové části

jsou voleny podle maximální úrovně zesíleného signálu. Při plném promodulování bude na výstupu ve špičkách amplitudové modulační napětí až 2 V při zatížení odporem 50  $\Omega$ , příp. 4 V bez zatížení (efektivní hodnoty). Maximální napětí bude ještě asi 1,4krát větší. Aby koncový tranzistor T3 nebyl malým kolektorovým odporem příliš tlumen, je do série s R21 zapojena cívka L4, která má při kmitočtu 10 kHz reaktanci 500  $\Omega$ . Pořadí součástek mezi kolektorem a bází je třeba dodržet, jinak mohou stupně kmitat v oblasti GHz.

Při návrhu mechanického uspořádání bylo třeba věnovat velkou pozornost správnému umístění a zemnění všech tří stupňů, aby se vzhledem k velkému zisku zesilovač nerozkmitával. Použil jsem proto techniku povrchové montáže součástek mezi vodivé ostrůvky na základní desce s plošnými spoji, tvořící zemní fólii. Tato konstrukce minimalizuje parazitní vazby a zajišťuje stabilitu zesilovače. Deska je po celém obvodu vpájena do krabičky z pocínovaného plechu.

Protože má zesilovač velký zisk, bylo třeba věnovat značnou pozornost umístění (a propojení) zesilovače ve skříní generátoru, aby se nerozkmitával. Zjistil jsem, že nelze zesilovače jen tak někde umístit a vést do něj stíněné kablíky. Jediným řešením, jak udržet zesilovač stabilní, je téměř ho jednou stranou „přilepit“ k přednímu panelu s výstupními konektory. Naprosto zásadní vliv na stabilitu zesilovače má spojení tělesa konektoru „1 V“ s kóstrou zesilovače. Toto spojení musí být co nejkratší a nejtěsnější. Z uvedených důvodů jsou zespoda ke krabičce připájeny široké držáky ve tvaru L, kterými je zesilovač přišroubován pod oba výstupní konektory. Uprostřed mezi konektory je posuvný přepínač. Všechny konce stínění kablíků, vedoucích k přepínači a zesilovači, jsou připájeny na krabičku zesilovače. Navíc je krabička v zadní části tlustšími měděnými vodiči spojena s hrubým děličem i s jemným děličem. To zabezpečuje lepší zemnění i mechanické upevnění zesilovače. Pro lepší spojení kostry zesilovače s výstupním

konektorem „1 V“ je na zadní část tělesa konektoru nasunut napružený pásek z pocínovaného plechu, ohnutý do tvaru U, který je připájen ke krabičce zesilovače. Bez něj zesilovač kmitá v okolí 500 MHz. Posledním opatřením, které je třeba udělat pro zajištění stability zesilovače, je izolace hřidelů hrubého děliče a hlavně jemného děliče od předního panelu. Příslušné díry v předním panelu mají proto větší průměr a pod ovládacími knoflíky jsou nasazeny tenké izolační podložky z plastu.

Při přesném dodržení všech uvedených opatření je zesilovač stabilní a není třeba se v této souvislosti obávat nějakých problémů. Jiným řešením je konstruovat zesilovač vně generátoru jako přídatný průchozí blok. Bylo by jej pak možno využívat i k různým experimentům v anténní technice. Komu stačí napětí do 10 mV, nemusí zesilovač dělat vůbec.

## Měřič modulace

### Lineární špičkový usměrňovač

Experimentálně jsem zjistil, že vyhovujících vlastností lze dosáhnout pouze využitím čtyřnásobného komparátoru LM339. Zapojení s diodami a různými typy operačních zesilovačů nedávala na vyšších kmitočtech uspokojivou počáteční linearitu. Výstupy komparátorů v LM339 jsou s otevřeným kolektorem. Proud výstupu může tedy téci pouze dovnitř.

V klidovém stavu je na kondenzátoru C4 nulové napětí. Objeví-li se na vstupu signál, překlápí se v jeho záporných špičkách komparátor IO1a a nabíjí se kondenzátor C4. Po překlacení komparátoru zpět se na C4 udržuje napětí, které je téměř rovno záporné vrcholové (špičkové) hodnotě vstupního napětí. Vhodnou časovou konstantu vybíjení zavádějí rezistory R5, R6, které současně tvoří napěťový dělič 1:100. Časová konstanta je kompromisem mezi rychlostí vybíjení a poklesem výstupního napětí při kmitočtech okolo 20 Hz.

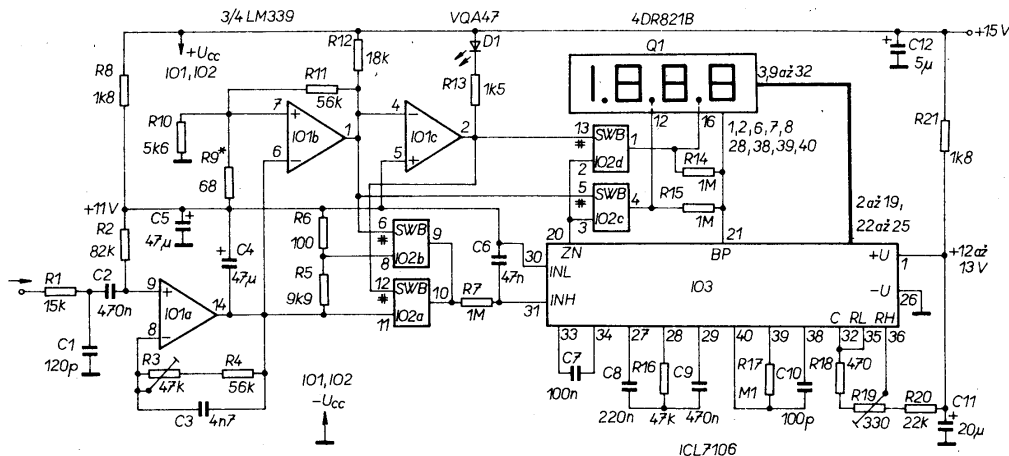
Kondenzátor C4 musí mít co nejmenší zbytkový proud. K rychlejšímu vybíjení C4 při malých napětech napomáhá vstupní proud, tekoucí z komparátorů IO1a, IO1b. Tento proud – celkově asi 0,1  $\mu$ A – částečně eliminuje nevhodný tvar vybíjecí křivky elektrolytických kondenzátorů.

Rezistory R8, R9, R10 se vytváří umělý střed napájecího napětí. Na kondenzátoru C5 je udržováno napětí asi 11 V. Napěťová nesymetrie vstupů komparátoru IO1a se kompenzuje rezistory R3, R4, na kterých vzniká úbytek napětí (shodný jako na R2) vlivem vstupního proudu komparátoru. Časová a teplotní nestabilita nuly záleží na kvalitě komparátoru, teplotním součiniteli odporu rezistorů R2, R3, R4 a svodu kondenzátoru C2 (příp. svodech na desce). Použil jsem komparátor BM339 rumunské výroby. Zkoušel jsem tři kusy z různých výrobních sérií. Všechny se chovaly téměř shodně. Pro co nejlepší teplotní stabilitu nuly je žádoucí, aby trimr R3 a rezistor R4 měly záporný teplotní součinitel odporu (vyhovují téměř všechny uhlíkové typy). R2 by měl mít teplotní součinitel kladný (doporučuji vybrat z „metalizovaných“ typů – např. sovětské MLT). Při běžných domácích podmínkách je odchylka od zapnutí po několika hodinách provozu asi 0,2 mV (tj. 2 digity). Předpokládám, že s LM339 nebude situace výrazně odlišná.

Charakteristika dolní propusti R1, C1 má pokles útlumu asi 3 dB na 100 kHz, tj. přibližně stejně, jako dolní propust modulátoru AM nebo FM.

### Automatický přepínač rozsahů

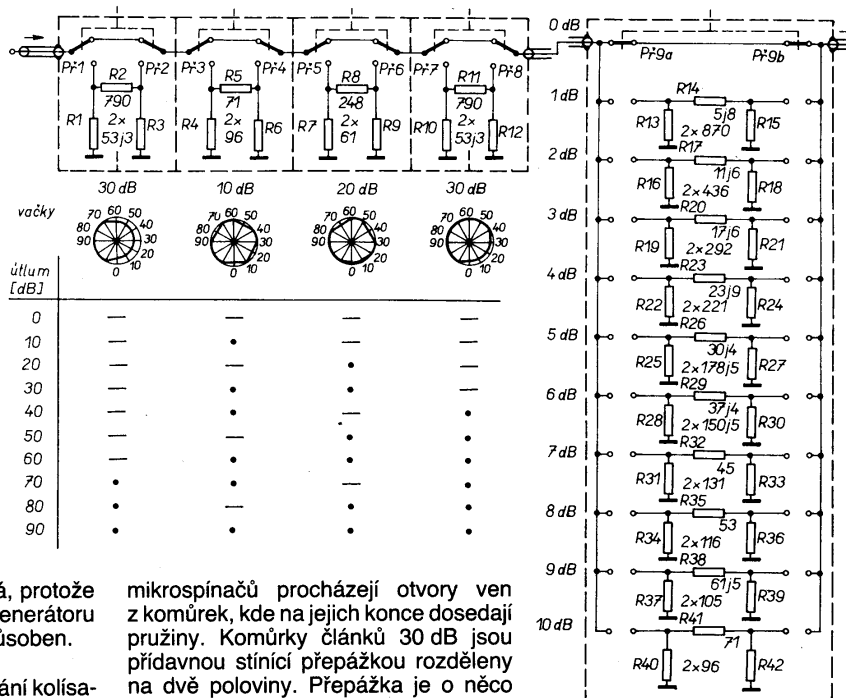
Při napětí na C4 větším, než asi 150 mV, se překlápí komparátory IO1b, IO1c a rozsah je přepnut dvěma analogovými spínači IO2a, IO2b v obvodu CD4066. Přepnutí na vyšší rozsah je indikováno svitem diody D1. Úbytek napětí na rezistoru R9 určuje prahovou úroveň přepnutí. Rezistorem R11 je na vstup IO1b zavedena kladná zpětná vazba, zabezpečující hysterezi při překlápění (15 mV).



Obr. 8. Schéma zapojení měřiče modulace



Obr. 6.  
Zapojení výstupních  
útlumových článků



v propustném pásmu je nutná, protože filtr je zapojen na výstupu generátoru a nebude vždy ideálně přizpůsoben.

Aby amplituda při přeladování kolísala co nejméně, bylo nutno kapacitu C46 zvětšit z tabulkových 9 pF až na 12 až 15 pF. Patrně se tím kompenzuje jalová složka výstupní impedance směšovače.

#### Výstupní útlumové články

Vodítkem při návrhu bylo řešení, použité v [4]. První dělič volí útlum hrubě po desítkách dB, druhý jemně v jednotkách dB. Lze samozřejmě použít dělič jiný – např. podle [19].

#### Hrubý dělič

Zvolil jsem čtyřstupňový dělič s útlumy jednotlivých stupňů 30–10–20–30 dB. Přepínají se tlačítkovými mikropsínači, ovládanými vačkovým hřídelem, na kterém jsou vypilovány přepínací polohy jednotlivých stupňů. Mechanické spojení hřídele s mikropsínači zajišťují fosforbronzové pružiny (viz fotografie). Hřídel je zhotoven z hliníkové trubky o průměru 8 mm (lepší by byla ocelová, hliník je dosti měkký). Jako ložiska hřídele jsou k čelům z pocínovaného plechu připájeny ocelové podložky s dírou o průměru 8 mm. Bez nich by se hliníkový hřídel postupně do tenkého plechu zařezával. Vpředu je hřídel připojen spojkou (vsunutou profilovanou kulatinou Ø 6 mm) k základní části otočného přepínače řady WK533... , zbavené kontaktních paketů (tak byl poměrně snadno získán aretační mechanismus). Použité mikropsínače (firmy Omron) mají pro připevnění dva otvory o Ø 1,5 mm. Dvojice přepínačů, které přepínají současně, jsou podélně vzájemně a pevně spájeny za vývody. Krajiními otvory každé dvojice mikropsínačů jsou prostrčeny měděné dráty o Ø 1,5 mm. Ty tvoří jakési rozpěry, za které je dvojice vpájena do určené komůrky. Všechny mikropsínače jsou tedy v děliči umístěny podélně v jedné řadě za sebou. Tlačítka

mikropsínačů procházejí otvory ven z komůrek, kde na jejich konce dosedají pružiny. Komůrky článků 30 dB jsou přidavnou stínící přepážkou rozděleny na dvě poloviny. Přepážka je o něco menší a vyplňuje prostor mezi stěnou a mikropsínači. Rezistory byly vybírány, příp. dobroušeny na potřebný odpor a jsou připájeny mezi vývody mikropsínačů a protější stěnu komůrek. Je použit typ TR191 s metalizovanou vrstvou.

