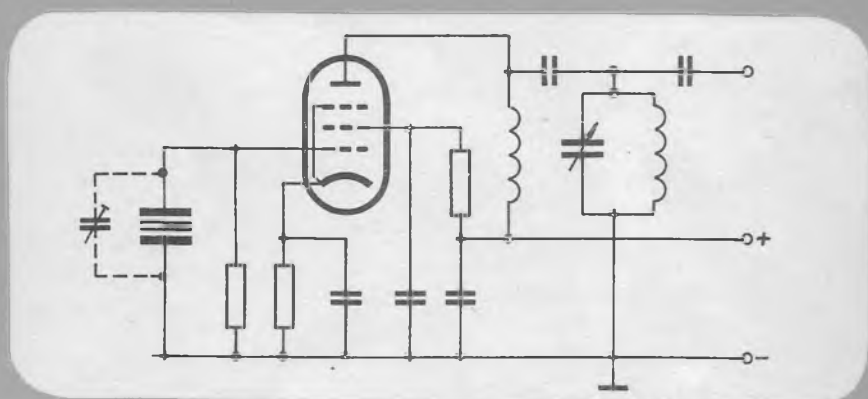


# PŘEDNÁŠKY Z AMATÉRSKÉ RADIOTECHNIKY



Ing. Vladimír Geryk

MODULÁTORY, OBVODY  
TVAROVÁNÍ A KOMUTACE SIGNÁLU

ÚV SVAZU PRO SPOLUPRÁCI S ARMÁDOU  
ÚSTŘEDNÍ RADA RADIOKLUBU SVAZARMU

2.



---

# PŘEDNÁŠKY Z AMATÉRSKÉ RADIOTECHNIKY

---

Ing. Vladimír Geryk

MODULÁTORY, OBVODY  
TVAROVÁNÍ A KOMUTACE SIGNÁLU

ÚV. SVAZU PRO SPOLUPRÁCI S ARMÁDOU  
ÚSTŘEDNÍ RADA RADIOKLUBU SVAZARMU

2.

---

# RÁDIOAŠKÝ ZAMATĚRSKÉ RADIOTECHIKY

---

Ing. Vladimír Geryk

ROZVOJ  
RADIOAŠKÝCH  
ZAMATĚRSKÝCH



1.	Modulátory SSB signálu . . . . .	7
1.1.	Použití DSB modulátorů . . . . .	7
1.2.	Základní parametry diodových modulátorů . . . . .	8
1.3.	Základní zapojení DSB modulátorů s diodami . . . . .	11
1.4.	Praktické zapojení diodových modulátorů . . . . .	15
1.5.	DSB modulátory s varikapy . . . . .	17
1.6.	DSB modulátor s integrovaným obvodem . . . . .	20
1.7.	Ostatní typy modulátorů . . . . .	21
2.	Demodulátory . . . . .	24
2.1.	Demodulátory CW a SSB signálu . . . . .	24
2.2.	Zapojení SSB/CW demodulátorů s diodami . . . . .	25
2.3.	Tranzistorové demodulátory . . . . .	27
2.4.	Zapojení demodulátorů s elektronkami . . . . .	28
3.	Obvody řízení zesílení v přijímačích a vysílačích . .	31
3.1.	Ruční řízení zesílení přijímače . . . . .	31
3.2.	Automatické řízení zesílení . . . . .	33
3.3.	Časové konstanty automatických regulačních obvodů . .	34
3.4.	Funkce obvodů automatického řízení úrovně buzení /ALC/	39
3.5.	Obvody manuálního a automatického přepínání příjem-vysílání . . . . .	41
3.6.	Komutační obvody . . . . .	42
4.	Nízkofrekvenční zesilovače . . . . .	46
4.1.	Nízkofrekvenční zesilovače přijímače . . . . .	46

4.2. Modulační nízkofrekvenční zesilovače . . . . .	48
4.3. Aktivní nf filtry . . . . .	53
4.4. O úpravách modulace u SSB signálu . . . . .	55
Seznam obrázků . . . . .	61
Seznam literatury . . . . .	63

---

## 1. MODULÁTORY SSB SIGNÁLU

### 1.1. POUŽITÍ DSB MODULÁTORŮ

DSB modulátor je spolu s filtrem nejdůležitější částí budiče SSB signálu. Úkolem DSB modulátoru je vytvořit amplitudovou modulaci s potlačeným nosným kmitočtem. Úloha filtru spočívá v potlačení nežádoucího postranního pásma a v dalším zeslabení zbytků pronikajícího nosného kmitočtu.

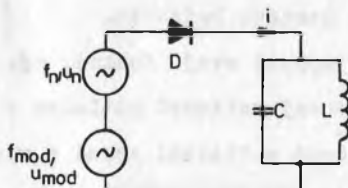
Aby DSB modulátor splnil svoji funkci, tj. aby výstupní SSB signál z budiče měl nosný kmitočet potlačen o více jak 40 dB, je nutné v něm dosáhnout potlačení nosné o více než 20 dB, neboť o zbylých 20 dB rozdílu je nosná potlačena na hraně propustné křivky filtru. Této hodnoty potlačení dosahujeme poměrně snadno, neboť symetrická zapojení modulátorů s diodami nebo jinými prvky mají zpravidla hodnotu dosažitelného potlačení mnohem vyšší.

DSB modulátory, určené pro KV a VKV amatérské vysílače, pracují jako symetrická zapojení elektricky shodných prvků, z nichž některé jsou rozbalancovány modulačním signálem. Rozbalancováváním prvkem je zpravidla hrotová germaniová nebo plošná křemíková dioda. Dřívější zapojení používaly symetrických elektronek, nejnovější zapojení pracují s integrovanými obvody, varikapky nebo se spínači s tranzistory FET. Modulátory s diodami jsou však používány zdaleka nejvíce především pro svoji sta-

bilitu, jednoduchost a dostatečné potlačení nosného kmitočtu. Proto se jimi budeme zabývat nejvíce.

## 1.2. ZÁKLADNÍ PARAMETRY DIODOVÝCH MODULÁTORŮ

Symetrický diodový DSB modulátor se skládá z nejméně dvou větví, z nichž každou tvoří jednoduchý diodový amplitudový modulátor. Je to v podstatě diodový usměrňovač, usměrňující superpozici dvou střídavých napětí - napětí nosného kmitočtu  $u_n$  a napětí modulačního signálu  $u_{mod}$ . Jeho zapojení je na obr. 1.



Obr.1. Zapojení diodového modulátoru

Okamžitá velikost napětí nosného kmitočtu je dána rovnicí

$$u_n = U_n \sin 2\pi f_n t$$

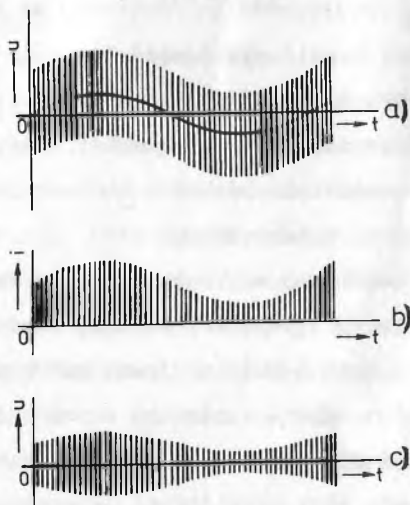
a okamžitá velikost modulačního napětí vztahem

$$u_{mod} = U_{mod} \sin 2\pi f_{mod} t$$

Superpozice těchto dvou střídavých signálů je znázorněna na obr. 2a/. Po přivedení tohoto průběhu na diodu modulátoru dojde k jeho usměrnění a výstupní průběh tvoří pouze kladné půlvlny s obálkou, odpovídající modulačnímu kmitočtu /2b/. Vidíme, že modulační nf kmitočet je jakoby "vzorkován" půlvlnami modulaného kmitočtu. Z tohoto faktu se dá pomocí Kotělnikova teorému



odvodit i nejmenší poměr mezi kmitočtem modulovaného a modulačního signálu. Aby toto "vzorkování" bylo dostatečné, je třeba v praktických zapojeních dodržovat poměr  $f_n$  a  $f_{mod}$  větší než asi 10 : 1. Znamená to, že nosná by v našem případě neměla mít nižší kmitočet než cca 24 kHz, jinak dojde k potlačení přenosu vyšších kmitočtů modulačního nf spektra.



Obr.2. Průběhy napětí a proudu

Hloubka modulace takto vzniklé AM je závislá na vzájemném poměru napětí signálů  $f_n$  a  $f_{mod}$ . Je logické, že musí být

$$U_{mod} < U_n$$

ale abychom dosáhli co nejmenšího zkreslení přenášené modulace, je u diodových modulátorů potřeba pracovat v lineární části charakteristiky diody, tj. amplituda nosného kmitočtu musí být taková, aby špičky průběhů do této oblasti dosahovaly. U Ge diod je tato oblast nad hodnotou asi 1V, u Si diod asi nad 1,5

až 2 V. Superponované modulační napětí však nesmí způsobit aby nám průběhy z této oblasti "vybíhaly". To znamená, že musí mít amplitudu podstatně menší, než je amplituda nosného kmitočtu. Pro dosažení malého modulačního zkreslení je třeba udržovat hloubku AM modulace ne větší jak 10%, tj. modulační napětí musí být

$$U_{\text{mod}} \leq 0,1 U_n$$

Je-li modulační napětí vyšší než desetina napětí nosného kmitočtu, roste úroveň postranních pásem /výstupní signál u DSB modulátoru/, ale současně mnohem rychleji roste zkreslení modulace. Proto je u všech modulátorů s diodami potřeba tuto hodnotu hloubky modulace nepřekračovat.

Jak plyne z uvedeného, mohli bychom si hloubku AM modulace až 100% dovolit jen při použití "ideální" diody, která se chová jako spínač - pro kladné půlvlny je ve směru propustnosti otevřena už od nulového napětí s odporem v propustném směru rovným nule a pro záporné půlvlny je uzavřena s odporem rovným nekonečnu. Taková dioda však neexistuje. Germaniové diody se otvírají až od napětí 0,15 - 0,2 V v propustném směru. Hrotové diody /např. GA 205, GA 206/ mají pak při otevření dynamický odpor řádu set ohmů, diody s přivařeným zlatým hrotem /OA 5, GAZ 51 atd./ řádu desítek ohmů. Otvírací napětí u křemíkových diod je vyšší, v rozmezí 0,45 - 0,55 V, ale tyto diody mají mnohem menší dynamický odpor v propustném směru. Např. pro běžný typ KA 206 je tento odpor v pracovní oblasti okolo 10 ohmů, planárně-epitaxní diody KA 236 resp. KA 136 mají řádově jednotky ohmů.

V obvodech modulátorů KV a VKV amatérských zařízení pracují diody na kmitočtech nosné řádu set kHz až jednotek MHz. Zde se

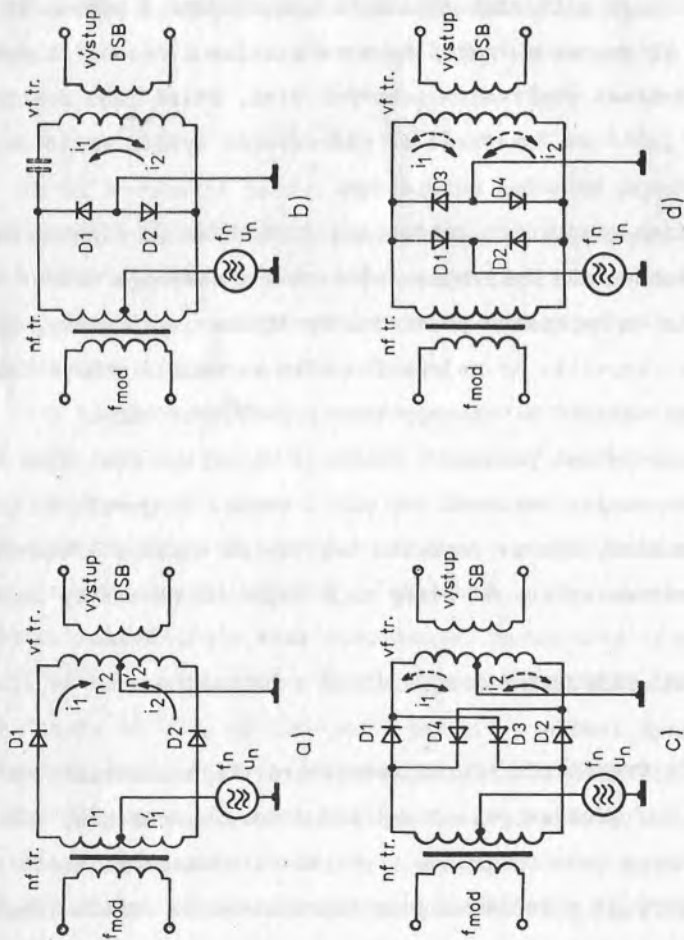
ovšem musí začít uplatňovat i jejich kmitočtová závislost. Tu charakterizuje především spínací doba diody. Tato doba je daná trváním rekombinace elektronů a děr v polovodičovém materiálu diody. Způsobuje snižování účinnosti usměrňování s rostoucím kmitočtem. Vlivu rekombinační doby se snažíme u diodových modulátorů předcházet používáním takových diod, které jsou schopny usměrňovat ještě na desetkrát až padesátkrát vyšším kmitočtu, než je pracovní kmitočet modulátoru.

Při vyšších pracovních kmitočtech /nad 1MHz/ je činnost diody jako spínače také ovlivněna /především v závěrném směru/ napětově závislou kapacitou přechodu. Použijeme proto diody, které mají tuto kapacitu co nejmenší a málo se mění s napětím. /Naopak u modulátorů s varikapy tohoto jevu využíváme./

Tepelná závislost parametrů diody je důležitým činitelem hlavně u přenosných zařízení pro práci venku. Projevuje se především u Ge diod, kde se vzrůstem teploty se snižuje především odpor v závěrném směru. Si diody mají teplotní parametry lepší.

### 1.3. ZÁKLADNÍ ZAPOJENÍ DSB MODULÁTORŮ S DIODAMI

Zapojením dvou diodových AM modulátorů v symetrickém obvodu podle obr. 3a/ získáme jednoduchý modulátor, vytvářející DSB signál. Princip jeho funkce je v potlačení nosného kmitočtu na výstupu, který je přiváděn z generátoru nosné do středu vinutí symetrického nf transformátoru. Nosný kmitočet je ve výstupním vinutí v transformátoru potlačen proto, že je na oba jeho konce přiváděn ve stejné fázi a na výstupu se vyruší. Modulací vzniklá postranní pásma jsou na výstupu v protifázi /neboť mo-



Obr. 3. Diodové DSB modulátory  
 a/ sériový dvoudiodový, b/ paralelní dvoudiodový, c/ sériový čtyřdiodový, d/ paralelní čtyřdiodový

dulační signál je na diody přiváděn také v protifázi/ a proto se na výstupním vinutí sečtou. Výsledkem je DSB signál. Vzhledem k tomu, že obě diody jsou zapojeny v sérii jak se zdroji signálu, tak i s výstupním transformátorem, nazýváme tento DSB modulátor sériový dvoudiodový modulátor.

Připojíme-li výstupní transformátor paralelně k diodám /viz obr. 3b/, využíváme záporných půlvln usměrněných superponovaných průběhů a takto vzniklý modulátor se nazývá dvoudiodový paralelní modulátor. Jeho funkce je prakticky shodná s předchozím zapojením, s tou výhodou, že vzhledem k tomu, že  $v_f$  i  $n_f$  proudy se uzavírají přes diody, nemusí mít vinutí  $v_f$  výstupního trafo středový vývod. Pro správnou funkci /abychom nezkratovali  $n_f$  trafo/ musíme výstupní trafo nízkofrekvenčně oddělit naznačeným kondenzátorem.

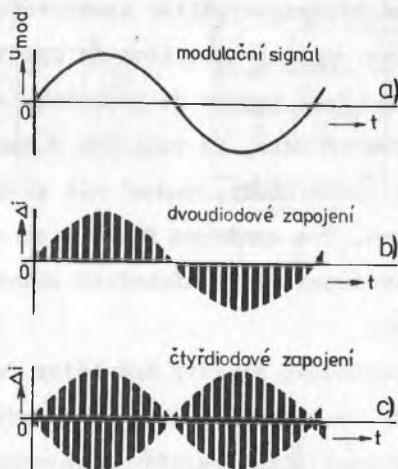
Doplníme-li dvoudiodový sériový modulátor dalšími dvěma diodami podle obr. 3c/, vznikne zapojení čtyřdiodového sériového modulátoru. Dvě přidané diody zajišťují celovlnnou funkci tohoto zapojení, jeho vyšší účinnost a podle jejich zařazení do okruhu dostal také tento typ modulátoru druhé jméno - označuje se často jako kruhový modulátor.

Podobně když doplníme paralelní dvoudiodový modulátor další dvojicí diod podle obr. 3d/, vznikne čtyřdiodový paralelní modulátor. Naznačené kondenzátory mají podobnou funkci jako u dvoudiodového provedení. Výhodou pak je, že ani  $n_f$  transformátor nemusí mít středovou odbočku, neboť generátor nosné je zapojen mezi přidanou dvojicí diod.

Na všech čtyřech zapojeních jsou znázorněny i  $v_f$  proudy, protékající vinutím výstupního obvodu. Jejich odečtením vzniká

rozdílový proud DSB signálu, který se transformuje do výstupního vinutí. Průběh tohoto rozdílového proudu se u dvoudiodových a čtyřdiodových zapojení pochopitelně liší a je v závislosti na modulačním průběhu znázorněn na obr. 4.

Vzhledem k vyšší účinnosti je i potlačení nosného kmitočtu u čtyřdiodových zapojení vyšší než u dvoudiodových. Zatímco obě



Obr.4. Vznik rozdílového proudu v diodových vyvážených zapojeních

uvedená dvoudiodová zapojení umožňují dosáhnout potlačení nosné cca 25 až 35 dB, je u čtyřdiodových možné dosáhnout potlačení přes 40 dB, vždy vzhledem ke špičkové úrovni DSB signálu.

Těchto hodnot však dosahujeme jen u perfektně symetrického mechanického a elektrického provedení modulátorů. Symetrie vinutí transformátorů se dosahuje bifilárním vinutím symetrických částí. Diody pak musí být navzájem co nejvíce shodné co do odporu v závěrném i propustném směru v oblasti pracovních napětí. Pripouští se rozdíly max. 15% hodnoty. U čtyřdiodových zapojení

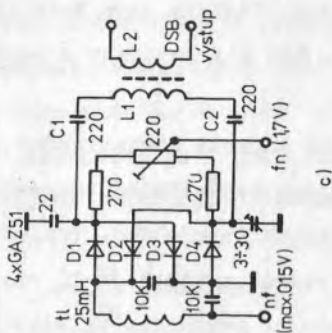
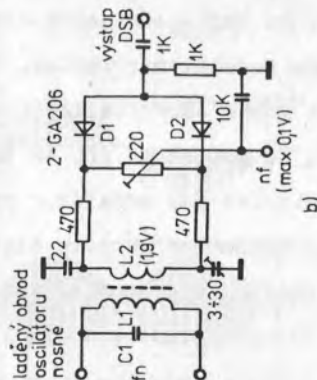
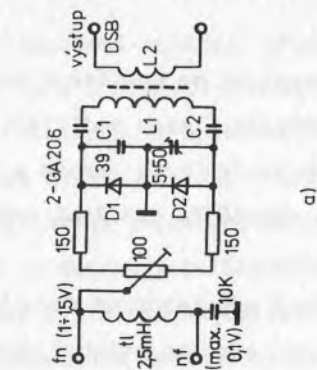
musí být především shodnost mezi dvojicemi, které pracují ve stejné půlvlně. Z tohoto hlediska jsou také některé továrně vyráběné čtveřice /např. GAZ 51/ vybírány a není jedno jak se do modulátoru zapojí.

Symetrii parazitních kapacit mechanického provedení modulátoru zpravidla vyvažujeme kapacitními kompenzačními triry, jak bude ukázáno v praktických zapojeních. Vzhledem ke kmitočtové závislosti pasívních prvků, zvláště je-li výstupní transformátor buď na primáru nebo na sekundáru vyladěn na kmitočet DSB signálu, nelze špičkového potlačení nosné dosáhnout na jiném kmitočtu, než na kterém modulátor vyladíme. Vyvážíme-li např. modulátor pro kmitočet nosné odpovídající LSB signálu budiče, postřehneme zpravidla, že potlačení při kmitočtu pro USB je menší. O tom, na který kmitočet pak modulátor vyvážíme, rozhodne zpravidla úvaha nad průběhem postranních částí útlumové křivky SSB filtru. Jinak se tento jev dá potlačit ztlumením výstupního obvodu modulátoru odporem. Současně ale klesne účinnost.

#### 1.4. PRAKTICKÁ ZAPOJENÍ DIODOVÝCH MODULÁTORŮ

Uvedená základní zapojení se používají poměrně zřídka. Širokého rozšíření však doznaly jejich modifikace, které vznikly díky zpravidla velkému poměru mezi nosným a modulačním kmitočtem, ze snahy docílit přesnější vyvážení nebo vyloučit nepraktická symetrická vinutí.

Paralelní dvoudiodový modulátor na obr. 5a/ má obrácenou polaritu jedné z diod. Tím odpadne nutnost použití symetrického nf transformátoru. Výstupní vinutí L1 ladíme do rezonance na



Obr.5. Praktická zapojení diodových modulátorů



kmitočtet DSB signálu spolu s kondenzátory C1 a C2, kapacitní trimr slouží k nastavení symetrie spolu s potenciometrickým trimrem ve vstupním děliči. Diody jsou dvojice určené pro FM diskriminátory /např. A-GA 206/.

Sériový dvoudiodový modulátor v části b/ obrázku 5, je buzen nosným kmitočtem pomocí induktivní vazby přímo na obvod oscilátoru nosné. Napěťové úrovně jsou vyznačeny, jinak pro něj platí vše, co jsme uvedli o předchozím zapojení.

Kruhový modulátor v části c/ obrázku 5 je uveden v často používaném zapojení, které při symetrii mechanické konstrukce dosahuje i na vysokých kmitočtech nosné dostatečného potlačení. Zde je osazen germaniovou čtveřicí 4-GAZ 51, je však možné jej osadit i křemíkovými diodami /např. KA 206, KA 207/. Si diody není třeba vybírat, jsou-li ze stejné výrobní série. Uvedená vstupní napětí pro ně zvýšíme asi o polovinu. Pro nižší kmitočty nosné /pod 1MHz/ ladíme do rezonance vinutí L1 s C1 a C2, pro vyšší kmitočty pak raději L2 s přidanou kapacitou. Kondenzátory C1 a C2 pak budou jen oddělovací /hodnota cca 1 nF/. Transformační poměr, který je v uvedeném zapojení pro L1/L2 asi 4 : 1 /pro nízkoimpedanční výstup/, bude pak obrácený.

## 1.5. DSB MODULÁTORY S VARIKAPY

Tento druh modulátorů využívá kapacity polovodičového přechodu v závěrném směru, závislé co do své velikosti na připojeném napětí. Modulátory s varikapy jsou v podstatě vyvážené kapacitní mosty, rozbalancované modulačním napětím. Pracovní bod varikapu je volen vždy tak daleko v oblasti závěrných napětí,



že na něm nedochází k usměrňovacímu jevu. Z potřebného napětí na dostatečné rozbalancování kapacitního mostu vyplývá, že poměr vstupních napětí modulačního a modulovaného signálu je u varikapových modulátorů opačný, než u diodových modulátorů.

Vzhledem k poměrně malé změně kapacity je oblast použití omezena s běžně dosažitelnými varikapky na kmitočty nad 1 MHz. Zato i na nejvyšších používaných kmitočtech nosné lze bez obtíží dosáhnout potlačení lepšího než 50 dB.

Praktické zapojení s jedním varikapem je na obr. 6a/. Je zde použit varikap typu KA 213. Kondenzátorem C a trimrem R dosáhneme vyvážení mostu při vypojeném modulačním signálu. Dalšími trimry, označenými  $C_0$ , vyladíme vstupní a výstupní obvody, které jsou navinuty na feritových toroidních jádrech. U obou toroidů vineme vstupní i výstupní vinutí vždy na opačnou stranu jádra, tak aby mezi nimi byla jen induktivní vazba. Při malém dosažitelném rozbalancování je možno spojit dva varikapy paralelně. Modulátor vyžaduje stabilizované ss napětí, které se dále stabilizuje na Zenerově diodě KZZ71.