Dělič je na vstupu opatřen vhodným konektorem. Výstup je stíněným kabelem neoddělitelně spojen s jemným děličem. Hotový dělič je zdola uzavřen víčkem, které je po celém obvodu nerozebíratelně připájeno. Otvory ve víčku slouží k jeho propájení s jednotlivými stínícími přepážkami. Možná to není nutné, ale pro záruku kvalitního stínění je lépe to provést.

Konstrukce děliče je závislá na rozměrech použitých mikropsínačů. Popis děliče je proto více méně informativní.

#### Jemný dělič

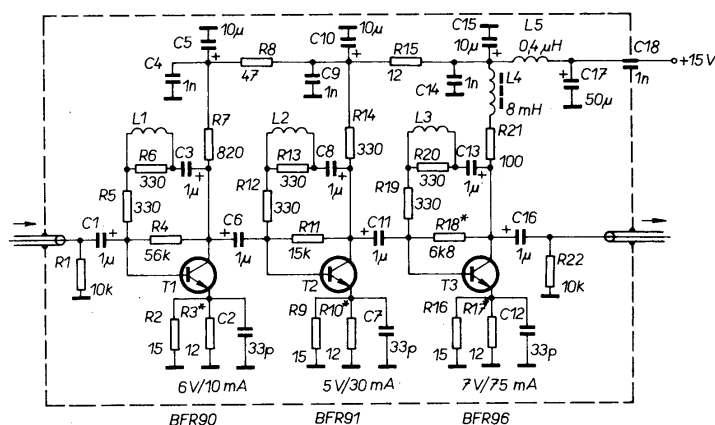
Konstrukce tohoto děliče je podstatně jednodušší, protože při útlumu 10 dB není třeba se obávat nějakých nepřesností na vyšších kmitočtech. Rezistory jednotlivých článků pí jsou připájeny

přímo na otočném přepínači. Každá poloha má tedy samostatný článek. Vstup a výstup musí být od sebe maximálně vzdáleny, jsou proto tvořeny nejkratějšími kotoučky přepínače. Rezistory jsou připájeny mezi sousedící kotoučky obou paketů a přední nebo zadní stěnu krabičky. Jsou (stejně jako u hrubého děliče) vybírány z řady TR191, příp. dobroušeny. Celek je nerozebíratelně uzavřen ve stínící krabici z pocínovaného plechu.

#### Výstupní zesilovač

Na tento zesilovač jsou kladeny značné nároky. Je třeba dosáhnout stabilního a přesného zisku 40 dB s minimálním kolísáním v celém pásmu do 200 MHz. Dalším důležitým požadavkem je vstupní i výstupní impedance blízká 50 Ω v celém kmitočtovém rozsahu, a dále dostatečný výstupní výkon (až 80 mW).

Schéma zapojení zesilovače je na obr. 7. Stejnoseměrné pracovní body



Obr. 7. Schéma zapojení širokopásmového výstupního zesilovače (zisk 40 dB)



► Schéma zapojení celé analogové části je na obr. 5.

### Napětím řízené oscilátory (VCO)

Vyzkoušel jsem a proměřil několik zapojení. Nejlépe vyhověl typ oscilátoru použitý v [2]. Jde o modifikovaný Colpittův oscilátor se společnou bází.

V první verzi byly použity tranzistory BF479, ve druhé BF679. Oba typy pracují naprosto shodně. Patrně lze užít i jiné obdobné typy s tranzitním kmitočtem okolo 1 GHz.

V přívodu ladicího napětí k varikapům nesmí být z hlediska modulačního kmitočtu žádné velké impedance (zaváděly by do obvodu šum). Proto jsou místo obvyklých rezistorů řádu desítek kilohmů použity cívky L1 a L10.

Volba typu varikapů, jejich zapojení v oscilátorech, stejně jako provedení cívek L2 a L11 i polohy jejich odboček, jsou výsledkem dlouhého experimentování. U VCO1 byl kritickým parametrem zejména vlastní fázový šum a dále stabilita amplitudy v přeladovaném pásmu. Fázový šum lze ovlivnit výběrem varikapu z několika kusů. U VCO2 byla nejkritičtějším parametrem linearita závislosti kmitočtu na napětí. Pro minimalizaci parazitních kapacit a indukčností jsou kolektorové vývody obou tranzistorů připájeny přímo na oscilační cívky (tranzistory jsou v téměř kolmé poloze k základní desce). Stejně tak i živé konce těchto cívek jsou „ve vzduchu“ a mezi tento bod a zem jsou také s co nejkratšími vývody volně zavěšeny varikap i sériový kondenzátor.

Pro omezení citlivosti na ořesy jsou cívky oscilátoru i všechny uvedené součástky včetně cívek L1 a L10 zality voskem. Ten působí jako velice účinné akustické a mechanické tlumení.

Aby byla zajištěna dobrá mechanická stabilita i stínění, má každý oscilátor samostatné stínící víčko, které je ze všech stran po obvodu nerozebíratelně připájeno. Na obr. 5 a obr. 16 je to znázorněno trojúhelníčky v rozích oscilátorových komůrek.

### Kmitočtový modulátor

zpracovává modulační signál a zabezpečuje jeho přičítání k ladicímu napětí. Hlavní částí je emitorový sledovač v Darlingtonově komplementárním zapojení (T1, T2). Na odporovém děliči R6, R7, R8 je signál zeslabován na úroveň, potřebnou pro modulaci VCO2 (tak, aby vstupní citlivost byla 1 MHz/V). Časová konstanta R9, C3 je tak velká, aby trojúhelníkový signál 50 Hz byl přenesen bez zkreslení. Kapacita C4 zabezpečuje pokles kmitočtové charakteristiky v oblasti nad 100 kHz.

Předpětí pro tranzistor T1 a varikapy oscilátoru je stabilizováno Zenerovou diodou D1. Výstupní signál modulátoru a ladicí napětí se sčítají na odporech R2, R3.

### Oddělovací zesilovače

zesilují signál z oscilátorů na požadovanou velikost a zabráňují zpětnému vlivu dalších obvodů na oscilační kmitočet. Proto jsou navázány velice volně – malou indukční smyčkou u stěny oscilátorové komůrky. Pracovní bod tranzistorů je volen podle úrovně zesilovaného signálu, tak aby byl zabezpečen nezkraslený přenos. Zisk zesilovačů se zmenšuje se zvyšujícím se kmitočtem. U VCO1, se toho využívá ke kompenzaci kmitočtové závislosti jeho napětí. Signál pro číslicovou část je odebírán z výstupu oddělovacích zesilovačů přes odporové děliče.

### Amplitudový modulátor

V tomto obvodu jsem vyzkoušel několik modulačních prvků (diferenční stupeň, dvoubázový FET, diody PIN). Z různých hledisek byl nejvýhodnější regulační stupeň s dvoubázovým FET, který umožňuje regulovat zesílení v rozmezí asi 45 dB. Při volbě konkrétního zapojení byla inspirací literatura [15].

Na diodě D4 je úbytek napětí asi 2 V, vytvářející vhodné předpětí pro emitor T6. Bez tohoto předpětí by se regulační rozsah zmenšil o 10 dB (nebo i podstatně více). V obvodu kolektoru T6 je zatlučený rezonanční obvod, který částečně potlačuje vyšší harmonické, vzniklé zkreslením v modulátoru. Jeho šířka pásma musí být alespoň 20 MHz, aby bylo možno rozmitat kmitočet až o  $\pm 10$  MHz. Z rezonančního obvodu je část signálu vedena (indukční vazbou do L7) na vstup filtru, zapojeného před směšovačem. Vazba je volná, takže filtr neovlivňuje znatelně činnost modulátoru.

Pro vlastní modulaci regulačního stupně T6 slouží tranzistor T7. Do jeho báze je zavedena záporná zpětná vazba zpětnou detekcí v signálu diodou D5. Tato vazba linearizuje (jinak značně nelineární) modulační charakteristiku T6. Rezistory R28, R29 je nastavena špičková hodnota v napětí na kolektoru T6 asi na 800 mV (bez modulace).

Modulační signál je zesilován tranzistorem T8 a na bázi T7 je porovnáván s okamžitým demodulovaným signálem. Člen R33, C29 zabezpečuje při kmitočtu 100 kHz pokles 3 dB. Konečné proudové zesílení a nelinearita tranzistoru T7 částečně kompenzují mírně nelineární demodulační charakteristiku diody D5. Zapojení má proto menší tvarové zkreslení AM, než kdyby byl jako porovnávací obvod použit operační zesilovač.

Nakonec považuji za nutné upozornit na jednu nedobrou vlastnost modulátoru AM, kterou jsem objevil až při konečném oživování, kdy už bylo pozdě na nějaké zásadní změny. Při regulaci zesílení tranzistorem T6 se dost podstatně mění i fázový posuv signálu  $f_2$ . Tím současně s amplitudovou modulací vzniká parazitní fázová modulace a tedy i kmitočtová modulace. Je třeba

na to pamatovat např. při měření potlačení amplitudové modulace mezifrekvenčních zesilovačů FM. Při tomto měření je lépe použít nízký modulační kmitočet (např. 100 Hz), aby kmitočtový zdvih, vznikající parazitní fázovou modulací, byl zanedbatelný. Tento nežádoucí zdvih se totiž zmenšuje se strmostí 20 dB na dekádu při poklesu modulačního kmitočtu.

### Filtr před směšovačem

má potlačovat signál o kmitočtu 600 MHz ( $2f_2$ ) a další vyšší harmonické, které mohou pronikat do směšovače, a to nejméně o 40 dB.

Původně byl filtr řešen jako dolní propust LC ve tvaru dvou článků pí, navržená podle tabulek. Amplituda výstupního signálu za směšovačem však značně kolísala (až o 6 dB). Zjistil jsem, že na toto kolísání má podstatný vliv typ filtru, zapojeného před směšovačem. Naprosto nevhodné je jakékoli zapojení s paralelní kapacitou na výstupu, což patrně souvisí s impedancí výstupu filtru nad jeho propustným pásmem – tj. na kmitočtu prvního oscilátoru.

Výsledné zapojení filtru na schématu a údaje součástek jsou kompromisem při snaze dosáhnout minimálního kolísání výstupního napětí a přitom dostatečně potlačit vyšší harmonické složky.

### Směšovač

Ke směšování kmitočtů  $f_1$  a  $f_2$  jsem (jako prakticky jediný možný) zvolil vyvážený kruhový směšovač se Schottkyho diodami. Ten je (nebo alespoň byl) již v hotové podobě prodáván pod označením UZ07.

Při návrhu jeho pracovního režimu byly použity údaje v [17].

Zjistil jsem, že v napětí na vstupu RF (vývod 8) nesmí být větší, než asi 20 mV. Jinak by vznikalo zkreslení 2. harmonickou přímo ve směšovači a zhoršoval by se odstup složky  $2f_2 - f_1$ .

Rezistor R49 upravuje výstupní impedanci směšovače (ta je v použitém zapojení asi 100  $\Omega$ ) na potřebných 50  $\Omega$ .

### Výstupní filtr

Dolní propust, zapojená za směšovačem, má potlačit všechny nežádoucí složky nad užitým pásmem na úroveň, menší než -40 dB. Tato mez byla zvolena jako kompromis mezi složitostí filtru a nezbytně nutným odstupem parazitních složek. Kritickou složkou je zejména kmitočet  $f_1$  (300 až 499 MHz), který je na vstupu směšovače v úrovni až 1 V.

Z tabulek [18] jsem vybral Caerův filtr 7. řádu s útlumovými póly na kmitočtech 296,4 MHz, 344 MHz a 561,7 MHz, se zvlněním 0,007 dB a s útlumem v nepropustném pásmu 45,4 dB. Ve skutečnosti byl nejvyšší útlumový pól posunut do okolí 500 MHz. Volba tak malého zvlnění

## Digitální milivoltmetr

Základ obvodu tvoří monolitický převodník A/D ICL7106 a displej z tekutých krystalů. Doporučené napájecí napětí převodníku je nejvýše 13 V; proto je v zapojení použit rezistor R21. Odebíraný proud je téměř konstantní, není proto třeba napětí stabilizovat. Postačí pouze filtrace kondenzátorem C11. Tento člen RC současně zamezuje pronikání impulsního rušení do napájecí větve 15 V. Referenční napětí převodníku se nastává trimrem R19. Ostatní součástky odpovídají doporučenému zapojení podle katalogu.