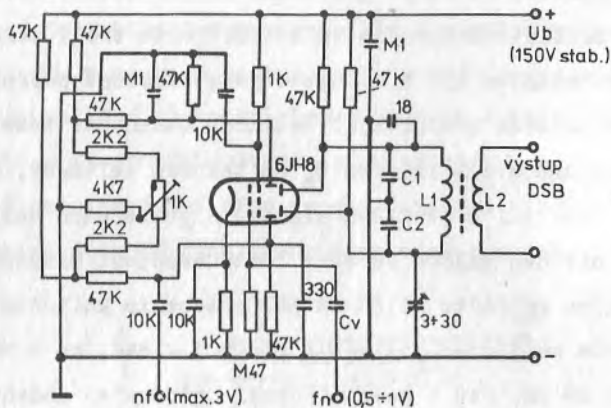
Zapojení se dvěma varikapky na obr. 6b/ má tři nastavovací prvky, kterými se dá precizně vybalancovat s potlačením cca 50 dB /na  $f_n = 9$  MHz/. Laděný obvod je opět navinut na feritovém toroidním jádru /tmavě modré,  $\varnothing$  8 mm/ s transformačním poměrem asi 5 : 1. Zapojení není kritické, oba varikapy musí být z téže třídící skupiny /poslední písmeno v označení/ a je třeba vybrat přímo v zapojení. Dvojice se dá vybrat asi z 6 kusů. Napájecí napětí je opět stabilizováno.



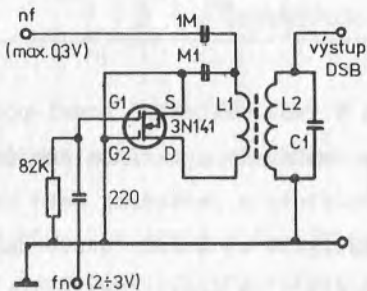
jednoho z těchto děličů. Do vývodů 7 je přes kondenzátor přiváděn modulační signál, který symetrii obvodu rozvažuje a tak moduluje nosnou, která je přiváděna do proudového zdroje /vývod 3/ z oscilátoru nosného kmitočtu. Tento třetí tranzistorový systém je buzen ve třídě C, neboť jeho pracovní předpětí /vývod 12/ je na nulovém potenciálu. Velikost buzení do báze tohoto systému se nastavuje trimrem  $C_n$  na takovou velikost, kdy je poměr mezi výstupní úrovní DSB signálu a potlačenou nosnou největší. S obvodem MA3006 se dá v tomto zapojení dosáhnout potlačení nosného kmitočtu až 60 dB při pracovním kmitočtu 455 kHz. S rostoucím kmitočtem potlačení poněkud klesá, na 9 MHz je už jen okolo 40 dB. Jen o poznání horší hodnoty se dosahují s obdobným typem MA3005. Obvod se vyznačuje dobrou teplotní a napěťovou stabilitou a na rozdíl od jiných typů modulátorů má i zesílení.

## 1.7. OSTATNÍ TYPY MODULÁTORŮ

Dlouhou dobu se v radioamatérské praxi používaly elektronkové DSB modulátory. Používaly zpravidla dvojitých triod, ale nebyly řídké ani modulátory s pentodami nebo heptodami. Vzhledem ke své časové nestabilitě se musely často nastavovat a nastavovací prvky se vyváděly i na panel. Vytlačily je stabilní diodové modulátory. Zvláštní výjimkou zůstal modulátor se speciální přepínací elektronkou, kterým se dosahovalo vysokého potlačení nosné. Tato elektronka se vyráběla pod označením 7360 nebo 6JH8, u nás se nevyráběla. Modulace se v této elektronce dosahovalo elektrostatickým vychylováním paprsku mezi dvěma anoda-



Obr.8. DSB modulátor s přepínací elektronikou



Obr.9. DSB modulátor s tranzistorem MOSFET se dvěma řídicími elektrodami

mi, dosahovalo se potlačení nosné okolo 60 dB. Mimo jiné má s ní osazen modulátor i známý transceiver FTdx 505, kterým jsou vybaveny naše krajské kolektivní stanice.

Mezi zajímavé typy DSB modulátorů patří i zapojení na obr.9. Používá dvoubázového tranzistoru MOSFET a využívá jeho vlastnosti spínat napětí obou polarit. Nf signál je přiváděn přes výstupní vinutí do drainu a spínací vf signál na první řídicí elektrodu. Díky obrácení smyslu spínání při změně polarity nf napětí na drainu je proud vinutím primáru výstupního obvodu podobný průběhům na obr. 4b/. Zapojení pracuje na kmitočtech řádu stovek kHz, na vyšších již potlačení nosné klesá.

---

## 2. DEMODULÁTORY

### 2.1. DEMODULÁTORY CW A SSB SIGNÁLU

Demodulátory CW a SSB signálu pracují na naprosto shodném principu. Jejich úkolem je převést CW a SSB signál, zesílený v mř zesilovači, na nízkofrekvenční napětí, které je dále zesilováno v nř zesilovači přijímačů.

Kmitočtové složky původní modulace, resp. zázněj CW signálu, je nutno odvodit jako rozdíl mezi spektrem mř signálu a pevným pomocným kmitočtem, který u SSB nahrazuje původní potlačený nosný kmitočet. Tento kmitočet musí mít stejný kmitočtový odstup a stejnou orientaci vůči spektru mř SSB signálu jako by měla původní nosná tohoto signálu.

Nř signál, vzniklý demodulací, je směšovací produkt směšování SSB signálu s tímto pomocným kmitočtem. Proto SSB/CW demodulátory označujeme jako směšovací demodulátory nebo také jako produktdetektory.

Převodní charakteristika většiny produktdetektorů má kvadratický průběh a jejich výstupní signál se skládá ze stejnosměrné složky, z nízkofrekvenčních složek, tj. nř signálu a intermodulačního zkreslení a z vysokofrekvenčních složek. Stejněsměrné a vysokofrekvenční složky odstraníme na výstupu demodulátoru filtrací a zůstanou zde jen složky nízkofrekvenční.

Dalo by se teoreticky dokázat, že poměr amplitudy výstupníhoho

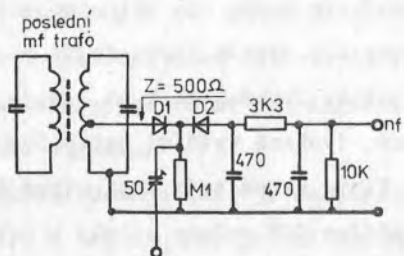
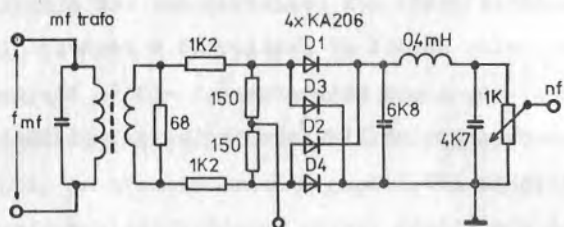


nf signálu k amplitudě IM zkreslení odpovídá poměru amplitudy pomocného nosného kmitočtu a amplitudy vstupního mf SSB signálu. Aby proto na výstupu produkt-detektoru byl nf signál s malým intermodulačním zkreslením max. 10% /tj. 20 dB/, musí i poměr obou signálů být min. 20 dB, tj. nosný kmitočet musí být desetkrát napětově vyšší než max. výstupní mf signál. Pro běžné úrovně výstupních napětí mf zesilovačů v rozmezí 100 - 300 mV je pak třeba, aby nosná měla úroveň 1 - 3 V. Aby úroveň mf signálu na demodulátoru příliš nekolísala, je přijímač velmi vhodné řídit účinným AVC.

Tím také předejdeme vzniku harmonického zkreslení vzniklého nf signálu už v samotném demodulátoru, které vzniká přebuzením demodulátoru mf signálem nebo špatně nastaveným pracovním bodem. V klidovém pracovním bodě, tj. při odpojení nosného kmitočtu, nesmí u směšovacího demodulátoru dojít k amplitudové detekci vstupního signálu. Dochází-li k ní, je jejím důsledkem harmonické zkreslení, tvořené vyššími harmonickými složkami modulačního signálu. Tímto zkreslením trpí velká část přijímačů, které původně pro příjem SSB určeny nebyly a byly na tento druh provozu upraveny nějakým jednoduchým způsobem. Harmonické zkreslení dále zvyšuje výstupní úroveň nežádoucích produktů.

## 2.2. ZAPOJENÍ SSB/CW DEMODULÁTORŮ S DIODAMI

Zde si uvedeme jen takové typy demodulačních obvodů, které splňují výše uvedené podmínky. Vhodné jsou prakticky všechna zapojení diodových modulátorů, použitá zde v obrácené funkci. Na obr. 10 je v horní části nakresleno zapojení kruhového demo-



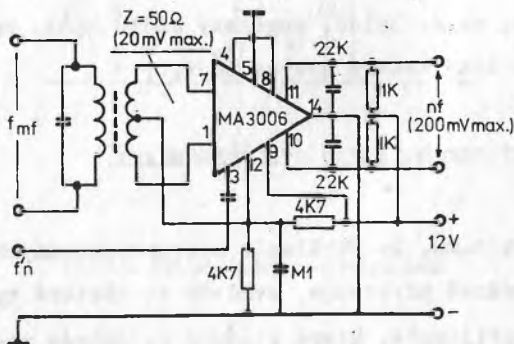
Obr.10. Diodové demodulátory

dulátoru, ke kterému není třeba komentáře. Převodní poměr vstupního mf transformátoru má být asi 5 : 1, použité diody jsou buď germaniové hrotové, nebo lépe křemíkové spínací. Na výstupu je zařazen LC filtr v zapojení dolnofrekvenční propusti.

V dolní části obrázku 10 je jednodušší verze demodulátoru s křemíkovými spínacími diodami. Trimr 50 pF nastavujeme na co nejsilnější výstupní signál bez znatelného zkreslení. Je velmi důležité dodržet poznačenou vstupní impedanci. Tento typ demodulátoru předpokládá lépe fungující AVC než předešlý kruhový demodulátor, který je schopen zpracovat daleko větší rozsah úrovní vstupního mf signálu.

### 2.3. TRANZISTOROVÉ DEMODULÁTORY

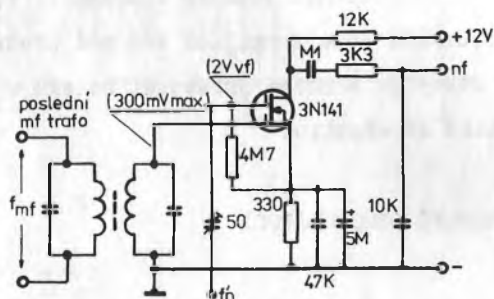
Tranzistorové demodulátory s bipolárními tranzistory mají nevýhodu v malém dynamickém rozsahu vstupních napětí signálu. Tyto nevýhody se dají omezit jen v symetrických zapojeních. Na obr. 11 je demodulátor s integrovaným obvodem MA3005 nebo MA3006.



Obr.11. Demodulátor s integrovaným obvodem

Jak z vyznačených úrovní signálů vyplývá, má tento typ demodulátoru nejen nf zesílení, ale nevyžaduje ani vysoké napětí pomocného nosného kmitočtu. Na výstup je nejvhodnější zapojit symetrický nf transformátor /např. výstupní trafo ze starších tranzistorových přijímačů/.

Nejlepším řešením tranzistorového produktdetektoru je použití tranzistoru MOSFET se dvěma řídicími elektrodami /obr. 12/.