Případné zvlnění usměrněného napětí se vyhlazuje členem R7, C6. Jelikož má napětí, přiváděné na vstup převodníku, zápornou polaritu, je aktivován znaménkový signál na vývodu 20. Tento obdélníkový signál, který je v protifázi se signálem BP na vývodu 21, je využit k zobrazování desetinných teček. K přepínání teček slouží analogové spínače IO2c, IO2d. V rozpojeném stavu je na desetinné tečce stejný průběh jako na substrátu BP. V sepnutém stavu je průběh opačný – tj. v protifázi.

Na IO3 i Q1 vřele doporučuji použít objímky. „Dolování“ vadného ICL7106 je jinak nesmírně pracné. Objímku na displej lze zhotovit rozříznutím běžné 40vývodové objímky.

### Napájecí zdroj

Tato deska byla navrhována jako poslední – po proměření proudových odběrů všech ostatních bloků. Jednotlivé zdroje je nutno dimenzovat na tato proudová zatížení:

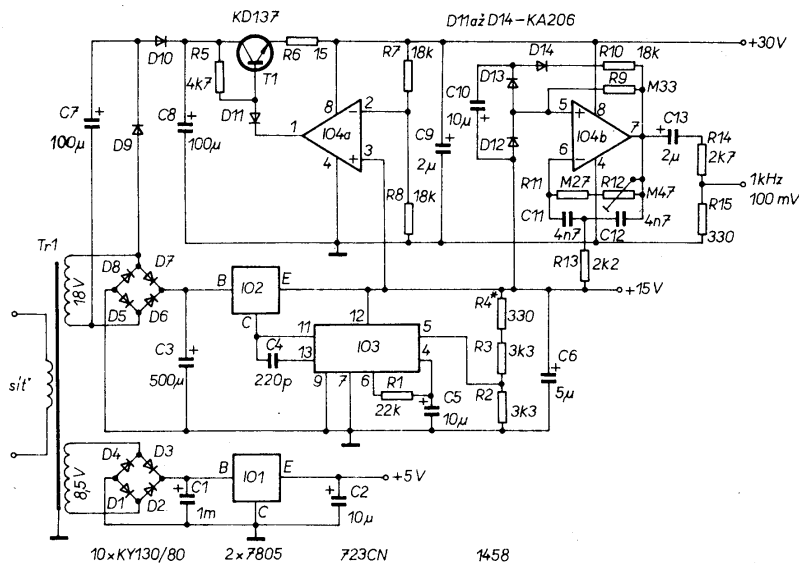
5 V/200 mA (pro CHMOS 120 mA),  
15 V/230 mA,  
30 V/ 10 mA.

Spolu s transformátorem a stejnosměrnými zdroji je na této desce i modulační generátor 1 kHz. Schéma zapojení celého bloku je na obr. 9.

Zapojení zdroje +5 V je obvyklé a je použit monolitický stabilizátor 7805.

Zdroj +15 V musí dodávat napětí se zvlněním o menším rozkmitu, než asi 150  $\mu$ V, aby parazitní kmitočtová modulace oscilátorů v analogové části byla zanedbatelná. Tuto podmínku již nelze splnit s běžným monolitickým stabilizátorem. Speciální obvody typu „low drop“ nebyly v době konstrukce běžné k dispozici. Navrhl jsem proto zapojení s dvojitou stabilizací, které využívá obvodu 7805 jako výkonového regulátoru a obvodu 723CN jako referenčního a řídicího prvku. Obvod IO3 je sám napájen už ze stabilizovaného napětí; na jeho činnosti se proto nikterak neprojeví zvlnění za usměrňovačem. Šum referenčního napětí je filtrován členem R1, C5. Stabilitu obvodu zajišťuje kapacita C4.

Zdroj +30 V je tvořen zesilovačem regulační odchylky IO4 a tranzistorem T1. Jako referenční napětí je použita napájecí větev 15 V. Dioda D11 a odpor



Obr. 9. Schéma zapojení napájecího zdroje a generátoru modulačního signálu

R6 zabezpečují proudové omezení stabilizátoru. Vlivem substrátových přechodů se operační zesilovač v IO4 chová tak, jako by mezi vývody 1 a 8 byla zapojena dioda v propustném směru. Napětí na bázi T1 může být proto nejvýše o 1,5 V vyšší než na vývodu 8 IO4, čehož se využívá při proudovém omezení. Aby se ušetřilo jedno vinutí transformátoru, je napětí pro stabilizátor získáváno diodovým zdvojovačem z vinutí 18 V. Pro malé proudy je toto řešení výhodnější.

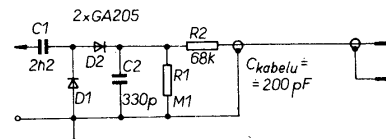
### Modulační generátor

U tohoto oscilátoru RC byl sledován požadavek dosáhnout co nejmenšího zkreslení sinusového signálu. Základním vodítkem bylo zapojení použité v [4], které má výhodu v tom, že neobsahuje žádné speciální součástky ke stabilizaci amplitudy jako např. žárovku, termistor, atd. Toto zapojení jsem experimentálně upravoval až do konečné podoby. Realizovaný oscilátor má harmonické zkreslení asi 0,04 %.

### Vf detekční sonda

Sonda je při rozmitání zapojena před osciloskopem jako detektor signálu z měřeného objektu. Je vestavěna do kovové trubky o vnitřním průměru 8 mm a opatřena měřicím hrotem. Na destičku je uprostřed k zemnici fólii připájena matice M3 pro šroub, který prochází otvorem ve stěně trubky a drží kablík, kterým se sonda uzemňuje na měřený objekt. Na vysokých kmitočtech je výhodnější co nejkratší – přímé – uzemnění na trubku, uzemnění kablíkem mírně deformuje zobrazenou křivku.

Schéma zapojení je na obr. 10. Aby bylo výstupní napětí co největší, použil jsem diodový zdvojovač. Na pozici D1, D2 jsem zkoušel několik typů diod s malým saturačním napětím. Se Schottky-



Obr. 10. Zapojení vf detekční sondy

ho diodami sonda značně reagovala na silné pole blízkých TV vysílačů ve IV. a V. pásmu. Při malých úrovních bylo pak přesnější měření prakticky znemožněno. Je proto třeba použít diod, u nichž se při kmitočtech vyšších než 200 MHz zmenšuje detekční účinnost. Nejlépe se osvědčil běžný germaniový typ GA205. Použití diod se zlatým hrotem nepřinášelo žádné výrazné snížení prahového napětí. Vstupní kapacita se zvolenými diodami je asi 3 pF.

Sonda je navržena pro vstupní kmitočty 100 kHz až 200 MHz. Pro dostatečné potlačení složky o kmitočtu vstupního signálu je přidána dolní propust, tvořená rezistorem R2 a kapacitou kabelu (asi 200 pF). Za kabelem se předpokládá připojení osciloskopu se vstupní impedancí 1 M $\Omega$ /30 pF. Kabel musí mít kvalitní stínění, jinak se do něj indukuje „brum“ (položíme-li na něj ruku). Ne každý stíněný nf kabel je vyhovující.

### Desky s plošnými spoji

Téměř všechny součástky jsou rozmístěny na deskách s plošnými spoji, které jsou na obr. 11 až 24. Desky hlavní číslicové části a hlavní analogové části jsou z oboustranně plátovaného kuprextitu. Deska hlavní číslicové části a deska měřiče modulace mají velmi malé pájecí body, proto je musíme pájet i vrtat opatrně.

Mimo desky jsou jen součástky útlumových článků a součástky, uvedené v seznamu pod hlavičkou „Základní šasi“.

## Seznam součástek

### Hlavní číslicová část

(údaje v závorkách platí pro HCMOS)

Rezistory ( $\pm 10\%$ , TR 212,  
není-li uvedeno jinak):

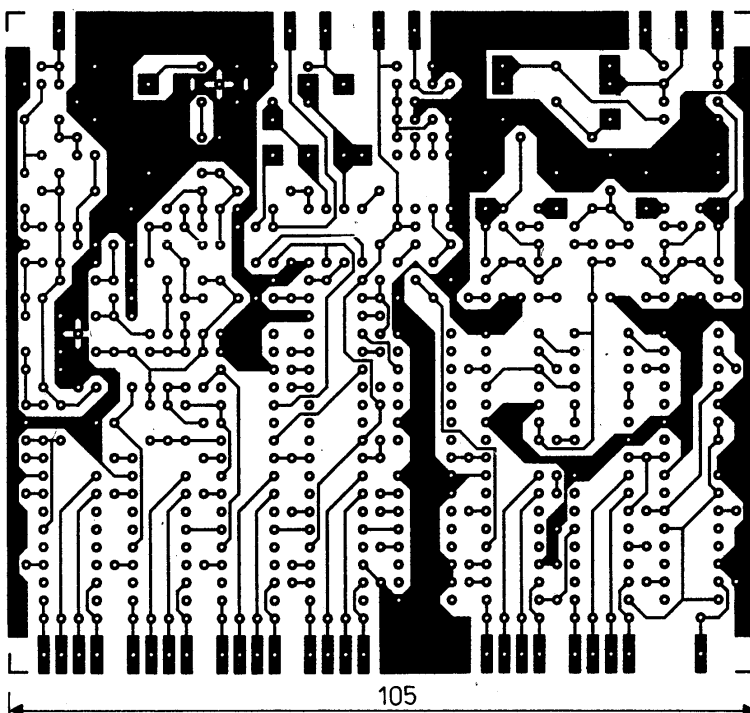
R1	33 k $\Omega$
R2	22 k $\Omega$
R3	100 $\Omega$
R4	1,8 k $\Omega$
R5	4,7 k $\Omega$
R6	470 $\Omega$
R7	0,1 M $\Omega$
R8	4,7 k $\Omega$
R9	1 k $\Omega$
R10	470 $\Omega$
R11	0,22 M $\Omega$
R12, R13	10 $\Omega$
R14	8,2 k $\Omega$
R15	1,8 k $\Omega$
R16, R17	2,7 k $\Omega$
R18	27 k $\Omega$
R19	2,2 M $\Omega$
R20, R21	15 k $\Omega$
R22	47 k $\Omega$
R23	0,22 M $\Omega$ , trimr TP 008
R24	56 $\Omega$
R25	1 M $\Omega$
R26	220 $\Omega$
R27	2,2 k $\Omega$
R28, R31	560 $\Omega$
R29	3,3 k $\Omega$
R30	2,2 (6,8) k $\Omega$
R32	100 (390) $\Omega$
R33	2,2 k $\Omega$ (470 $\Omega$ )
R34	3,9 k $\Omega$
R35	1,5 k $\Omega$
R36, R37	
R38, R39	2,7 k $\Omega$
R40	10 k $\Omega$
R41, R42	0,1 M $\Omega$
R43, R44	270 $\Omega$
R45	18 $\Omega$
R46	3,9 k $\Omega$
R47	1 k $\Omega$
R48	100 $\Omega$
R49	1,2 k $\Omega$ (330 $\Omega$ )
R50	3,9 k $\Omega$
R51	1,5 k $\Omega$
R52, R53	5,6 k $\Omega$
R54, R55	2,7 k $\Omega$
R56	1,2 k $\Omega$
R57-R81	4,7 (27) k $\Omega$
R82	33 k $\Omega$

### Cívky:

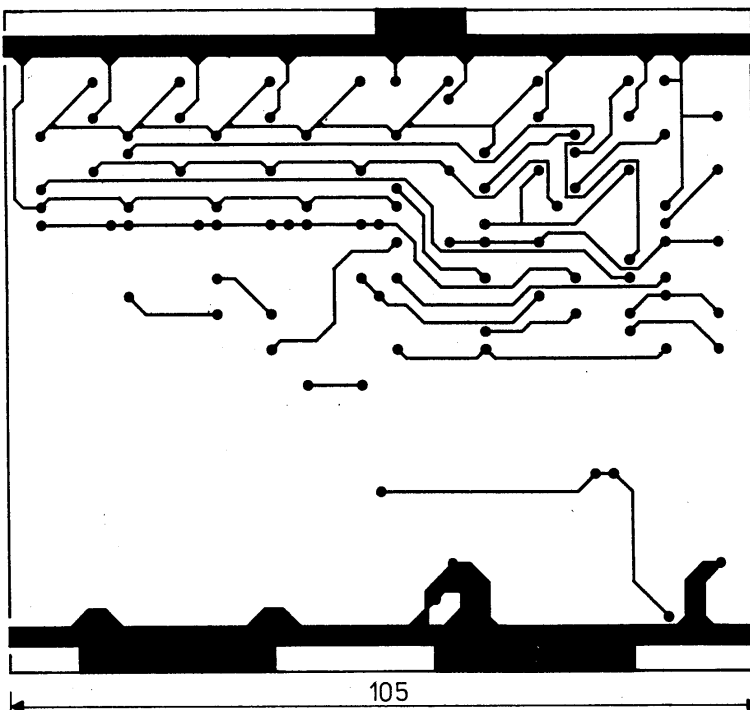
- L1 11 z CuL o  $\varnothing$  0,25 mm na  $\varnothing$  5 mm  
(podle krystalu)  
L2 4 z CuL o  $\varnothing$  0,6 mm na  $\varnothing$  5 mm  
na kostře bez krytu  
L3 3 z CuL o  $\varnothing$  0,3 mm na  $\varnothing$  1,5 mm  
samonosné

Kondenzátory (libov. keramický, není-li  
uveden typ):

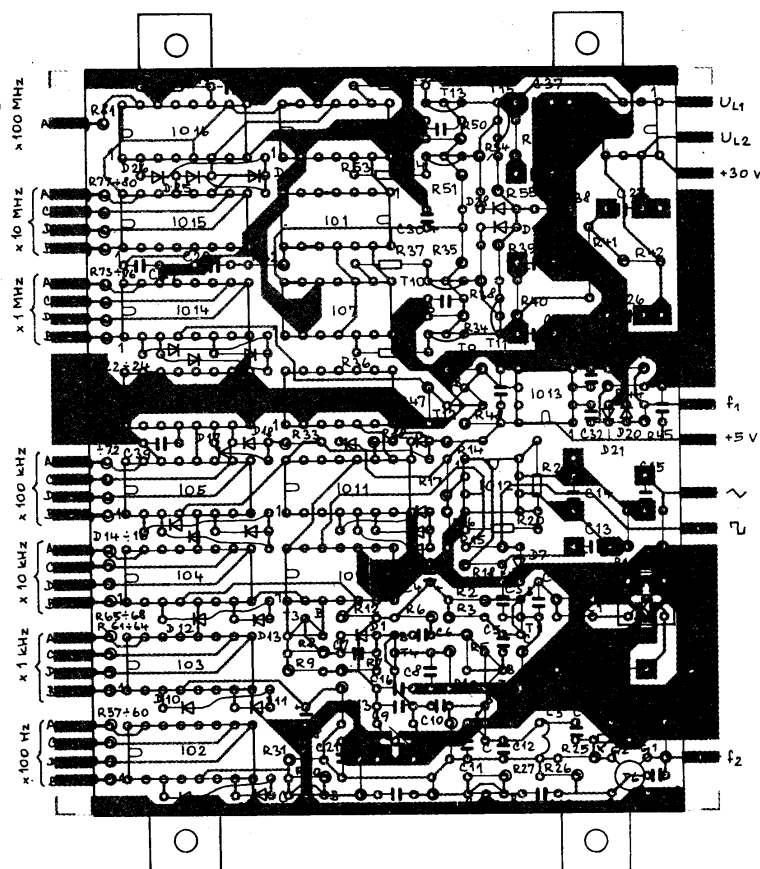
C1	220 pF/TGL5155 (podle krystalu)	C11	10 nF, TK 744	C23	47 nF
C2	470 nF/TGL5155	C12	10 pF	C24	22 $\mu$ F, TF 010
C3	220 pF/TGL5155	C13	22 $\mu$ F, TF 010	C25	2,2 $\mu$ F, TE
C4	10 $\mu$ F, TE 003	C14	0,22 $\mu$ F, TC 180	C26	0,1 $\mu$ F, TC 180
C5, C6	1 nF	C15	100 $\mu$ F, TF 009	C27	0,47 $\mu$ F, TC 205
C7	27 pF	C16	10 nF, TK 744	C28	10 $\mu$ F, TE 003
C8	3,3 nF, TK 744	C17	27 pF	C29	0,1 $\mu$ F
C9	47 pF	C18	5,6 pF	C30	10 $\mu$ F, TE 003
C10	5,6 pF	C19, C20	150 pF	C31	10 nF, TK 744
		C21	100 nF	C32, C33	1 nF
		C22	100 pF	C34	10 nF, TK 744



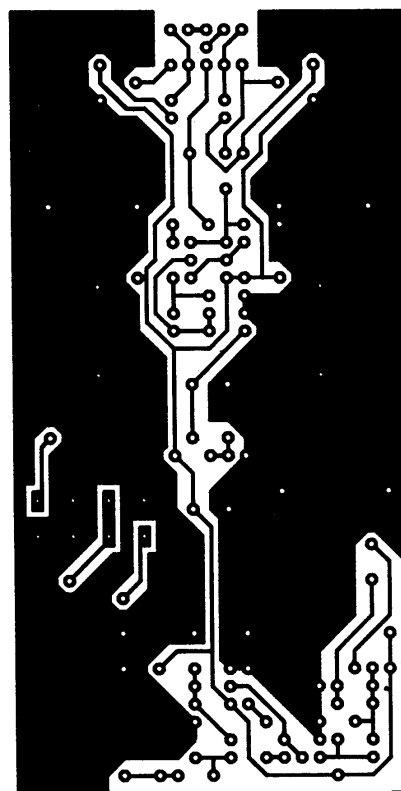
Obr. 11. Deska s plošnými spoji hlavní číslicové části (strana bez součástek)



Obr. 12. Deska s plošnými spoji hlavní číslicové části (strana součástek)



Obr. 13. Osazení desky hlavní číslicové části součástkami



Obr. 14. Deska s plošnými spoji hlavní analogové části (strana bez součástek)

A729

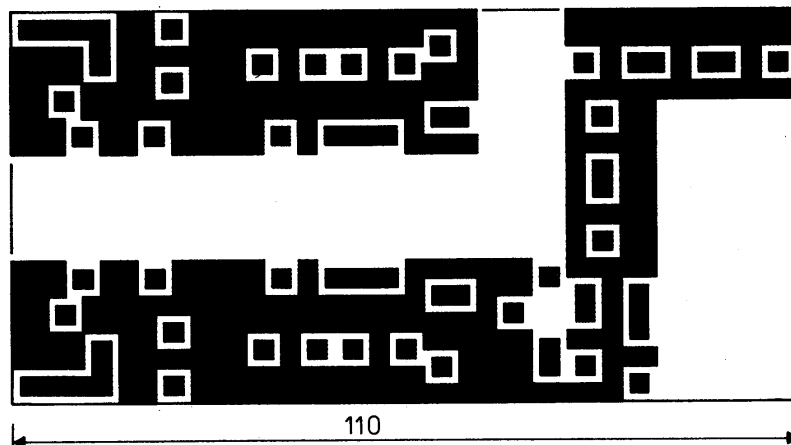
- C35 47 nF
- C36 10  $\mu$ F, TF 011
- C37 0,47  $\mu$ F, TC 205
- C38 0,1  $\mu$ F
- C39 0,1  $\mu$ F
- C40 (220 pF)

**Polovodičové součástky:**

- D1 až D6 KA206
- D7 LQ1101 (červená)
- D8 až D29 KA206
- T1 SF245 (BF505, apod.)
- T2, T3 KSY21
- T4, T5 SF245 (BF ...)
- T6 KF907
- T7, T8 SF245 (BF ...)
- T9, T10 KC237
- T11 KC307
- T12 KSY82
- T13, T14 KC237
- T15 KC307
- IO1 MH74ALS00 (74HC00)
- IO2 až IO4 MH74ALS192 (74HC192)
- IO5 až IO6 MH74ALS193 (74HC193)
- IO7 MH74ALS74 (74HC74)
- IO8 MAB2741 (B082)
- IO9 MH74LS90 (74HC90)
- IO10 MHB4024
- IO11 MHB4020
- IO12 MA1458
- IO13 U664B (SAB6456)
- IO14 až IO16 MH74ALS192 (74HC192)
- IO17 MH74ALS74 (74HC74)

**Krystal:**

- X 10 MHz pro sériovou rezonanci



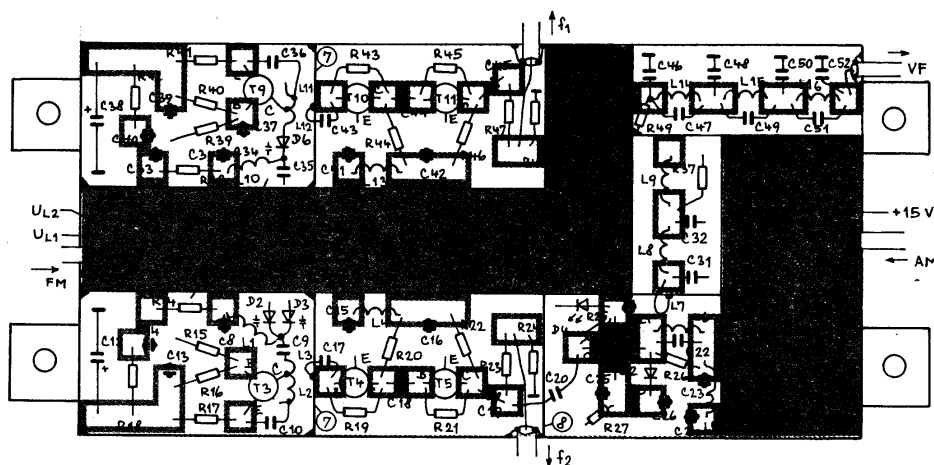
Obr. 15. Deska s plošnými spoji hlavní analogové části (strana součástek)

**Hlavní analogová část**

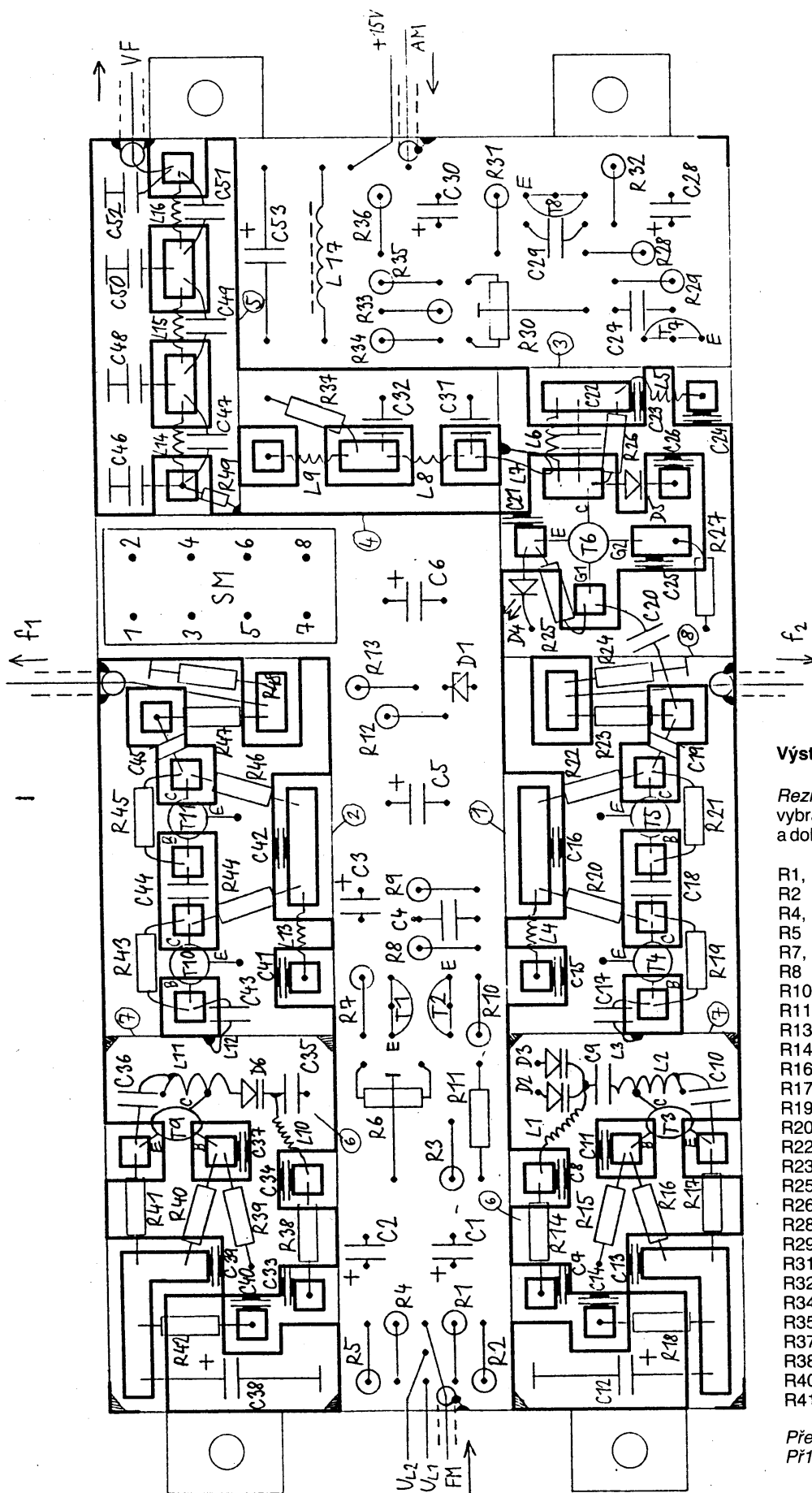
Rezistory ( $\pm 10\%$ , TR 212, není-li uvedeno jinak):