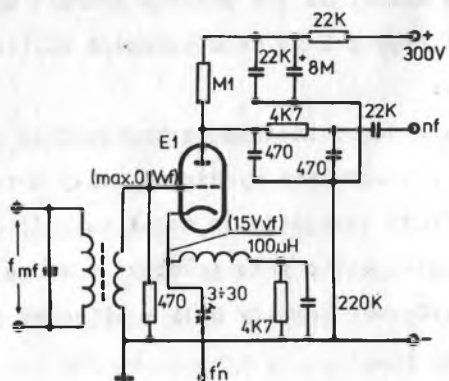


Obr.12. Demodulátor s tranzistorem MOSFET se dvěma řídicími elektrodami

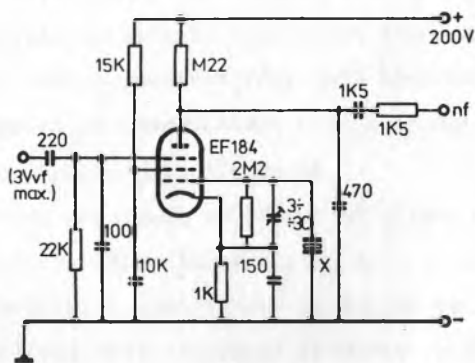
Jeho vstupní dynamický rozsah je minimálně desetkrát větší než u bipolárních tranzistorů. Je zde prakticky možno použít každý dostupný typ, např. 3N140, sovětský KP350 apod. Na domácím trhu se však tyto tranzistory nevyskytují.

#### 2.4. ZAPOJENÍ DEMODULÁTORŮ S ELEKTRONKAMI

Vzhledem k tomu, že většina u nás provozovaných přijímačů jsou elektronkové přístroje, uvedeme si některé typy demodulátorů pro ty přijímače, které splňují po dobrém nastavení demodulační podmínky.



a)



b)

Obr.13. Demodulátory s elektronkami

Na obr. 13a/ je uvedeno zapojení s triodou 6BC32, kterou lze nahradit u starších přijímačů detekční miniaturní diody typu 6B32, 6AL5 nebo EAA91. Je jen potřeba dodržet maximální hodnotu vstupního mf napětí i za cenu zařazení děliče na vstup tohoto demodulátoru.

Dalším vhodným demodulátorem je zapojení se strmou pentodou 6F184, u které k demodulaci využíváme velký dynamický rozsah třetí mřížky. Tímto zapojením je možné nahradit stávající BFO staršího přijímače. Místo této pentody je možné podobným způsobem použít i směšovací heptody 6H31 s přívodem mf signálu také do třetí mřížky.

#### 3.1. RUČNÍ ŘÍZENÍ ZESÍLENÍ PŘIJÍMAČE

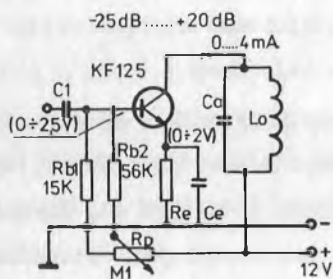
Síla signálů přicházejících na vstup přijímače z antény se mění od úrovně řádu desetin  $\mu\text{V}$  do hodnot řádově desítek  $\text{mV}$ , tj. poměr nejslabších a nejsilnějších signálů je až 100 dB. Abychom zaručili nezkraslený příjem signálů s tak rozdílnými vstupními úrovněmi, musíme regulovat zesílení celé přijímací cesty.

Regulaci zesílení provádíme zpravidla dvěma oddělenými prvky - regulátorem hlasitosti nastavujeme zesílení  $n_f$  části přijímače a regulátorem citlivosti regulujeme zesílení  $v_f$  a  $m_f$  stupňů. Přijímač musíme nastavit vždy tak, abychom dostali přibližně stejné napětí na demodulátoru a na reproduktoru, ať je úroveň vstupního signálu jakkoliv velká.

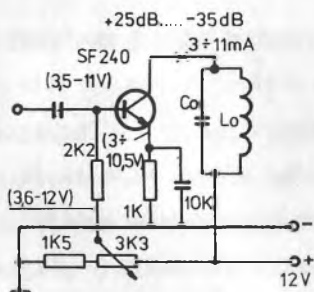
U elektronkových přijímačů se řízení  $v_f$  citlivosti provádělo změnou mřížkového předpětí řízených stupňů. U tranzistorových zesilovačů s bipolárními tranzistory je řízení poněkud problematictější, neboť existují dva různé principy, podle kterých lze stupně ovládat.

Proudové řízení zesílení využívá toho, že zesílení tranzistorů se zmenšuje s klesajícím proudem báze a tím i kolektoru. Jeho podstatná nevýhoda je v tom, že zhoršuje už beztak nevalnou odolnost bipolárních tranzistorů proti křížové modulaci a intermodulaci. Napěťové řízení je řízení zesílení tranzistoru

snížením napětí mezi kolektorem a emitorem pomocí zvýšení proudu báze. Proudové i napěťové poměry jsou při tomto způsobu opačné než u předchozího proudového řízení, pro řízení je zapotřebí i jistého výkonu. Odolnost proti KM a IM je vyšší.



Obr.14. Proudové řízení zesílení tranzistorového zesilovače



Obr.15. Napěťové řízení zesílení tranzistorového zesilovače

Regulací zisku jsou vybaveny i některé lineární integrované obvody, určené pro vř a mř stupně. Ze známých typů to jsou např. MA3005, MA3006 nebo novější MA3000.

Podstatně výhodnější regulační charakteristiky mají tranzistory FET a MOSFET. Změnu zesílení u zesilovačů osazených těmito prvky dosahujeme stejně jako u elektronek změnou pracovního předpětí řídicí nebo další elektrody, což má za následek změnu strmosti prvku.

Moderní přijímače dále používají v přijímací cestě elektronicky ovládané útlumové členy, tvořené buď speciálními typy tranzistorů typu FET, nebo to jsou zapojení s PIN diodami. K řízení se také používá proměnné záporné zpětné vazby.



### 3.2. AUTOMATICKÉ ŘÍZENÍ ZESÍLENÍ

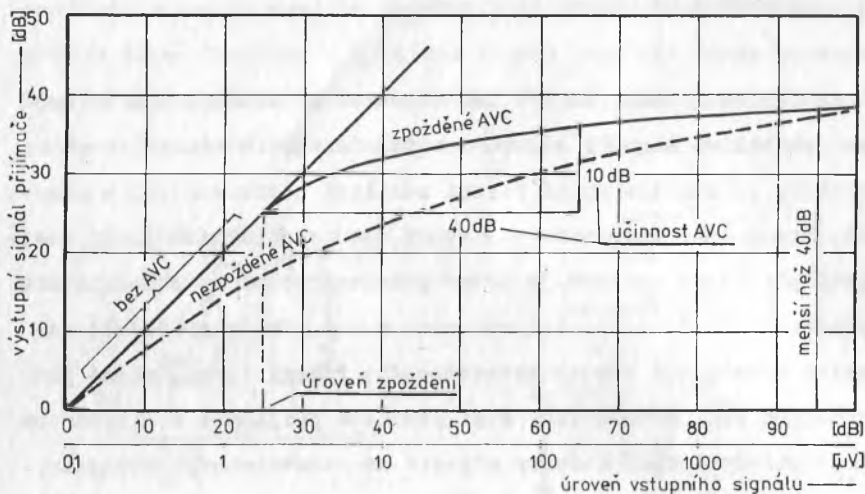
Vzhledem k tomu, že při ladění velmi selektivních přijímačů se jednotlivé signály objevují v nejrůznějších silách skoro skokem, je samotné ruční řízení zesílení nedostačující a únavné. Kromě toho kombinace nastavení obou regulačních prvků zesílení přijímače nezaručuje dobré pracovní podmínky demodulátoru především co do maximální vstupní úrovně. Proto přijímače zásadně vybavujeme obvody automatického řízení zisku, známé pod zkratkou AVC. Tyto obvody řídí zesílení přijímače s ohledem na dosažení optimální hodnoty signálu na demodulačních obvodech, tj. mění jej podle síly přicházejícího signálu.

Obvody automatické regulace zisku začínají pracovat až od jisté definované hodnoty vstupního signálu, které říkáme zpoždění AVC. Toto zpoždění funkce je nutno zavést, neboť regulace od nejnižších hodnot vstupních signálů by vedla ke snížení citlivosti přijímače. Funkce zpožděného AVC je patrna z obr. 16.

Důležitým parametrem obvodů AVC je jejich účinnost. Tu určuje poměr mezi skokem vstupního signálu přijímače a změnou, pozorovanou na jeho výstupu. Jako základ se bere zpravidla změna výstupního signálu o 6 dB a měří se jak velká změna přijímaného signálu ji způsobí. Dobré přijímače mají účinnost AVC zpravidla 40 dB/6 dB až 40 dB/10 dB.

Pro vytvoření napětí AVC nám slouží buď vzorek z výstupního napětí mF zesilovače, nebo u CW/SSB přijímačů i vzorek nF signálu, odebraný před regulátorem hlasitosti. Druhý způsob je technicky čistší a lépe odpovídá požadavkům regulace.

Účinnost AVC lze také zvýšit zařazením stejnosměrného zesílo-



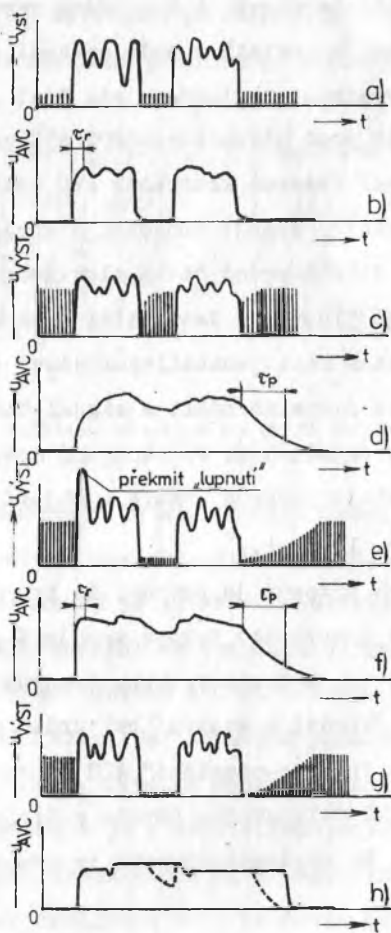
Obr.16. Funkce nežpožděného a zpožděného AVC

vače do regulační větve, zvláště výkonové řízení jej vyžaduje bezpodmínečně.

### 3.3. ČASOVÉ KONSTANTY AUTOMATICKÝCH REGULAČNÍCH OBVODŮ

Vzhledem k tomu, že SSB signál postrádá nosnou vlnu /od jejíž úrovně se odvozuje napětí AVC u AM přijímačů/, musíme při stanovení potřebných časových konstant regulačního obvodu AVC vycházet z charakteru zpracovávaného signálu - lidské řeči. Podobně i u určení konstant pro provoz CW musíme vzít za základ průběhy telegrafních značek v závislosti na čase.

Názorně si to ukážeme na obr. 17, kde v části a/ je uveden průběh dvou slov hovoru s poměrem tohoto signálu k šumu mezi slovy asi 10 : 1.



Obr.17. Časové průběhy v obvodech AVC

Bude-li AVC rychle reagovat na signál, bude regulační napětí mít průběh podle části b/. Obvod s takovou malou časovou konstantou pak způsobí, že signál i šum budou reprodukovány s prakticky stejnou úrovní a výsledkem bude snížení efektivního poměru signál/šum na výstupu přijímače - viz část c/ obrázku 17. To je ostatně důvod proč někteří amatéři AVC zavrhnou.

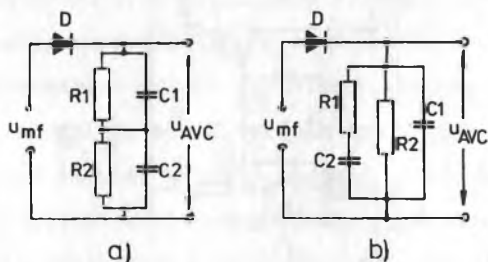
Zvolíme-li naopak časovou konstantu AVC delší, bude průběh AVC za změnami signálu, značně opožděn. K doregulování zesílení dojde až po jisté době a první části slov budou při poslechu vyrážet - objeví se "lupání". Tato větší časová konstanta však způsobí, že v pauzách mezi jednotlivými slovy se zesílení přijímací cesty nebude zdatelně měnit a signál bude reprodukován s původním poměrem signál/šum. Po skončení hovoru se pak zesílení přijímače zvyšuje poměrně pomalu - objeví se tzv. "dýchání" přijímače /obr. 17d/, e/.