- R1 330  $\Omega$
- R2 3,9 k $\Omega$
- R3 390  $\Omega$
- R4, R5 330  $\Omega$
- R6 2,2 k $\Omega$ , trimr TP 009
- R7 6,8 k $\Omega$
- R8 2,2 k $\Omega$
- R9 47 k $\Omega$
- R10 5,6 k $\Omega$

- R11 1,5 k $\Omega$
- R12 10 k $\Omega$
- R13 1,5 k $\Omega$
- R14 100  $\Omega$
- R15 22 k $\Omega$
- R16 10 k $\Omega$
- R17 3,3 k $\Omega$
- R18 680  $\Omega$
- R19 0,1 M $\Omega$
- R20 1 k $\Omega$
- R21 68 k $\Omega$
- R22 680  $\Omega$
- R23 220  $\Omega$
- R24 56  $\Omega$



R25	3,3 kΩ	C33, C34	1 nF, TK 661	L11	3 z CuSn o Ø 0,5 mm. na Ø 2,5 mm, samonosně, mezera mezi závitů 0,5 až 1 mm – odbočky na 1/3 z (připojení C36), na 2 1/4 z (připojení T9) – pravotočivé
R26	680 Ω	C35	22 pF		
R27	1,5 kΩ	C36	10 pF		
R28	0,15 MΩ	C37	1 nF, TK 661		
R29	10 kΩ	C38	10 μF/15 V		
R30	330 Ω, trimr TP 009	C39 až C42	1 nF, TK 661		
R31	1 kΩ	C43	47 pF		
R32	18 kΩ	C44, C45	33 pF		
R33	12 kΩ	C46	8,2 pF	L12	1/2 z, vazební smýčka, zasahující asi 1,5 mm do oscilátorové komůrky, tvořená vývodem C43
R34	33 kΩ	C47	1,8 pF		
R35	0,47 MΩ	C48	18 pF		
R36	15 kΩ	C49	8,2 pF	L13	0,2 μH, 20 z CuL o Ø 0,15 mm na Ø 2 mm, samonosně
R37	33 Ω	C50	15 pF		
R38	100 Ω	C51	6,8 pF	L14	42 nH, 6 z CuL o Ø 0,5 mm na Ø 2 mm, samonosně, závity těsně u sebe
R39	22 kΩ	C52	4,7 pF		
R40	10 kΩ	C53	10 μF/15 V		
R41	2,2 kΩ	Cívky:			
R42	680 Ω	L1	0,2 μH, 20 z CuL o Ø 0,15 mm na Ø 2 mm, samonosně	L15	31 nH, 5 z CuL o Ø 0,5 mm na Ø 2 mm, samonosně, závity těsně u sebe
R43	27 kΩ	L2	4,5 z CuSn o Ø 0,5 mm na Ø 2,5 mm samonosně, mezera mezi závity 0,5 až 1 mm	L16	29 nH, 5 z CuL o Ø 0,5 mm na Ø 2 mm, samonosně, závity těsně u sebe
R44	470 Ω, 0,25 W		– odbočky na 1/3 z (připojení C10), na 3 1/4 z (připojení T3) – levotočivé	L17	5 μH, na feritové tyčce (CuL, Ø asi 0,3 mm)
R45	12 kΩ	L3	1/2 z vazební smýčka, zasahující asi 0,5 mm do oscilátorové komůrky, tvořená vývodem C17	<i>Polovodičové součástky:</i>	
R46	220 Ω, 0,5 W	L4, L5	0,2 μH, 20 z CuL o Ø 0,15 mm na Ø 2 mm, samonosně	D1	KZ241/9
R47	820 Ω	L6	4 z CuL o Ø 0,5 mm na Ø 2 mm, samonosně, pravotočivé	D2, D3	KB109G
R48	56 Ω	L7	3/4 z, vazební smýčka z Cu Sn o Ø 0,5 mm na Ø 2 mm, přitisknutá z boku k L6	D4	LQ1701 (zelené)
R49	120 Ω, viz text	L8	15 nH, 3 z CuL o Ø 0,5 mm na Ø 2 mm, samonosně, závity těsně u sebe	D5	KA223
<i>Kondenzátory (libovolný keramický, není-li uveden typ):</i>		L9	30 nH, 5 z CuL o Ø 0,5 mm na Ø 2 mm, samonosně, závity těsně u sebe	D6	KB109G (viz text)
C1	10 μF, TE 005	L10	0,2 μH, 20 z CuL o Ø 0,15 mm na Ø 2 mm, samonosně	T1	KC239
C2	2 μF, TE 005			T2	KC309
C3	10 μF, TE 003			T3	BF479 (BF679, apod.)
C4	560 pF, TK 794			T4, T5	BFR91
C5, C6	50 μF, TE 004				
C7, C8	1 nF, TK 661				
C9	12 pF				
C10	10 pF				
C11	1 nF, TK 661				
C12	10 μF/15 V				
C13 až C16	1 nF, TK 661				
C17	47 pF				
C18 až C20	33 pF				
C21	1 nF, TK 661				
C22	8,2 pF				
C23, C24	1 nF, TK 661				
C25	100 pF, TK 621				
C26	47 pF, TK 691				
C27	47 pF				
C28	2 μF, TE 005				
C29	120 pF				
C30	2 μF, TE 005				
C31	22 pF				
C32	15 pF				
				<i>Směšovač:</i>	
				SM	UZ07

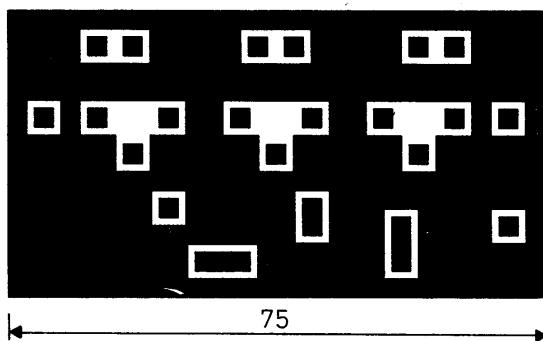


#### Výstupní útlumové články

Rezistory ( $\pm 1\%$ , TR 191,  
vybrány  
a dobrušeny z řady E24):

R1, R3	53,3 $\Omega$
R2	790 $\Omega$
R4, R6	96 $\Omega$
R5	71 $\Omega$
R7, R9	61 $\Omega$
R8	248 $\Omega$
R10, R12	53,3 $\Omega$
R11	790 $\Omega$
R13, R15	870 $\Omega$
R14	5,8 $\Omega$
R16, R18	436 $\Omega$
R17	11,6 $\Omega$
R19, R21	292 $\Omega$
R20	17,6 $\Omega$
R22, R24	221 $\Omega$
R23	23,9 $\Omega$
R25, R27	178,5 $\Omega$
R26	30,4 $\Omega$
R28, R30	150,5 $\Omega$
R29	37,4 $\Omega$
R31, R33	131 $\Omega$
R32	45 $\Omega$
R34, R36	116 $\Omega$
R35	53 $\Omega$
R37, R39	105 $\Omega$
R38	61,5 $\Omega$
R40, R42	96 $\Omega$
R41	71 $\Omega$

Přepínače:  
Př1 až Př8 tlačítkové  
mikrospínače  
fy Omron  
Př WK 53337



Obr. 17. Deska s plošnými spoji výstupního zesilovače

### Výstupní zesilovač 40 dB

**A730**

Rezistory ( $\pm 10\%$ , TR 212, není-li uvedeno jinak):

R1	10 k $\Omega$
R2	15 $\Omega$ , TR 191
R3	12 $\Omega$ , TR 191
R4	56 k $\Omega$
R5, R6	330 $\Omega$
R7	820 $\Omega$
R8	47 $\Omega$
R9	15 $\Omega$ , TR 191
R10	12 $\Omega$ , TR 191
R11	15 k $\Omega$
R12, R13	330 $\Omega$
R14	330 $\Omega/0,25$ W
R15	12 $\Omega$
R16	15 $\Omega$ , TR 191
R17	12 $\Omega$ , TR 191
R18	6,8 k $\Omega$ , viz text
R19, R20	330 $\Omega$
R21	100 $\Omega/1$ W
R22	10 k $\Omega$

### Kondenzátory:

C1	1 $\mu$ F, TE 135
C2	33 pF, TK 774
C3	1 $\mu$ F, TE 135
C4	1 nF, TK 661
C5	10 $\mu$ F/15 V
C6	1 $\mu$ F, TE 135
C7	33 pF, TK 774
C8	1 $\mu$ F, TE 135
C9	1 nF, TK 661
C10	10 $\mu$ F/15 V
C11	1 $\mu$ F, TE 135
C12	33 pF, TK 774
C13	1 $\mu$ F, TE 135
C14	1 nF, TK 661
C15	10 $\mu$ F/15 V

C16	1 $\mu$ F, TE 135
C17	50 $\mu$ F/15 V
C18	1 nF, průchodkový

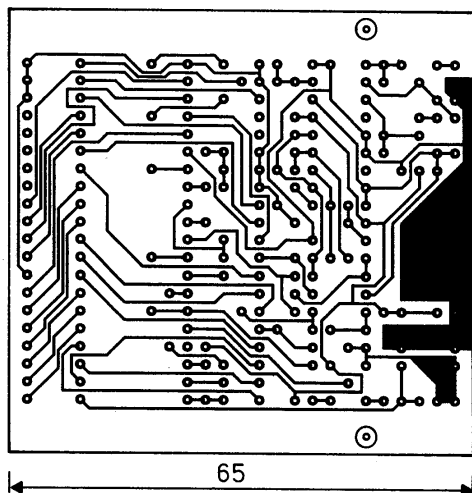
### Cívky:

L1 až L3	10 z CuL o $\varnothing$ 0,25 mm na $\varnothing$ 2 mm, samonosně
L4	8 mH ve feritovém hrníčku
L5	0,4 $\mu$ H, 25 z CuL o $\varnothing$ 0,5 mm na $\varnothing$ 3 mm, samonosně

### Polovodičové součástky:

T1	BFR90
T2	BFR91
T3	BFR96

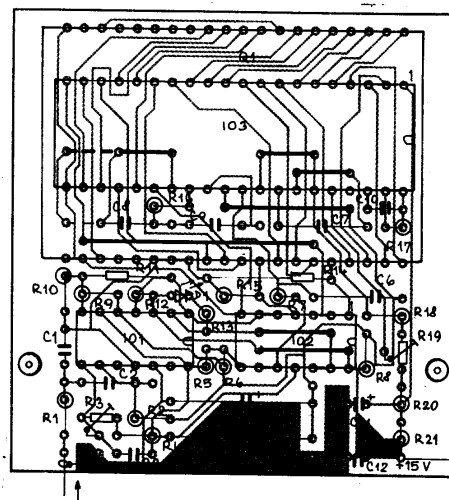
Obr. 18. Osazení desky výstupního zesilovače součástkami (mezera mezi dnem krabičky a deskou je asi 5 mm)



Obr. 19. Deska s plošnými spoji měřiče modulace

**A731**

Obr. 20. Osazení desky měřiče modulace



### Měřič modulace

Rezistory ( $\pm 10\%$ , TR 212, není-li uvedeno jinak):

R1	15 k $\Omega$
R2	82 k $\Omega$ , MLT ( $\alpha_R$ kladný)
R3	47 k $\Omega$ , trimr TP 008
R4	56 k $\Omega$ ( $\alpha_R$ záporný)
R5	9,9 k $\Omega$ , 1 %
R6	100 $\Omega$ , 1 %
R7	1 M $\Omega$
R8	1,8 k $\Omega$
R9	68 $\Omega$ (viz text)
R10	5,6 k $\Omega$
R11	56 k $\Omega$
R12	18 k $\Omega$

R13	1,5 k $\Omega$
R14, R15	1 M $\Omega$
R16	47 k $\Omega$
R17	0,1 M $\Omega$
R18	470 $\Omega$
R19	330 $\Omega$ , trimr TP 008
R20	22 k $\Omega$
R21	1,8 k $\Omega$