Z obou uvedených případů je patrné, že pro příjem CW/SSB signálů by nejlépe vyhovovalo takové zapojení obvodů filtrace AVC, aby náběh AVC byl určován rychlou časovou konstantou, ale celý další průběh /trvání a sestup/ byl určen pomalou časovou konstantou. Tohoto "rychlo-pomalého" AVC se dosáhne, použijeme-li za detektorem AVC filtračního obvodu s dvojí časovou konstantou /viz obr. 18/. Na uvedeném obrázku je tento obvod ve dvou verzích.

Požadovaný průběh regulačního napětí tohoto "rychlo-pomalého" AVC se v moderních přijímačích získává složitěji. Pro jeho vytváření se používá speciálních integrovaných obvodů, tzv. generátorů AVC. Pomocí těchto obvodů se vytváří programovaný průběh AVC /viz část h/ obrázku 17/, který je označován jako "vi-

sací AVC" /ang AGC/. Rozdíl proti "rychlo-pomalému" AVC je v sestupné části průběhu regulačního napětí /čárkovaný průběh/.

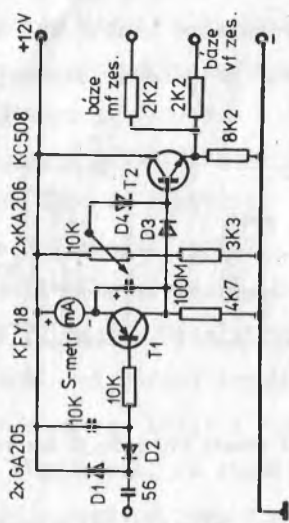
Vzhledem k tomu, že regulační napětí AVC odpovídá v podstatě logaritmu průběhu zesílení přijímače, odvozujeme od jeho veli-



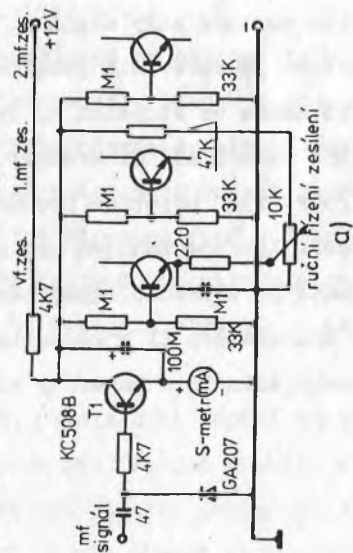
Obr.18. Filtrační obvody AVC s dvojí časovou konstantou

kosti i údaj o poměrné síle signálu přijímané stanice. Toto se děje v obvodech měřiče poměrné síly signálu, neboli zkráceně S-metru. Jako indikátoru je zpravidla použito ručkového měřicího přístroje, ocejchovaného ve stupních S, resp. v dB.

Jako příklad řešení obvodů AVC si uvedeme dvě zapojení na obr. 19, kde první /obr. 19a/ odpovídá proudovému řízení stupňů přijímače a druhý /obr. 19b/ je zapojen pro napěťové řízení. Rychlá časová konstanta je v těchto zapojeních dána vnitřním odporem regulačního tranzistoru T1 a kapacitou 100M, pomalá časová konstanta pak nabíjením této kapacity ze zdroje přes odpor 4K7.



b)



a)

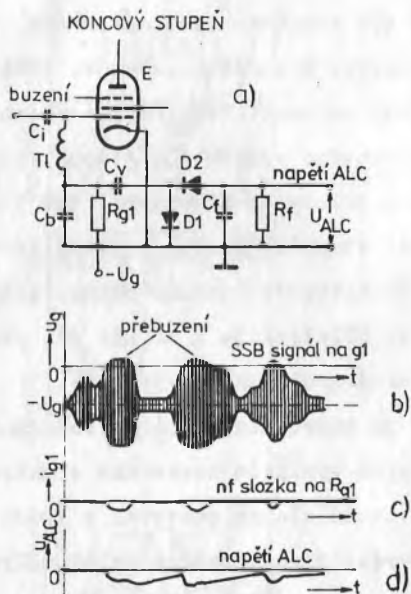
Obr.19. Příklad řešení obvodů S-metru a obvody ruční regulace zesílení

### 3.4. FUNKCE OBVODŮ AUTOMATICKÉHO ŘÍZENÍ ÚROVNĚ BUZENÍ /ALC/

Podobně jako regulují obvody AVC zesílení přijímací cesty, regulují obvody ALC zesílení vysílací cesty, tak, aby nedošlo k přebuzení koncového výkonového stupně. Proto tyto obvody označujeme jako obvody automatického řízení úrovně buzení. Zabráněním přebuzení koncového výkonového stupně předcházíme jak vzniku silného intermodulačního zkreslení, tak i případnému zničení elektronek tohoto stupně. Zároveň poněkud vyrovnáváme změnu úrovně buzení v kmitočtovém rozsahu pásma, způsobenou nepřesným naladěním budiče. Důležité je i to, že při použití ALC odpadne i regulační prvek úrovně buzení vysílače.

Na obr. 20a/ je znázorněno typické zapojení mřížkového obvodu koncového stupně vysílače osazeného elektronkou. Zpravidla požadujeme, aby tento stupeň pracoval v třídě  $AB_1$  nebo  $AB_2$  /tj. skoro bez mřížkového proudu nebo s velmi malým mřížkovým proudem/. K tomu je třeba mřížkovým předpětím nastavit stejnosměrný pracovní bod a dále udržovat úroveň budicího signálu, tak, aby ani v modulačních špičkách /u třídy  $AB_1$ /, nebo jen nepatrně /u třídy  $AB_2$ / nepřesáhla úroveň mřížkového předpětí  $u_g = 0$ . /Viz obr. 20b/. Překročí-li signálové špičky tuto úroveň, projeví se to průtokem impulzů mřížkového proudu /obr. 20c/, které vytvoří na mřížkovém odporu  $R_{g1}$  přírůstek napětí se silnou nf složkou. Zbytky vf napětí v tomto bodě odstraníme blokovací kapacitou  $C_b$  a nf pulzy vedeme přes  $C_v$  na celovlnný usměrňovač /zdvojovač napětí/, zapojený s diodami D1 a D2. Po usměrnění vzniká na kondenzátoru  $C_f$  napětí, které odpovídá míře přebuzení koncového stupně vysílače. Jeho průběh v závislosti na čase

tvarujeme podobně jako u obvodů AVC, neboť zpracovaný signál má stejný charakter. Napětím ALC regulujeme zesílení mf stupňů vysílací cesty.



Obr.20. Princip funkce obvodu ALC

Obvodů s dvojitou časovou konstantou někdy konstruktéři vysílačů záměrně nepoužívají, ale časovou konstantu volí jen jednu a to velmi malou. Dosáhne se tak snížení dynamického rozkmitu SSB signálu a tím i zvýšení středního výkonu vysílače. Celý řídicí obvod ALC pak funguje podobně jako kompresor dynamiky a tento způsob se nazývá vf komprese, nebo také rychlé ALC. V tomto uspořádání činnosti je pak ale nutné, aby zesílení vysílací cesty bylo řízeno ještě před filtrem, neboť jinak je nebezpečí vzniku postranních parazitních pásem.



### 3.5. OBVODY MANUÁLNÍHO A AUTOMATICKÉHO PŘEPÍNÁNÍ PŘÍJEM-VYSÍLÁNÍ

Řídící napětí pro obvody přepínání příjem-vysílání se u vysílačů, resp. transceivrů, spíná buď manuálně, nebo je spínáno obvody pro automatické spínání hlasem. U transceivrů nebo vysílačů jsou zpravidla používány tři ovládací prvky manuálního spínání. První z nich je přepínač "příjem-vysílání", umístěný zpravidla na čelním panelu přístroje. Používáme jej především při kontrole nastavení vysílací cesty. Pro ovládání vysílače za provozu jsou určeny další dva prvky - tlačítko umístěné na mikrofону /PTT/ a nožní nášlapný spínač /MOX/. Tlačítko PTT byla svého času velká móda, oprávnění má však jen v mobilním provozu. Při stacionárním provozu však dáváme přednost použití šlapky MOX a mikrofón umístujeme na stojánek. Ruce pak máme volné pro obsluhu stanice a vedení staničního deníku. Toto uspořádání je naprosto nezbytné při rychlém provozu v závodech.

I malé vysílače a transceivry jsou dnes vybavovány obvody pro automatické spínání hlasem, označované dnes už vžitou zkratkou VOX. Princip jejich činnosti spočívá v tom, že z modulačního zesilovače se odebere vzorek  $n_f$  modulačního signálu, který se zesílí a po usměrnění vytvoří stejnosměrné řídicí napětí, které ovládá relé příjem-vysílání vysílače nebo transceivru.

Aby vysílací cesta nebyla VOXem spínána při zvuku v reproduktoru přijímače, zavádíme z výstupního obvodu  $n_f$  koncového stupně přijímací cesty vzorek  $n_f$  signálu do obvodů, označovaných jako ANTITRIP nebo ANTIVOX. V těchto obvodech se vytváří se napětí, odpovídající úrovni přijímaného signálu, které působí proti řídicímu napětí VOXu a tím kompenzuje vliv zvuků z re-

produktoru. Obvody VOXu používáme i při telegrafickém provozu a to tak, že jako nf klíčovací signál VOXu použijeme tón příposlechového nf oscilátoru.

### 3.6. KOMUTAČNÍ OBVODY

Komutační obvody transceivru nebo vysílače tvoří ty prvky, které přepínají, resp. spínají přijímací cestu na vysílací a naopak. Zpravidla to jsou reléové, nebo v moderních zařízeních bezkontaktní přepínače a spínače.

Komutační obvody v transceivru přepínají obvykle:

1. napájecí a blokovací napětí přijímací a vysílací cesty transceivru, tj. u elektronkových zařízení anodová napájecí napětí, resp. napětí druhých mřížek a blokovací, resp. pracovní předpětí prvních mřížek. U tranzistorových přístrojů pak napájecí a blokovací napětí obvodů kolektorů a bází tranzistorů;
2. anténu ze vstupu přijímací cesty na výstup koncového výkonového zesilovače vysílací cesty;
3. anténní výstup pro přídatný přijímač;
4. blokování vstupu přídatného přijímače;
5. odblokování přídatného koncového stupně vysílací cesty;
6. obvody měřících a indikačních přístrojů z jejich funkčních míst přijímací cesty do funkčních míst vysílací cesty;
7. pomocné obvody při telegrafním provozu;
8. obvody rozlaďování přijímače /tzv. RIT/;
9. obvody přepínání oscilátorů /CO, VFO/ při expedičním nebo cross-band provozu, přepínání konvertorů a transvertorů.

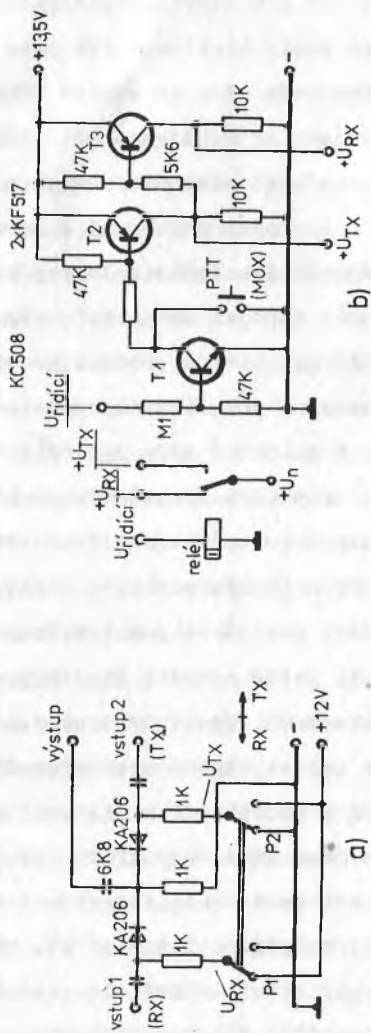
Komutační obvody pracující s relé používají mnohonásobné

přepínací reléové svazky s nastavenou časovou diferencí /jednoduché diferenciální přepínání/. Tuto diferenciaci nastavujeme justováním reléových per a kontaktů. Relé jsou přímo ovládány přepínačem příjem-vysílání, tlačítkem PPT nebo MOXem. V automatickém provozu pak koncovým stupněm obvodů VOXu.