Kondenzátory (libovolný nekeramický, není-li uveden typ):

C1	120 pF, TK 774
C2	0,47 $\mu$ F
C3	4,7 nF, TK 744
C4, C5	47 $\mu$ F, TF 009

C6	47 nF
C7	100 nF
C8	0,22 $\mu$ F
C9	0,47 $\mu$ F
C10	100 pF, TK 794
C11	20 $\mu$ F, TE 004
C12	5 $\mu$ F, TE 004

### Polovodičové součástky:

D1	VQA47
IO1	LM339
IO2	CD4066
IO3	ICL7106
Displej:	
Q1	4DR821B



## Napájecí zdroj

Rezistory ( $\pm 10\%$ , TR 212 není-li uvedeno jinak):

R1	22 k $\Omega$
R2, R3	3,3 k $\Omega$
R4	330 $\Omega$ (viz text)
R5	4,7 k $\Omega$
R6	15 $\Omega$
R7, R8	18 k $\Omega$ (shoda odporu 1 %)
R9	0,33 M $\Omega$
R10	18 k $\Omega$
R11	0,27 M $\Omega$
R12	0,47 M $\Omega$ , trimr TP 008
R13	2,2 k $\Omega$
R14	2,7 k $\Omega$
R15	330 $\Omega$

### Kondenzátory:

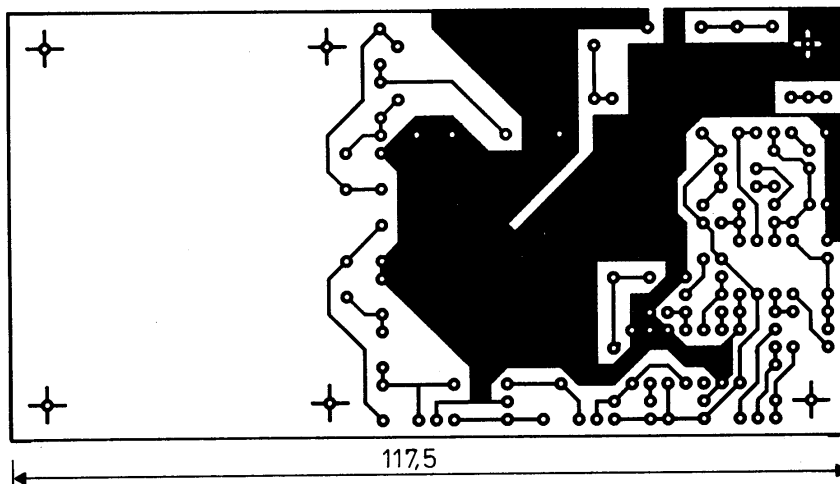
C1	1 mF/15 V
C2	10 $\mu$ F/TE 003
C3	500 $\mu$ F/35 V
C4	220 pF, TK 774
C5	10 $\mu$ F, TE 003
C6	5 $\mu$ F, TE 004
C7	100 $\mu$ F/40 V
C8	100 $\mu$ F/63 V
C9	2 $\mu$ F, TE 005
C10	10 $\mu$ F, TE 003
C11, C12	4,7 nF, TC 237
C13	2 $\mu$ F, TE 005

### Polovodičové součástky:

D1 až D10	KY130/80
D11 až D14	KA206
T1	KD137
IO1, IO2	7805
IO3	723CN
IO4	MA1458

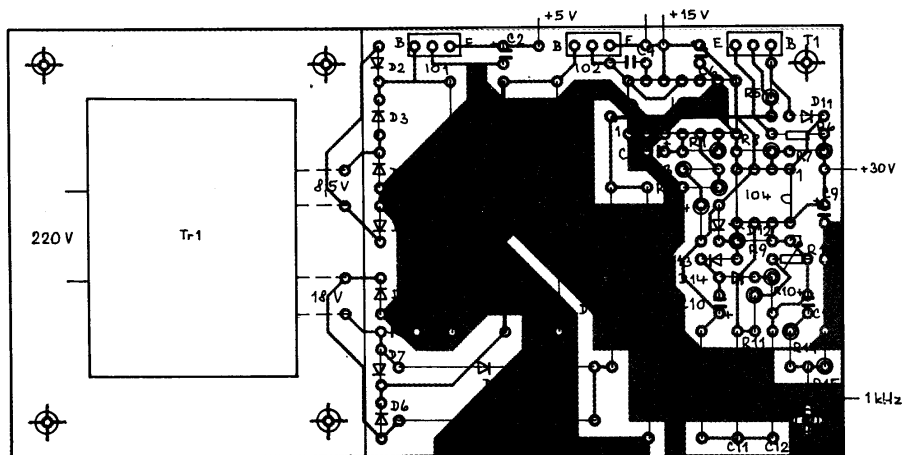
### Transformátor:

Tr1	primární vinutí: 220 V – 2400 z/ $\varnothing$ 0,18 sekundární vinutí: 8,5 V – 98 z/ $\varnothing$ 0,4 mm, jádro EI20 $\times$ 20
-----	---

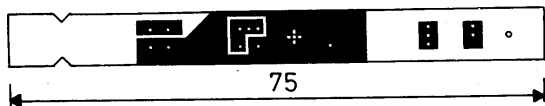


Obr. 21. Deska s plošnými spoji zdroje

**A732**

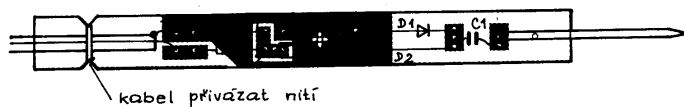


Obr. 22. Osazení desky zdroje



Obr. 23. Deska s plošnými spoji detekční sondy

**A733**



Obr. 24. Osazení desky detekční sondy

## Detekční sonda

Rezistory ( $\pm 10\%$ , TR 212):

R1	0,1 M $\Omega$
R2	68 k $\Omega$

### Kondenzátory:

C1	2,2 nF, TK 744
C2	330 pF, TK 794

### Polovodičové součástky:

D1, D2	GA205
--------	-------

## Základní šasi

### Rezistor:

R1	10 k $\Omega$ , TR 212
----	------------------------

### Kondenzátory:

C1	10 nF, TK 744
C2	0,47 $\mu$ F, TE 135

### Potenciometr:

P1	5 k $\Omega$ , logaritmický, TP 160
----	--

### Cívka

L1	4 $\mu$ H, na feritové tyčce, CuL, $\varnothing$ asi 0,3 mm
----	--

### Konstrukční díly:

Př1	TS 122 4231
Př2	posuvný dvou- pólový přepínač
S1	síťové tlačítko ISOSTAT
volič f	TS 211 02 01 (7 ks)
Po	pojistka TO,2A
konektory	
BNC	(4 ks)
síťová šňůra	Flexo

## Mechanická konstrukce

Skříňka přístroje je zhotovena z hliníkového plechu a slouží současně jako celkové stínění. Výkresy skříňky jsou na obr. 26; konstrukci přibližují fotografie na obr. 27 až 30.

Základní šasi se skládá z předního a zadního panelu, levé bočnice, středního dílu a pravé bočnice. Střední díl vyztuhuje šasi a odstřihuje výstupní obvody generátoru od hlavní číslicové části.

Plášť skříňky je tvořen dvěma shodnými díly tvaru U, které jsou přišroubovány k bočnicím. Jelikož jsem neměl k dispozici vhodnou nýtovací matice, je k oběma bočnicím z vnitřní strany přinýtován pásek z tlustšího ocelového plechu. Do něj jsou vyříznuty závit M3 pro přišroubování obou dílů pláště.

Číslicová část, analogová část a napájecí zdroj jsou přišroubovány na držáky, vyhnuté z bočnic a středního dílu.

Způsob elektrického propojení jednotlivých bloků není až na výjimky kritický. Kromě propojení výstupního zesilovače, jež bylo popsáno v předchozím textu, se týká vodiče, kterým je vedeno ladicí napětí  $U_{L1}$  z číslicové části do analogové. I velmi nepatrná indukovaná napětí mohou způsobovat parazitní kmitočtovou modulaci VCO1. Síťový transformátor proto musí být co nejdále od tohoto vodiče. Elektrostatické stínění vodiče je neúčinné, protože jde o magnetickou indukci, vytvářející mezi oběma konci vodiče rozdílný napěťový potenciál. Aby bylo toto bytí malé rušivé napětí minimalizováno, vytvořil jsem jakousi kompenzační smyčku. Z analogové části je vodič  $U_{L1}$  veden nejdříve rovně k zadnímu panelu, tam se obrací, a přes horní víko analogové části se rovně přivádí k číslicové části (viz fotografie).

Výkonové součásti zdroje jsou k zadnímu panelu přišroubovány izolovaně přes slidové podložky. Totéž platí i pro stabilizátor +5 V (nesmí dojít ke dvojmu zejmnění).

## Uvedení přístroje do chodu

K úspěšnému uvedení do provozu je nezbytné nutně mít alespoň digitální

multimetr, osciloskop, čítač do 500 MHz a vř milivoltmetr. Doporučen je sací měřič rezonance (grid-dip metr), spektrální analyzátor, měřič kmitočtového zdvihu a nř milivoltmetr.

Základní ožiování je vhodné dělat postupně po jednotlivých deskách, konečné seřizení až na kompletním oživeném generátoru. Začneme tedy deskou zdroje.

## Oživení zdroje

Vřechny napájecí vodiče vedoucí od zdroje k dalřím blokům jsou zatím odpojeny.

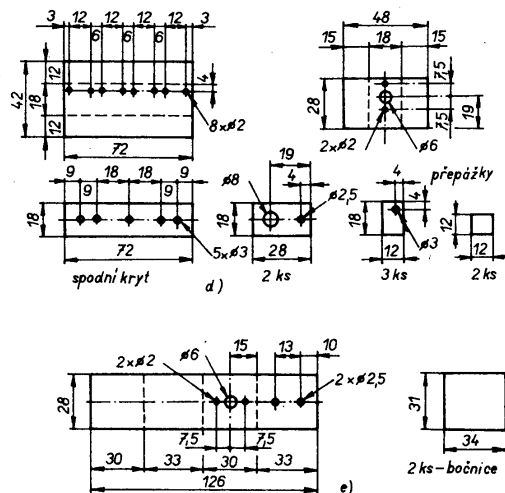
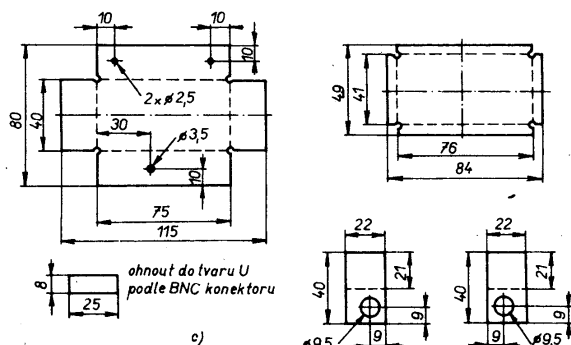
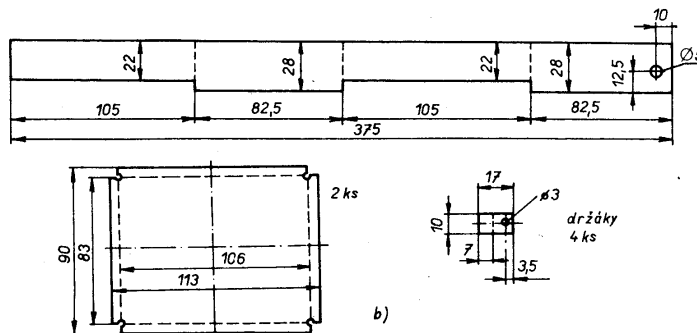
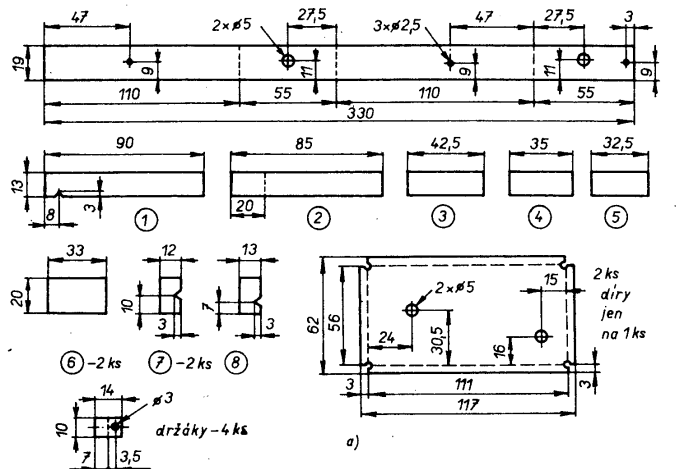
Celá zdrojová deska by měla pracovat na první zapojení. Změnou odporu

rezistoru R4 se pouze nastaví výstupní napětí na  $15 \pm 0,1$  V. Výstupní napětí zdroje  $30 \pm 0,3$  V lze podle potřeby seřidit děličem R7, R8. Pak se trimrem R12 nastaví kmitočet oscilátoru na 1 kHz a zkontroluje se jeho sinusový průběh a amplituda (asi 150 mV).