Elektronické přepínače se používají při našich materiálových možnostech jen pro přepínání nízkourovňových střídavých signálů. Na obr. 21a/ je znázorněn jednoduchý diódový přepínač s diodami KA 206, nebo lépe KA136. Podle polohy přepínače P je na výstup tohoto přepínače zapojen buď první nebo druhý vstup. Otevřená je vždy ta dioda, kterou protéká proud. Druhá dioda je zavřená, neboť je obráceně polarizována napěťovým spádem, vznikajícím na odporu R. Přepínač P může být reléový svazek, nebo jej lze nahradit elektronickým stejnosměrným přepínačem podle části b/ tohoto obrázku. Tento stejnosměrný přepínač napájecích napětí  $U_{TX}$  a  $U_{RX}$  je velmi často používán u malých celotranzistorových zařízení. Řídící napětí se pak odebírá z detektoru VOXu.

Na závěr této části ještě několik slov k používaným typům relé v komutačních obvodech. Praxí bylo ověřeno, že z dosažitelných typů relé se pro komutační obvody vysílačů a trancivrů s příkonem do cca 100 W dobře hodí miniaturní relé typu LUN. Druhým vhodným typem jsou relé řady RPLCO, které vzhledem ke své robustní konstrukci jsou schopné pracovat na všech uvažovaných místech zařízení do příkonu až řádu kW. Izolací kontaktních svazků, jejich parazitní kapacitou a indukčností je dáno použití těchto typů relé až do pásma 144 MHz.

Z jiných typů relé jsou vhodné ty, které se svou konstrukcí oběma zmíněným podobají. Často se vyskytující tzv. "telefonní"



Obr.21.  
a/ Jednoduchý diodový přepínač, b/ Elektronický stejnosměrný přepínač

relé lze použít jen v rozsahu dolních pásem krátkých vln. Vzhledem k velikým parazitním kapacitám a indukčnostem je jejich použití vždy experimentem.

Důležitým faktorem, který u komutačních obvodů musíme sledovat, je rychlost přepínání, která spolu s časovými konstantami přepínaných obvodů nejvíce ovlivňuje celkový čas, potřebný k přechodu z režimu příjmu do stavu vysílání s plným výkonem. Komutační obvody musí zajistit, aby přitom nedošlo k různým přechodovým jevům, které by mohly ovlivnit buď kmitočet, nebo výkonovou úroveň vysílaného signálu. Při zpětném přechodu do režimu příjmu musíme dosáhnout stavu okamžité maximální citlivosti přijímací cesty bez zakmitávání, lupání a praskání. Doba zablokování a odblokování přijímací cesty má být nanejvýš řádu desítek milisekund. Nízkofrekvenční "odezvu" přepnutí můžeme potlačit korekčním obvodem, který pracuje na principu zavedení derivace řídicího napětí komutace do nf zesilovače přijímače. Takto získaný úzký záporný puls znečítliví nf zesilovač po dobu trvání výše zmíněných rušivých jevů. Práce na takovém zařízení pak není nepřijemná a unavující.

---

## 4. NÍZKOFREKVENČNÍ ZESILOVAČE

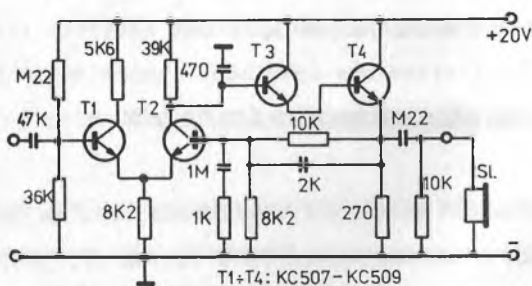
### 4.1. NÍZKOFREKVENČNÍ ZESILOVAČE PŘIJÍMAČE

Zesílení celého přijímače nebo přijímací cesty transceivru dosahuje přibližně 130 dB. Zesílení od vstupu až po demodulaci je z toho asi 90 dB. V praxi to znamená, že pro nejslabší signály se výstupní napětí demodulátoru pohybuje v rozmezí 0,01 až 0,1 V. Pro poslech na sluchátka potřebujeme výstupní výkon nf zesilovače řádu jednotek mW, pro poslech na reproduktor pak výkon řádu set mW. Z toho vyplývá, že celkové zesílení přijímače bude předpokládat, že nf zesilovač zajistí asi 40 dB. S rezervou budeme toto zesílení požadovat při polovičním nastavení nízkofrekvenčního regulátoru hlasitosti.

Zapojení a nastavení nf zesilovače přijímače se v amatérských konstrukcích zpravidla dost podceňuje. Do tohoto dílu přijímací cesty se zpravidla dá "co dům dal" a přitom si neuvědomujeme, že celá pracná snaha dosáhnout v přijímači co nejmenšího intermodulačního zkreslení může být vážně narušena použitím nf zesilovače se zkreslením /tedy také intermodulací/ vysoce přes 10%. Z této úvahy vyplývá, že se skutečně budeme snažit použít na nf části přijímače raději některá zapojení známá z techniky Hi-fi. Bez korekčních hi-fi zesilovačů se obejdeme, neboť zesilované pásmo kmitočtů je dáno šíří modulačního spektra, místo nich zařadíme účinné pásmové filtry, zvláště pro příjem telegrafie.

Zpravidla beze změn v zapojení můžeme do amatérského přijímače převzít zapojení nf zesilovačů, užívaných v tranzistorových přijímačích, které mají možnost příjmu FM signálu, neboť u těchto zapojení byla zkreslení věnována pozornost. Je jen nutno si uvědomit, v jakých podmínkách budeme konstruované zařízení provozovat. Ve stacionárních přijímacích cestách můžeme bez obav použít germaniových tranzistorů, v přenosných zařízeních je lépe používat výhradně tranzistory křemíkové. Pro příjem na reproduktor je také výhodné použít integrované nf zesilovače, jako jsou například MA0403 nebo MBA810.

Jako příklad zapojení zesilovače pro sluchátka s pásmem propustnosti 300 až 3000 Hz je zapojení podle DM2ATD, jehož schéma je na obr. 22. Všechny čtyři tranzistory jsou křemíkové, ty-

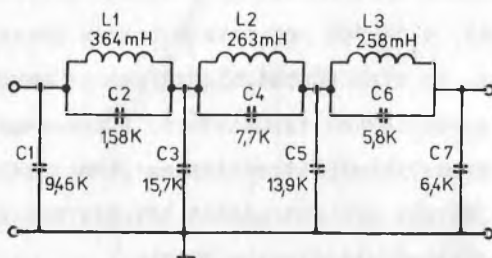


Obr.22. Nízkofrekvenční zesilovač přijímače s výstupem pro sluchátka

pu KC507 až 509 nebo podobné, zkreslení je menší než 1%, pokles kmitočtové charakteristiky v oblasti nad 3000 Hz je 12 dB/okt.

Kmitočtový průběh kteréhokoliv nf zesilovače je možno velmi dobře ovlivnit pomocí filtru na obr. 23. Navrhl jej britský

amatér G3PDM a má hraniční kmitočet 3 kHz a kmitočty nad 3,5 kHz potlačuje více než 60 dB. Vstupní a výstupní impedance filtru je 5 k $\Omega$ . Všechny tři indukčnosti jsou navinuty ve feritových



Obr.23. Nízkofrekvenční LC filtr pro přijímací cesty

hrncových jádrech a spolu se svými paralelními kapacitami rezonují na kmitočtech: L1 - 6480 Hz, L2 - 3585 Hz, L3 - 4090 Hz. Průchozí útlum filtru je jen 1,25 dB.

#### 4.2. MODULAČNÍ NÍZKOFREKVENČNÍ ZESILOVAČE

Nízkofrekvenční modulační zesilovače musí zajistit zesílení signálu z mikrofону na úroveň řádu stovek mV, potřebnou pro modulátory DSB signálu.

V zásadě se používá dvou druhů mikrofónů - dynamické nebo krystalové. Dynamické mikrofóny jsou většinou nízkaimpedanční, jejich impedance se pohybuje mezi 50 až 2000 ohmy. Jejich výstupní napětí je malé, řádově stovky mikrovoltů. Jako dynamický mikrofón se dají použít i malé dynamické reproduktory.

Krystalové mikrofóny /nebo jejich modernější obdoba - mikrofóny keramické/ jsou naopak vysokoimpedanční a jejich výstupní



napětí dosahuje stovek milivoltů. Nezbytně vyžadují speciální vstupní obvod modulačního zesilovače s vysokou vstupní impedancí /cca 50 M $\Omega$ /, zpravidla řešený s tranzistorem typu MOSFET.

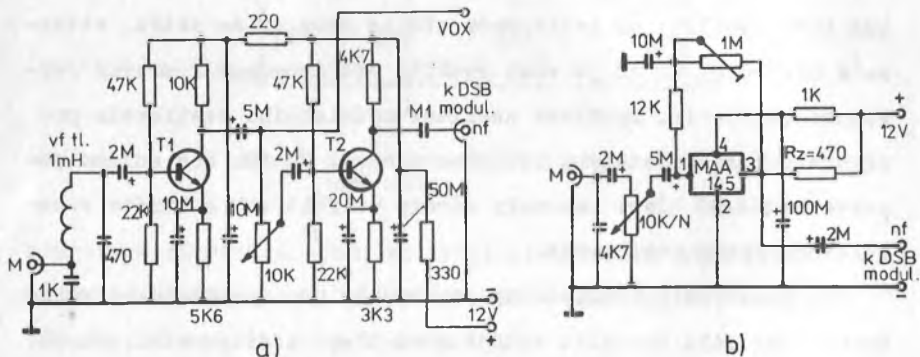
Vstupní impedance DSB modulátoru s diodami je okolo 200 až 500 ohmů. Při potřebném napětí okolo 100 mV je pak pro dynamický mikrofon potřeba použít nf modulační zesilovač se zesílením cca 60 dB, s rezervou asi 70 až 80 dB. Pro krystalový mikrofon pak bude zesílení nf zesilovače stejné nebo spíše větší, většina z uvedených 80 dB je však využita pro impedanční převod /výkonové zesílení/. Napěťové zesílení modulačního zesilovače pro krystalový mikrofon je s rezervou jen asi 20 dB. Pod pojmem rezerva zesílení jsou zahrnuty ztráty ve filtrech a ztráta v regulátoru zisku zesilovače.

Při konstrukci modulačního zesilovače pro dynamický mikrofon bychom pak měli vystačit se dvěma až třemi zesilovacími stupni s bipolárními tranzistory. Zesilovač pro krystalový mikrofon bude mít stejný počet stupňů, ale vstupní tranzistor musí být typu MOSFET.

Příklad zesilovače vhodného pro dynamický mikrofon je na obr. 24a/. Je osazen nízkošumovými tranzistory z řady KC507 až 509. Na vstupu má filtr proti vnikání vř kmitočtů, regulovaný výstup je určen k připojení k DSB modulátoru, signál z neregulovaného výstupu postupuje dále do obvodů VOXu.

Modulační zesilovač v integrované formě pracuje s obvodem MAA145, který zaručuje zesílení přes 60 dB. Zapojení není kritické, je třeba jen správně dodržet rozložení součástek. Trimrem LM nastavujeme pracovní bod zesilovače. Schéma je nakresleno v části b/ obr. 24.