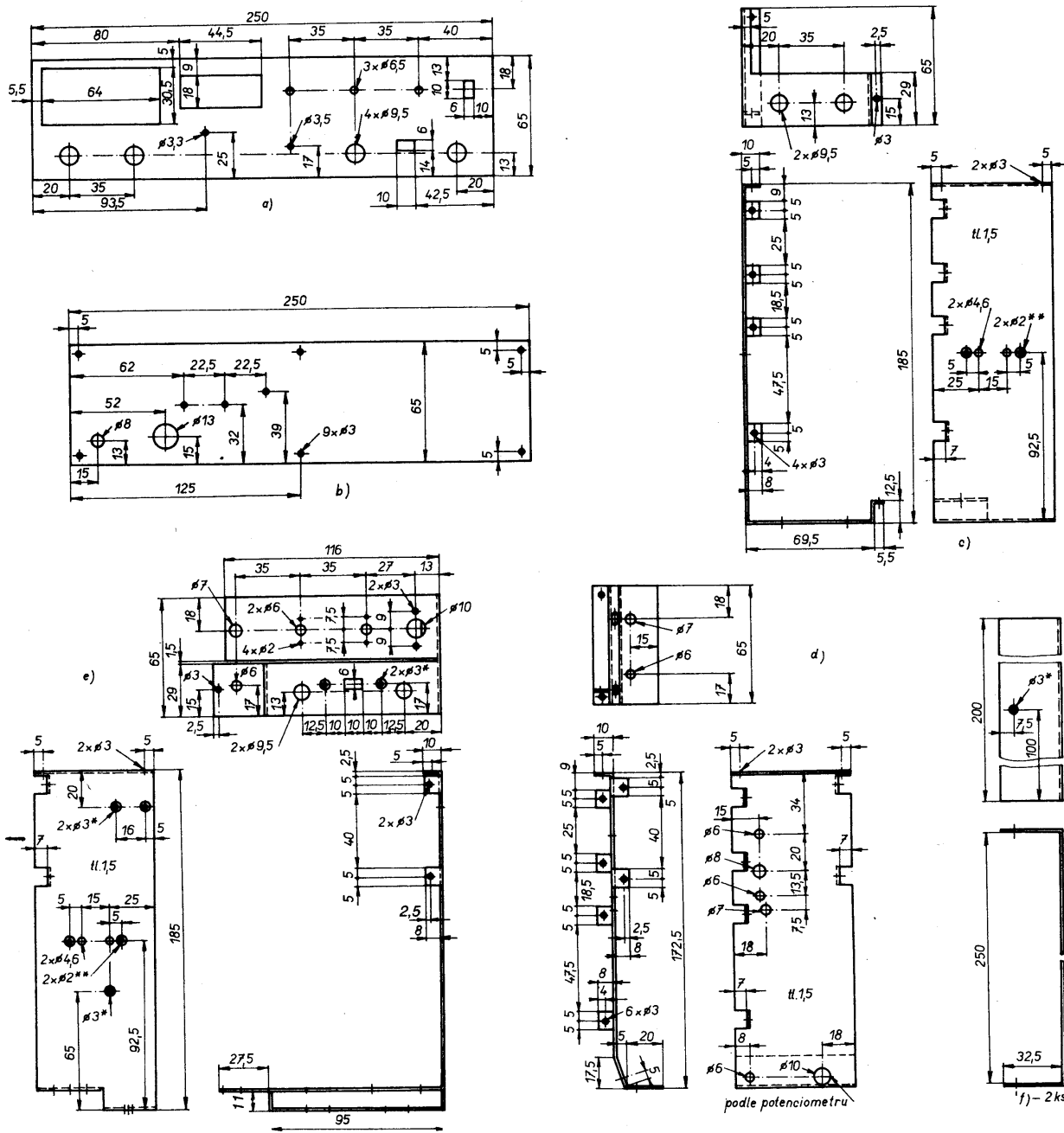
## Oživení analogové části

Připojme-li napájecí zdroj, měly by obvody této desky odebírat proud asi 100 mA. Na vstup ladicího napětí  $U_{L2}$  přivedeme napájecí napětí 15 V, na vstup  $U_{L1}$  regulovatelné napětí 3 až 30 V.

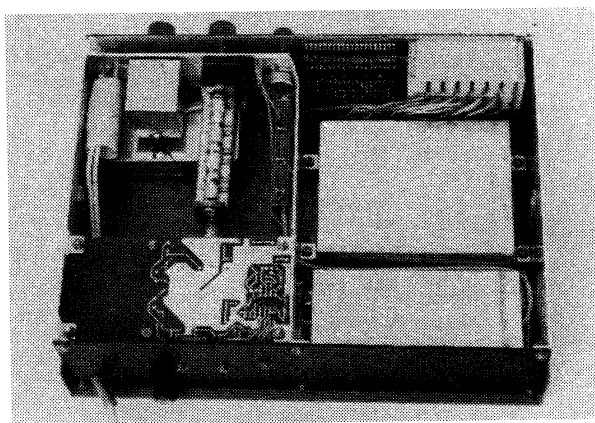
Čítačem měříme kmitočet VCO2 a stlačením nebo roztažením cívky L2



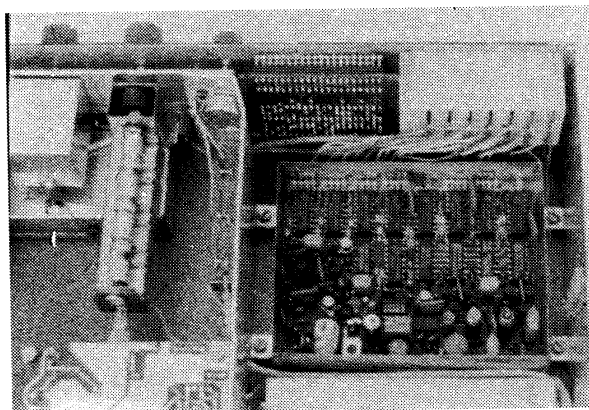
Obr. 25. Mechanické součásti z pocínovaného plechu tl. 0,3 mm:  
a – hlavní analogová část; b – hlavní číslicová část; c – výstupní zesilovač;  
d – hrubý dělič; e – jemný dělič



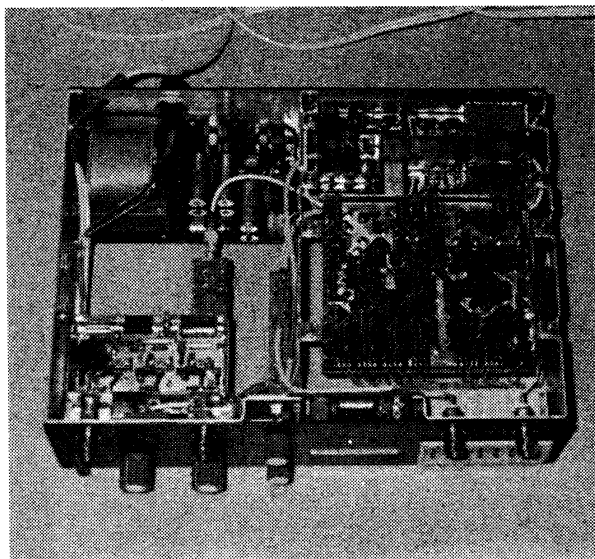
Obr. 26. Mechanické díly skříňky



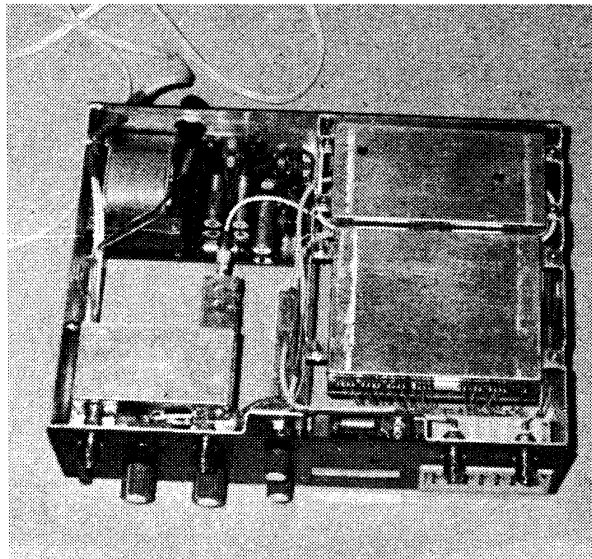
Obr. 27. Pohled na přístroj shora



Obr. 28. Detail pohledu shora po sejmutí krytu bloku hlavní číslicové části



Obr. 29. Pohled zdola



Obr. 30. Pohled zdola při sejmutých krytech bloků

jej nastavíme do rozmezí 299 až 300 MHz. Podobně se cívku L11 nastaví i kmitočtem VCO1. V rozsahu 300 až 499 MHz se musí ladicí napětí „vejít“ s určitou rezervou do rozmezí 3,2 až 28 V. To je maximální možný napěťový rozsah fázového detektoru v číslicové části. Rozsah ladění lze v případě potřeby zvětšit mírným zvětšením kapacity C35. Fázový šum VCO1 lze o něco zmenšit výběrem varikapu D6 z většího počtu kusů. K tomu však musíme mít měřič zdvihu, nebo alespoň kvalitní přijímač FM.

— Přihýbáním smyček L3 a L12 pak nastavíme vř napětí na výstupech odělovacích zesilovačů do rozmezí, uvedeného ve schématu (měřeno vř milivoltmetrem i při přeladování). Potom již můžeme kmitavé obvody oscilátorů zakapat (nebo spíše zalít) voskem. Fixují se jím všechny součástky, které mají vliv na oscilační kmitočty (L1, D2, D3, C9, L2, L3, C10, T3, L10, C35, D6, L11, L12, C36, T9). Nakonec oba oscilátory uzavřeme víčky a po obvodu důkladně zapájíme. Pozor – vosk i víčka mají vliv na oscilační kmitočty, musíme jej při práci stále kontrolovat a případné odchylky ihned opravit!

Rezonanční obvod v obvodu kolektoru T6 se ladí roztažením nebo stlačením cívky L6 na minimum stejnosměrného regulačního napětí elektrody G<sub>2</sub>. Po nalezení minima je pro optimální činnost modulátoru vhodné cívku L6 mírně stlačit. To zabezpečí na kmitočtu  $f_2$  mírně kapacitní zátěž tranzistoru T6. Při indukčním charakteru zátěže má T6 snahu při promodulování nakmitávat. Ladění tohoto rezonančního obvodu není příliš ostré. Nebude-li ani při značném roztažení L6 dosaženo minima ss napětí, nemusíme si s tím dělat velké starosti. V tomto případě, pokud modulátor správně moduluje (ověřit osciloskopem na výstupu), úplně postačí nechat cívku tak, jak je.

Cívky L8, L9, L14, L15, L16 není nutné ladit. Jejich indukčnost je dostatečně přesně definována tím, že závit

jsou těsně u sebe v co nejvíce stlačeném stavu.

#### Oživení číslicové části

Po připojení napájecího napětí odeberají obvody desky ze zdroje 5 V proud asi 200 mA (s HCMOS asi 120 mA), ze zdroje 30 V asi 5 až 10 mA.

Nejdříve je nutno zkontrolovat krystalový oscilátor. Kmitočty 10 MHz měříme čítačem, připojeným na vstup IO9. Změnou indukčnosti cívky L1, příp. kapacity kondenzátoru C1 jej nastavíme na přesnou hodnotu. Pokud s daným krystalem kapacita C1 vychází velmi malá (jednotky až desítky pF), je lépe namísto L1 zapojit doladovací kondenzátor. Podle mých zkušeností takového krystalu pro paralelní rezonanci mají horší teplotní stabilitu. Nemusi to však být pravidlem.

Po oživení oscilátoru zkontrolujeme správnou činnost děliček časové základny a integrátoru IO12.

Laděné obvody násobiče se ladí na maximum uvedené harmonické složky pomocí sáčic měřiče rezonance nebo smyčkou volně navázaného analyzátoru. V nejhorším případě lze použít i čítač, to však vyžaduje značnou zkušenost. Cívka L3 se ladí roztažením nebo stlačením závitů. Trimr R23 při tom má být asi v polovině své dráhy.