Pro zvýšení středního výkonu modulačního signálu používáme kompresory nebo omezovače modulace. Kompresor modulace je nízkofrekvenční zesilovač, jehož zesílení je řízeno v závislosti na síle modulačního signálu z mikrofonu. Řídící napětí se odvozuje od zesílené špičkové úrovně signálu a řídicí obvod musí mít malou náběžnou časovou konstantu. Sestupná časová konstanta je



Obr.24. Modulační zesilovače  
a/ zapojení s tranzistory, b/ zapojení s integrovaným obvodem

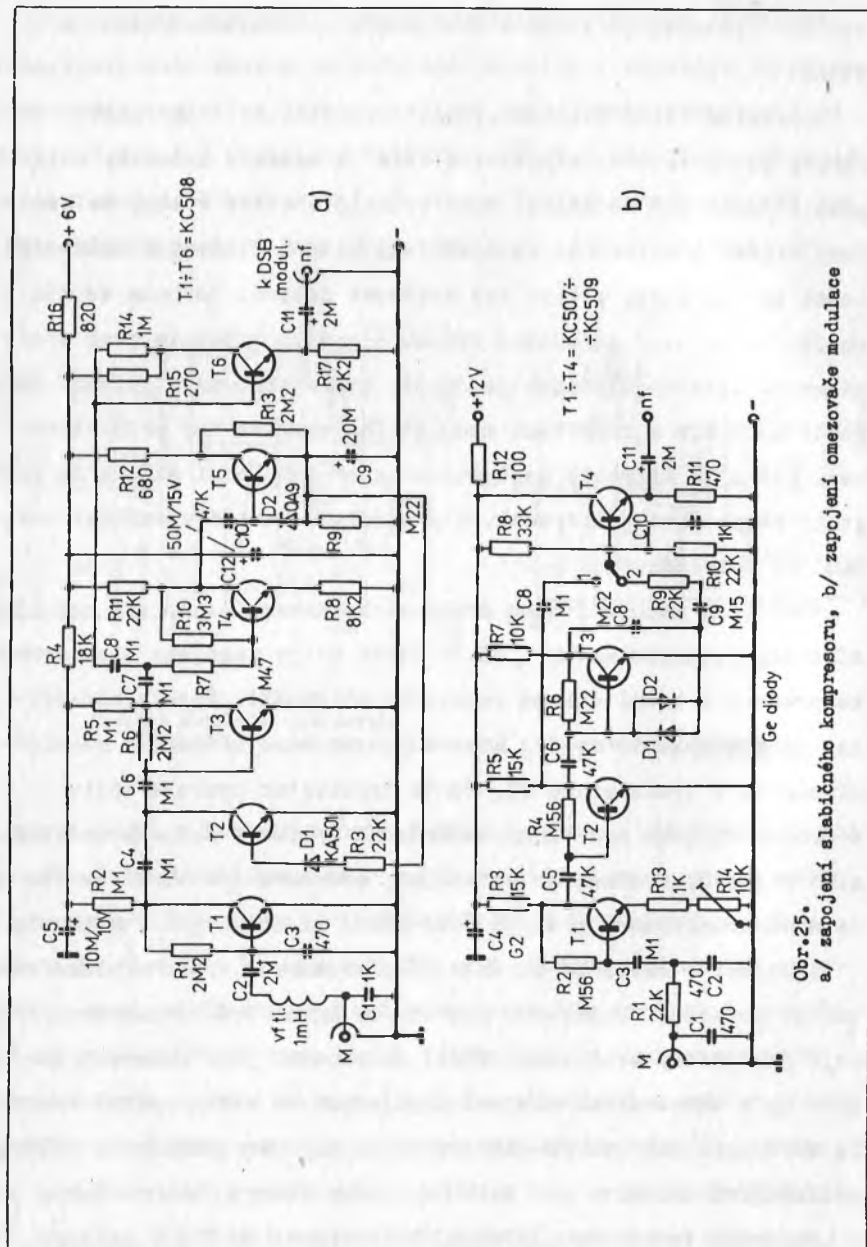
naopak delší, odpovídá průměrné délce slabiky. Odtud také plyne označení "slabičný kompresor". Při použití kompresoru má modulační charakter, známý například z kosmických spojení - hovor má naprosto konstantní sílu a v pauzách mezi slovy se objevuje typické "dýchání", způsobené plynulým zvyšováním zesílení až po zesílení šumu okolí. Výsledkem použití kompresoru je především snížení intermodulačního zkreslení v celé vysílací cestě, neboť jsou potlačeny špičky modulačního signálu a dále se zvyšuje střední výkon modulačního a tedy i vysokofrekvenčního signálu. Vlastní intermodulační zkreslení, které regulace

zesílení zavádí, je zvláště u slabičných kompresorů zanedbatelné.

Podstatně větší intermodulační zkreslení má druhý způsob úpravy hovorového nf signálu, kterým je omezení dynamiky signálu pomocí omezovačů modulače. Jeho princip spočívá v tom, že zesílený signál z mikrofonu se zpravidla pomocí diodových omezovačů omezí asi na jednu pětinu své špičkové úrovně. Dosáhne se tím rapidního zvýšení středního výkonu signálu. Omezením však vzniká mnoho intermodulačních produktů, které znamenají snížení věrnosti modulače a rozšíření modulačního spektra nad přípustnou mez. Proto je naprosto nezbytné omezený modulační signál na výstupu z omezovače filtrovat, aby složky s kmitočty vyššími než 2400 Hz byly odstraněny.

Praktická zapojení obou druhů nízkofrekvenční úpravy modulačního signálu jsou na obr. 25. V části a/ je zapojení slabičného kompresoru s velmi dobrou regulační účinností. Regulačním prvkem je zde tranzistor T2, kterému je do báze přiváděno regulační napětí z tranzistoru T5. Tento tranzistor pracuje spolu s diodou D2 jako celovlnný usměrňovač špičkové hodnoty modulačního signálu, zesíleného ve stupni, osazeném tranzistorem T4. Ostatní tranzistory pracují jako běžný nf modulační zesilovač.

Zapojení v části b/ obrázku 25 představuje typický nízkofrekvenční modulační omezovací zesilovač. První dva tranzistory pracují jako běžný zesilovač, třetí je zapojen jako omezovač amplitudy s omezovacími diodami zapojenými ve větvi zpětné vazby. Za výstupním emitorovým sledovačem je zapojen jednoduchý filtr, potlačující kmitočty nad 2400 Hz. Cívky filtru jsou navinuty v hrncových feritových jádrech. Potenciometrem 10k v emitoru



Obr.25.

a/ zapojení slabičného kompresoru, b/ zapojení omezovače modulače

prvního tranzistoru nastavujeme zesílení prvních dvou stupňů a tím i úroveň amplitudového omezení. Hodnota omezení má být asi 1/5 úrovně špiček signálu.

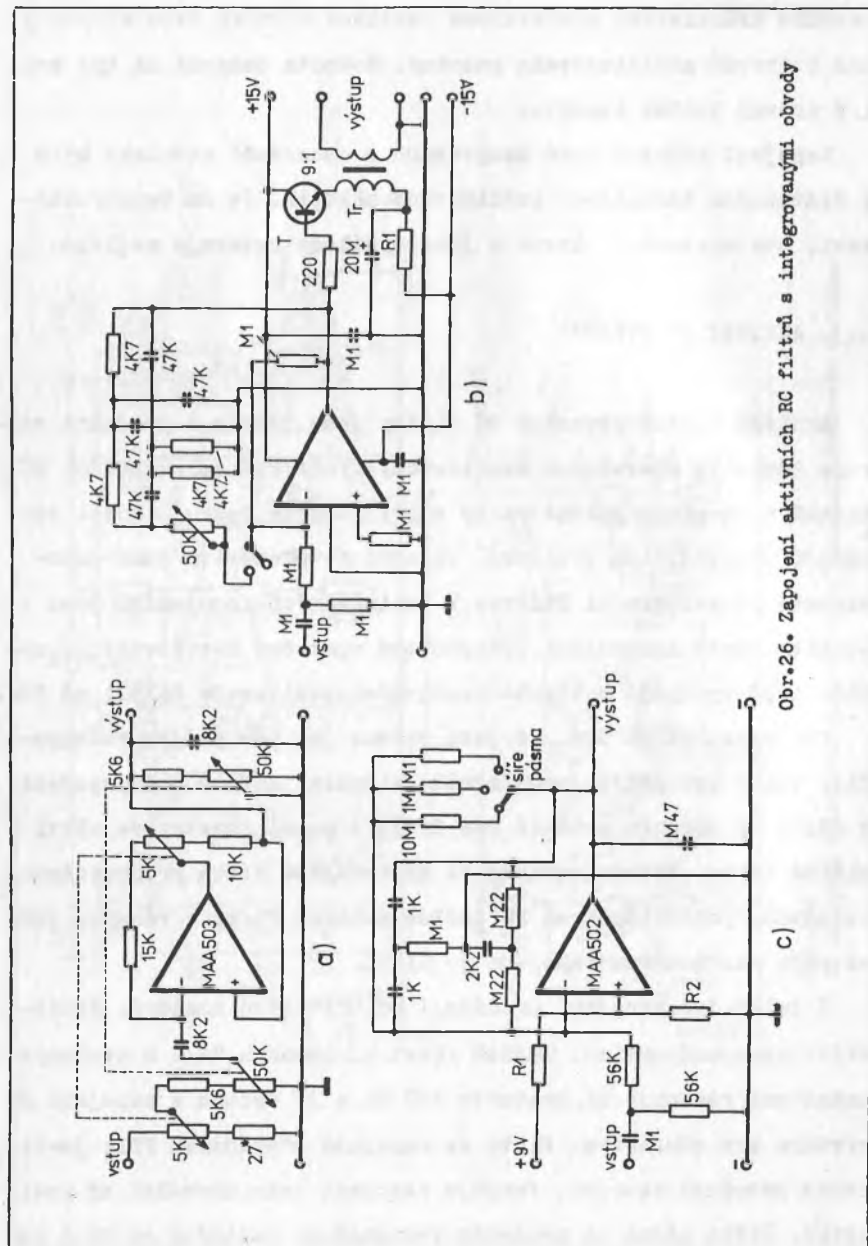
Zapojení různých typů kompresorů a omezovačů modulace bylo v dostupných časopisech publikováno několik. Je na konstruktérovi, aby vyzkoušel, které u jeho vysílače vyhovuje nejlépe.

#### 4.3. AKTIVNÍ NF FILTRY

Aktivní nízkofrekvenční RC filtry jsou jedním z produktů rozvoje techniky operačních zesilovačů. Využívají selektivních RC článků v obvodech zpětné vazby a při poměrné jednoduchosti dosahují vynikajících výsledků. Uplatní se především jako úzkopásmové nf telegrafní filtry. V popisovaných zapojeních jsou použity různé zahraniční integrované operační zesilovače, z našich typů vyhovují v těchto zapojeních zesilovače MAA501 až 504.

Tři zapojení na obr. 26 jsou určena jak pro příjem telegrafie, tak i pro příjem modulačního signálu. Jednoduché zapojení v části a/ obrázku používá dva dvojité potenciometry ve větvi zpětné vazby. Potenciometrem P1 nastavujeme šířku propouštěného pásma, potenciometrem P2 ladíme aktivní filtr v rozsahu 300 až 3000 Hz. Autorem zapojení je G3PAI.

I další dvě zapojení pocházejí od britských amatérů. Složitější zapojení vyvinul GM3SAN /část b/ obrázku 26/. S uvedenými hodnotami rezonuje na kmitočtu 740 Hz a je určeno k zapojení do výstupu pro sluchátka. Filtr se zapojuje přepínačem Př1; je-li tento přepínač zapojen, funguje zapojení jako normální nf zesilovač. Šířka pásma na uvedeném rezonančním kmitočtu se mění po-



Obr.26. Zapojení aktivních RC filtrů s integrovanými obvody

mocí potenciometru P1 v rozmezí od 15 do 200 Hz. Pro jinou požadovanou střední frekvenci je nutno změnit hodnoty R a C podle vztahu  $f = 1/2\pi RC$ . Výstupní transformátor je nízkofrekvenční, se sestupným poměrem asi 9 : 1.

Třetí zapojení pochází od G3SZW, funguje podobně jako předchozí, ale šíře pásma je zde volena ve třech stupních přepínačem. Je-li přepínač P1 v poloze 1, má zapojení střední propouštěný kmitočet 800 Hz a šíři pásma 60 Hz. V poloze 2 je střední kmitočet 810 Hz a šíře pásma 180 Hz a v poloze 3 je propouštěno pásmo 300 až 3000 Hz.

#### 4.4. O ÚPRAVÁCH MODULACE U SSB SIGNÁLU

SSB provoz je základním druhem KV i VKV telefonního DX provozu. Pod pojmem DX příjem uvažujeme takové příjmové podmínky, kdy je poměr přijímaného signálu k šumu a rušení velmi nízký, resp. kdy signál skoro zaniká v šumu.