Po propojení bloku s analogovou částí by již měl pracovat první syntezátor. Pokud nepracuje, je třeba hledat závadu. Může se stát (zejména u HCMOS), že syntezátor pracuje, ale při určitých nastaveních kmitočtech je skutečný kmitočty v jednotkách, desítkách nebo stovkách jiný. V tom případě je nutno experimentovat s kapacitou kondenzátoru C40 (je-li použit), příp. ještě R49. Obecně lze říci, že čím je menší odpor rezistoru R49, tím je funkce stabilnější. Při malém odporu se však zvětšuje odebraný proud a také výstupy děličů jsou nadměrně zatěžovány.

Před ožíváním druhého syntezátoru musí být přesně naladěny cívky násobiče L2 a L3. Při změně odporu trimru

R23 by měl syntezátor začít pracovat. Běžce trimru nastavíme doprostřed pásma správné činnosti mezi oba krajní body vysazení. U verze s obvody HCMOS je vhodné zkontrolovat střední hodnotu ss napětí na kolektoru T8 a případnou změnou odporu R30 ji nastavit na 2,5 V. Pokud ani potom syntezátor nepracuje, je zřejmě v zapojení závada.

#### Oživení měřiče modulace

Tuto desku je výhodné oživit ještě před přišroubováním do generátoru, protože potom je již k součástkám obtížný přístup. Po připojení k napájecímu napětí kontrolujeme provozuschopnost celého bloku. Odebraný proud je asi 7 mA, při rozsvícení diody D1 asi 15 mA.

Dále je vhodné změřit stejnosměrné napětí na C5 a C11. Při zkratovaném vstupu ověříme, zda rozsah trimru R3 je dostatečný k nastavení nuly. Pokud ne, doporučuji pro dobrou teplotní stabilitu nuly raději vyměnit IO1, než upravovat odpor R4. Změnou odporu rezistoru R9 lze ovlivnit úroveň přepínání na vyšší rozsah. Má být asi 150 až 190 mV.

#### Oživení výstupního zesilovače

Stejně jako u předchozích bloků nejdříve kontrolujeme odebraný proud, který by měl být asi 115 mA. Pak změříme kolektorové napětí jednotlivých tranzistorů. Aby se při tom zesilovač nerozkmital, musíme odpojit kondenzátory C6 a C11. Na pracovních bodech T1 a T2 příliš nezáleží. Napětí na kolektoru T3 nastavíme případnou změnou odporu rezistoru R18 na  $7 \pm 0,5$  V. Nakonec zkontrolujeme, zda je celý zesilovač schopen funkce. Seřizujeme jej až s kompletně oživeným a seřízeným generátorem.

#### Nastavení a seřízení celého generátoru

K této závěrečné práci přikročíme, pokud všechny obvody správně pracují a celý generátor je zkompletován.

Začneme nastavením základní úrovně výstupního napětí analogové části.

Nejdříve je však třeba určit odpor rezistoru R49: Při zatížení výstupu odporem 50  $\Omega$  se musí napětí zmenšit na polovinu. Přihýbáním smyčky L7 z boku k cívkě L6 nastavíme výstupní napětí 10 mV na zátěži 50  $\Omega$ . Měříme nejlépe nF milivoltmetrem na kmitočtu řádově 100 kHz, aby se neuplatnil výstupní filtr za směšovačem.

Je vhodné zjistit kolísání amplitudy výstupního napětí v celém kmitočtovém rozsahu. Měříme při úrovni 10 mV buď vF milivoltmetrem při zátěži 50  $\Omega$ , nebo spektrálním analyzátozem. Případné nedostatky lze částečně upravit změnou paralelních kapacit ve výstupním filtru (hlavně C46, příp. i C48).

Dalším krokem je nastavení základního zesílení výstupního zesilovače. Měříme napětí při vřazeném zesilovači a bez něj na zátěži 50  $\Omega$  nF milivoltmetrem při kmitočtu řádově 100 kHz. Úpravou, příp. dobroušením rezistorů R3, R10 a R17 nastavíme zisk přesně na 40 dB. Zesilovač přitom nesmí kmitat!

Při dalším měření sledujeme kolísání výstupního napětí zesilovače v celém kmitočtovém rozsahu generátoru. Shodným roztážením nebo stlačením cívek L1, L2 a L3 dosáhneme žádaného zisku na vysokých kmitočtech.

Poslední operací je seřízení úrovně modulačních signálů. V praxi se mi nejlépe osvědčil tento postup: Trimr R3 v měřiči modulace nejdříve seřídíme na nulový údaj. Potom v režimu SWEEP a při maximální modulaci nastavíme trimrem R19 údaj 10,00. Pozor na náhodný zkrat potenciometru proti zemi (např. šroubovákem)! IO3 se tím spolehlivě zničí (mám to již dvakrát vyzkoušené). Skutečný zdvih FM se pak nastavuje trimrem R6 v analogové části. Nej přesněji to lze učinit pomocí analyzátoru s využitím Besselových nul. Hodnoty modulačního indexu, při kterých zcela vymizí složka nosné vlny, jsou  $m_1 = 2,40$ ;  $m_2 = 5,52$ ;  $m_3 = 8,66$ ;  $m_4 = 11,79$ ;  $m_5 = 14,93$ ; ... atd. Jako náhradní řešení lze použít cejchování podle osciloskopu v režimu rozmitání. Při kmitočtu 1 MHz a stejném zdvihu musejí mít špičky nulového kmitočtu, sejmuté detekční sondou, maximální výšku a nesmějí se rozdvíjet (měřeno při úrovni 1 V a rychlosti časové základny osciloskopu 5 ms/dílek). Nastavení správné hloubky AM podle osciloskopu je již triviální. Při údajích měřiče modulace 100 % se trimrem R30 v analogové části nastaví odpovídající tvar signálu na výstupu.

Na závěr je žádoucí celý generátor znovu zkontrolovat a proměřit ve všech režimech činnosti.

### Poznámky ke stavbě

Generátor s obvody HCMOS v číslicové části by teoreticky měl mít lepší kmitočtovou stabilitu v důsledku menšího ohřívání krystalového oscilátoru. Poněkud obtížnější však může být jeho ožívování. Kdo si není jistý, zda oživení syntezátorů zvládne, tomu doporučuji raději obvody ALS výroby TESLA, se kterými pracovaly syntezátory bez nejmenších problémů při ožívování. Bylo ověřeno i více kusů těchto IO z různých

výrobních sérií. Obvody HCMOS, které mají být úrovněově kompatibilní s TTL, jsem nezkoušel.

Datové vodiče, vedoucí od syntezátorů k voliči kmitočtu, nepatrně vyznačují. Není to nikterak kritické. Kdo by však chtěl pro kvalitu svého přístroje udělat maximum, může je pomocí kondenzátorů s kapacitou 1 nF všechy zablokovat na kostru číslicové části.

Pokud zvolíte odlišnou mechanickou konstrukci, vždy mějte na paměti, že výstupní zesilovač musí být v těsném kontaktu s předním panelem a zejména s výstupním konektorem. Není-li to splněno, asi budete mít potíže s jeho kmitáním.

Komu by nestačilo potlačení složek  $f_{\text{vst}} \pm 20$  MHz asi 52 dB, musí mezi číslicovou a analogovou část vřadit do cesty signálu  $f_2$  oddělovací zesilovač. Tím se zamezí pronikání kmitočtu 280 MHz do analogové části.

Přístroj samozřejmě pracuje i při nastavení kmitočtu nižšího, než 10 kHz. Od tohoto kmitočtu však začíná být pozorovatelné osciloskopem chvění kmitočtu vlivem fázového šumu. Přibližně pod 1 kHz se začíná zkrusovat sinusový průběh, což je patrně zaviněno vzájemným ovlivňováním oscilátorů. Pod 300 Hz je již signál naprosto nepoužitelný k čemukoli.

### Závěr

Popsaný přístroj je výsledkem snahy, jak v daném čase a s danými prostředky dosáhnout co nejlepších užitných vlastností. Pro běžná amatérská měření plně vyhovuje, i když samozřejmě nemůže konkurovat drahým zahraničním výrobkům. Zvládnutí kmitočtů např. až 500 MHz by si vyžádalo základní změnu koncepce a přístroj by musel být podstatně složitější.

V některých blocích generátoru jsou použita originální obvodová řešení, která by bylo možno uplatnit i v jiných zařízeních. Jsou to např. proměnné děliče kmitočtu, amplitudový modulátor, širokopásmový zesilovač, lineární špičkový usměrňovač, stabilizátor  $\pm 15$  V, apod.

V zájmu komfortu obsluhy se přímo nabízí řídit celý generátor jednočipovým mikropočítačem. To však již přesahuje rámec mého příspěvku. Utlumové články by se pak měly přepínat miniaturními relé.

Jako příslušenství lze zhotovit diodový násobič kmitočtu, který bude produkovat buď sudé nebo liché harmonické, nebo oboje. Tak lze obsáhnout i pásma UHF a používat rozmitací režim ke sladování kanálových voličů i anténních zesilovačů. Dalším doplňkem může být logaritmický zesilovač, který se zapojuje mezi detekční sondu a osciloskop. Lze použít zapojení podle [5], je však třeba upravit vstupní odpor na 1 M $\Omega$ .

Při provozu generátoru je nutno počítat s tím, že na výstupu zesilovače je přítomen i jeho vlastní vstupní šum, zesílený o 40 dB. Zesilovač se proto zapíná pouze v případech, je-li třeba napětí větší než 10 mV. Pro menší napětí je výhodnější používat přímý vstup generátoru.

Na závěr přeji všem mnoho úspěchů při stavbě tohoto poměrně náročného přístroje.

### Literatura

- [1] Manual; Circuit diagrams Signal generator SMDU 249.3011.07. Rohde & Schwarz, München.
- [2] Manual; Circuit diagrams Precision signal generator SCHLUMBERGER 4000A. Schlumberger-Enertec, München.
- [3] Manual; Generator MARCONI 2022C. Marconi instruments Ltd., London.
- [4] Doležilek, J.; Munzar, M.: Signální generátor 0,1 až 110 MHz. Příloha Amatérského radia 1982, s. 57.
- [5] Šenfeld, M.: Rozmitač 250 MHz. Příloha Amatérského radia 1988, s. 25.
- [6] Fadrhons, J.: Fázové kmitočtové detektory pro číslicové syntezátory. Sdělovací technika 2/1978, s. 53.
- [7] Fadrhons, J.: Návrh fázové smyčky 2. typu pro číslicový kmitočtový syntezátor. Sdělovací technika 9/1978, s. 341.
- [8] Hasan, P.: Návrh fázového závěsu s integrovaným obvodem MHB4046. Sdělovací technika 10/1983, s. 371.
- [9] Rohde, U. L.: Digital PLL frequency synthesizers, theory and design. Prentice-Hall 1983 Inc., Englewood Cliffs, N. J., USA.
- [10] Hoder, K.: Program pro výpočet odezvy lineárního systému. Sdělovací technika 9/1989, s. 347.
- [11] Pavlovec, J.; Šramar, J.: Krystalové jednotky a oscilátory. Amatérské radio řady B č. 2/1987, s. 42.
- [12] Křišťan, L.; Vachala, V.: Příručka pro navrhování elektronických obvodů. SNTL Praha 1982.
- [13] 5. Katalog – Elektronické součástky 1989 (novinky, dodatky). TESLA 1989.
- [14] Vítaz, I.: Multiplikativní zmiešovač s tranzistorem KF910. Amatérské radio řady A č. 5/1987, s. 188.
- [15] Krupka, Z.; Kunc, J.: Úvod do problematiky družicových přijímačů. Amatérské radio řady B č. 1/1990, s. 18.
- [16] 2. Katalog – Diskrétní součástky polovodičové, optoelektronické a vakuové. TESLA 1987.
- [17] Rafaj, M.: Vyvážený diodový zmiešovač UZ07. Amatérské radio řady A č. 3/1985, s. 113.
- [18] Chanzel, G.: Spravočník po rasčotu filtrov. Sovětskoje radio, Moskva 1974.
- [19] Šoupal, Z.: Vř dělič 90 dB. Amatérské radio řady A č. 11/1976, s. 426.
- [20] Krupka, Z.; Kunc, J.: Vř zesilovače, filtry. Amatérské radio řady B č. 1/1987, s. 2.
- [21] Stříž, V.: Nové germaniové a křemíkové vysokofrekvenční tranzistory. Amatérské radio řady A č. 5/6/1982, s. 189.