V úvodní kapitole jsme si odvodili předpoklad, že poměr špičkového /PEP/ a středního výkonu SSB signálu je asi 6 : 1. Ve skutečnosti však tento poměr bývá ještě větší. Efektivní příjmový poměr signál/šum při příjmu signálu s úrovní blízkou úrovni šumu a rušení je:

$$(S/S)_{ef} = \frac{P_{stř}}{P_g + P_{IM}}$$

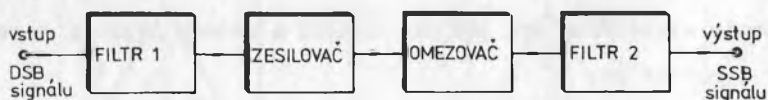
kde  $P_{stř}$  je střední výkon SSB signálu,  $P_g$  je výkon šumu a rušení a  $P_{IM}$  je výkon intermodulačních produktů - vše měřeno na výstupu přijímače. Z rovnice vyplývá, že zvýšení efektivního poměru S/S je možné dosáhnout jen zvýšením středního výkonu SSB

signálu při co nejmenším výkonu šumu a rušení /dáno propustným pásmem přijímače/ a malém výkonu IM zkreslení SSB signálu. Vše uvažujeme při konstantním špičkovém výkonu /PEP/ signálu.

Jak jsme si uvedli v předchozí části, můžeme střední výkon SSB signálu, při zachování stejného PEP výkonu, zvýšit pomocí komprese nebo omezení. Uvažovali jsme prozatím jen nf kompresi, resp. omezení. S vytvořeným SSB signálem však můžeme zacházet stejně jako s nf modulačním signálem - existuje proto i vf komprese /dosahujeme jí v obvodech ALC/ a vf omezení.

Rozdíl mezi nf a vf úpravou SSB signálu amplitudovým omezením je v míře IM zkreslení. Při vf omezování je úroveň IM produktů několikrát nižší, než při nf úpravě. Je to proto, že spektrum vznikajícího vf IM zkreslení je daleko širší a na propustné pásmo upraveného SSB signálu "případně" podstatně menší výkonová úroveň tohoto zkreslení. Čili při stejné přípustné míře IM zkreslení je možno vf SSB signál omezovat podstatně více než nf modulační signál.

Blokové schéma amplitudového omezování vf resp. mf SSB signálu ve vysílací cestě zařízení je na obr. 27.



Obr.27. Blokové zapojení části vysílací cesty s omezováním amplitudy vf SSB signálu

První filtr vytváří známým způsobem z DSB signálu SSB signál, druhý filtr odstraňuje omezením vzniklé IM produkty ležící mimo propustné pásmo SSB signálu. Nemáme-li dva filtry /a to zpra-



vidla nemáme/ které by byly shodné, jsme nuceni první filtr vypustit a omezovat DSB signál. Výsledky jsou dobré i když úroveň omezení musíme poněkud snížit.

Uvedli jsme si vztah pro efektivní poměr signál/šum u omezeného signálu. Zvýšení efektivní síly signálu při příjmu takového upraveného SSB signálu vyjadřuje koeficient ITI. Označujeme jím zvýšení síly SSB signálu v místě příjmu vzhledem k prahu srozumitelnosti při použití upraveného signálu proti neupravenému.

Koeficient ITI je definován rovnicí

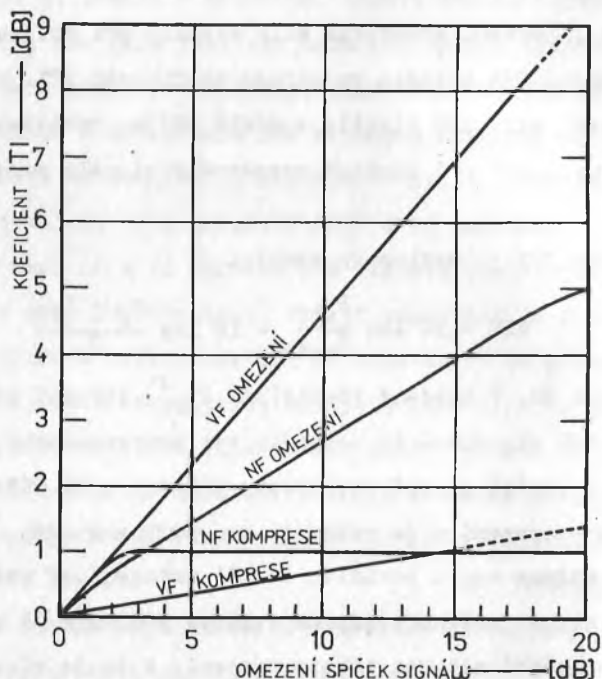
$$ITI = 10 \log \frac{P_{\text{stř}}}{P_{\text{ostř}}} - 10 \log \frac{P_{\text{š}} + P_{\text{IM}}}{P_{\text{š}}}$$

a je udáván v dB. V uvedené rovnici je  $P_{\text{ostř}}$  střední výkon neupraveného SSB signálu - tj. signálu bez komprese nebo omezení. Velikost ITI závisí na způsobu úpravy signálu a na míře jeho komprese nebo omezení - je vynesena na grafu obr. 28.

Z grafu můžeme např. odvodit, že při zařazení vf omezení 15 dB bude signál našeho vysílače v místě příjmu u DX stanice až o 7 dB silnější než bez tohoto omezení. A to je více než 1S! - odpovídá to dále více než čtyřnásobnému zvýšení výkonu vysílače s neomezeným signálem. Autor provozuje vysílač s omezením signálu DSB o cca 20 dB a dosahuje spojení, která potvrzují i prakticky uváděné hodnoty.

Z uvedeného grafu je potvrzena i výhodnost vf omezení před nf omezením, výhodnost omezování před kompresí vůbec. Nf komprese je mnohem výhodnější použít jen k dosažení konstantního nf signálu pro DSB modulátor /snížení IM v DSB modulátoru/ a pro dosažení dobrého koeficientu ITI použít zmíněné vf omezení.

Je zde na místě nadšence upozornit, že úprava signálu se zásadně neprojeví na S-metru přijímače, neboť tento odvozuje svůj údaj z PEP výkonu signálu a ten zůstává stejný. Také při spoje-



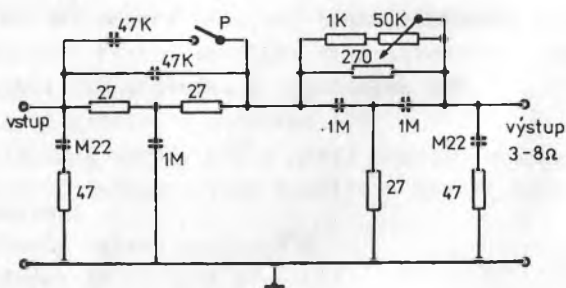
Obr. 28. Závislost koeficientu ITI na způsobu úpravy signálu SSB vysílače

ních na blízké vzdálenosti při silném signálu zjistí protistanice jen nutně vznikající IM zkreslení /které je ovšem jen v propustném pásmu a netvoří spleť! / a ne žádný přírůstek signálu.

Zjištění koeficientu ITI není složité. Předpokládá jen přijímač se vstupním ocejchovaným útlumovým článkem. U vysílače

vypojíme obvod úpravy signálu a zeslabíme jeho signál na přijímači tak, až dojde ke ztrátě jeho srozumitelnosti. Pak zapojíme obvod úpravy signálu a dále zeslabujeme opět do ztráty srozumitelnosti. Rozdíl útlumu před a po zapojení úpravy je přímo hodnota koeficientu ITI.

K nejnovějším výzkumům patří i pozornost věnovaná používanému kmitočtovému pásmu nf modulačního spektra. Všeobecný názor, že modulační spektrum nelze omezit více než na rozsah 300 až 2400 Hz je pravdivý, ale bylo zjištěno, že bez podstatné ztráty srozumitelnosti lze vypustit některé kmitočtové úseky v tomto pásmu modulačních kmitočtů. Z výzkumů organizace NASA uplatněných při programu Apollo vyplývá, že při modulaci mužským hlasem je nutné přenášet jen tyto úseky modulačního nf spektra: 300 až 400 Hz, 900 až 1700 Hz a 1900 až 2500 Hz. Pro ženský hlas se oba horní úseky spojí na 1100 až 2500 Hz. V případě mužského hlasu tak zůjíme propouštěné pásmo přijímače o plnou třetinu!



Obr.29. NASA reproduktorový nf filtr

Filtr, který pro tyto účely NASA používá, je určen k zařazení do reprodukováného výstupu přijímače o impedanci 3 až 8 ohmů /viz obr. 29/. Spínač P slouží k přepínání YL-OM. Není bez za-

jímavosti, že z Apolla byly v uvedených mezispásech přenášeny biotelemetrické signály o zdravotním stavu astronautů.

Uvedené zjištění mělo dopad i při konstrukci krystalových mf SSB filtrů. Filtr s "dírou" okolo kmitočtu 600 Hz navrhl ve svém přijímači DJLFO, podobný filtr použil i K3IQU. U nás podobné řešení není doposud známo.

---

## SEZNAM OBRÁZKŮ

- Obr.1. Zapojení diodového modulátoru
- Obr.2. Průběhy napětí a proudů
- Obr.3. Diodové DSB modulátory
- Obr.4. Vznik rozdílového proudu v diodových vyvážených zapojeních
- Obr.5. Praktická zapojení diodových modulátorů
- Obr.6. Modulátory s varikapou
- Obr.7. DSB modulátor s integrovaným obvodem MA3006
- Obr.8. DSB modulátor s přepínací elektronikou
- Obr.9. DSB modulátor s tranzistorem MOSFET se dvěma řídicími elektrodami
- Obr.10. Diodové demodulátory
- Obr.11. Demodulátor s integrovaným obvodem
- Obr.12. Demodulátor s tranzistorem MOSFET se dvěma řídicími elektrodami
- Obr.13. Demodulátory s elektronikami
- Obr.14. Proudové řízení zesílení tranzistorového zesilovače
- Obr.15. Napěťové řízení zesílení tranzistorového zesilovače
- Obr.16. Funkce nezpožděného a zpožděného AVC
- Obr.17. Časové průběhy v obvodech AVC
- Obr.18. Filtrační obvody AVC s dvojitou časovou konstantou
- Obr.19. Příklad řešení obvodů S-metru a obvodu ruční regulace zesílení
- Obr.20. Princip funkce obvodu ALC
- Obr.21a/ Jednoduchý diodový přepínač
- Obr.21b/ Elektronický stejnosměrný přepínač
- Obr.22. Nízkofrekvenční zesilovač přijímače s výstupem pro sluchátka
- Obr.23. Nízkofrekvenční LC filtr pro přijímací cesty
- Obr.24. Modulační zesilovače
- Obr.25a/ Zapojení slabičného kompresoru
- Obr.25b/ Zapojení omezovače modulace

- Obr.26. Zapojení aktivních RC filtrů s integrovanými obvody
- Obr.27. Blokové zapojení části vysílací cesty s omezením amplitudy vř SSB signálu
- Obr.28. Závislost koeficientu ITI na způsobu úpravy signálu SSB vysílače
- Obr.29. NASA reproduktorový nf filtr

---

## SEZNAM LITERATURY

1. Anisimov, A.G.: Odnopolosnaja radiosvjaz, Vojenizdat, Moskva 1961
2. Goodman and staff: The Radio Amateur's Handbook, ARRL 1965
3. Hozman, J.: Amatérská stavba vysílačů a přijímačů, Naše vojsko 1963
4. Pappenfus, Bruene, Schoenike: Single Sideband Principles and Circuits, McGraw-Hill Inc., New York 1964
5. Verzunov, Semenov, Lobanov: Odnopolosnaja moduljacija, Moskva 1962

Články z časopisů:

Amatérské radio

QST Amateur Radio

Sdělovací technika

Radioamatérský zpravodaj

CQ /amateur radio/

Radio und Fernsehen

ÚČELOVÁ EDICE ÚV SVAZARMU

Knihnice zájmové, branně technické a sportovní činnosti

---

## PŘEDNÁŠKY Z AMATÉRSKÉ RADIOTECHNIKY

---

MODULÁTORY, OBVODY TVAROVÁNÍ A KOMUTACE SIGNÁLU

Vydal ústřední výbor Svazu pro spolupráci s armádou v Praze  
roku 1980 jako svou 2395. publikaci, 64 stran, 29 obrázků.

Napsal Ing. Vladimír Geryk

Lektoroval Jiří Bláha

Obrázky nakreslil Ing. Jiří Štěpán

Návrh obálky František Prouza

Šéfredaktorka Nina Erbenová

Odpovědná redaktorka Ilona Manolevská

Grafická úprava Miloslav Torn

Náklad 3 000 výtisků. Publikace je vydána pro vnitřní potřebu  
Svazarmu a rozšiřuje se bezplatně.

Vytiskly Východočeské tiskárny Jihlava.