

K. A. Šulgin

**STAVBA AMATÉRSKÝCH  
KRÁTKOVLNŇNÝCH  
VYSILAČŮ**

*Přeložil Miroslav Porecký*

Praha 1953

STÁTNÍ NAKLADATELSTVÍ TECHNICKÉ LITERATURY

МАССОВАЯ БИБЛИОТЕКА  
РАДИО

ПОД ОБЩЕЙ РЕДАКЦИЕЙ АКАДЕМИКА А. И. БЕРГА

Выпуск 125

К. А. ШУЛЬГИН

КОНСТРУИРОВАНИЕ  
ЛЮБИТЕЛЬСКИХ  
КОРОТКОВОЛНОВЫХ  
ПЕРЕДАТЧИКОВ



ГОСУДАРСТВЕННОЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЕ ИЗДАТЕЛЬСТВО  
МОСКВА 1951 ЛЕНИНГРАД

*Tato brožura je určena pro krátkovlnné amatéry, kteří mají základní znalosti z elektrotechniky a radiotechniky.*

*Seznámí čtenáře s činností elektronového oscilátoru a zesilovače, s fyzikálními jevy, které probíhají v obvodech krátkovlnných vysilačů, a dále s pravidly pro sestavování schemat jednotlivých stupňů i celého vysilače.*

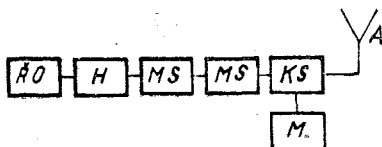
*Kromě toho jsou zde uvedeny praktické pokyny pro volbu zapojení, pro konstrukci jednotlivých součástí a částí vysilače, pokyny pro stavbu celého vysilače a konečně metody ladění a seřizování amatérských krátkovlnných vysilačů.*

Redaktor: Ing. Ota Karen

Redakce elektrotechnické literatury - ved. red. Ing. Dr. František Kašpar

## Ú V O D

Úspěšná činnost amatéra při navazování dálkových spojení, výsledky v rozličných soutěžích a štafetách závisí ve značné míře na konstrukci a jakosti jeho vysílače. Dosáhnout dobrého a spolehlivého spojení, zajistit si první místa v soutěžích a vytvořit různé rekordy lze pouze při dobře promyšleném zapojení, vhodném umístění součástek, bloků a ovládacích prvků, při pečlivém vyvážení jednotlivých stupňů a správném seřízení celého vysílače. Kromě toho se posuzují technické znalosti a vybavení amatéra obvykle podle jakosti činnosti jeho stanice v etheru.



Obr. 1. Blokové schéma krátkovlnného vysílače: RO — řídicí oscilátor; H — hradící nebo oddělovací stupeň; MS — mezistupně; KS — koncový stupeň; M — modulátor nebo manipulátor

Každá vysílací radiová stanice se skládá z těchto základních prvků: z vysokofrekvenčního oscilátoru nebo krátce z vlastního vysílače, z anteny, vyzářující energii kmitů vysokého kmitočtu do prostoru, a konečně ze zdrojů napětí, které dodávají vysílací stanici elektrickou energii.

Základním a nejdůležitějším prvkem vysílací stanice je vysílač; je to radiotechnické zařízení, ve kterém se elektrická energie zdroje přeměňuje v energii střídavých proudů požadovaného kmitočtu a výkonu. Ale úloha vysílače není omezena jen na výrobu elektrických kmitů vysokého kmitočtu. Ve vysílači na tyto kmity působíme a podle tohoto působení vzniká příslušný druh radiového přenosu. Zkrátka, ve vysílači také ovládneme vyráběné kmity.

Moderní krátkovlnný vysílač je dosti složité zařízení, obsahující veliký počet rozličných součástí, elektronek, kmitavých okruhů a přístrojů. Stavba takového vysílače a jeho seřizování nejsou snadné, vyžadují určité technické znalosti, jasné chápání fyzikálních pochodů probíhajících ve vysílači, znalost čtení schemat a konečně praktické zkušenosti.

Blokové schéma moderního krátkovlnného vysílače je na obr. 1.

Řídicí oscilátor vyrábí kmity. Hradící (oddělovací) stupeň odstraňuje působení následujících stupňů na řídicí oscilátor. V mezistupních se provádí násobení kmitočtu a předběžně se zesiluje výkon. Konečně, v koncovém stupni se zvětšuje výkon vyráběných kmitů na požadovanou velikost.

Volba zapojení vysílače, elektronek, konstruktivní provedení jednotlivých součástí a celého vysílače jsou určovány jeho účelem, výkonem,

kmitočtovým rozsahem a jsou závislé na zvláštnostech spojovací cesty a podmínkách, při kterých vysílá pracuje.

Pojednáme o tom, jaké technické požadavky se kladou na amatérský krátkovlnný vysíláč.

Amatérské krátkovlnné radiové stanice jsou rozděleny do tří kategorií (tříd).<sup>1)</sup>

Z toho plyne, že jiné požadavky se kladou na vysíláč pro koncesionáře třídy A a jiné na vysíláč pro koncesionáře třídy C, a to co se týče výkonu, kmitočtového pásma a způsobu provozu.

Zvláštnosti práce na amatérských pásmech kladou na vysílači zařízení ještě řadu dalších požadavků.

Tak na př. veliký počet stanic pracujících na amatérských pásmech vyžaduje, aby selektivnost amatérských přijimačů byla co největší. Proto klademe velké požadavky na stabilitu kmitočtu vyzařovaných kmitů; aby nenastala porucha ve spojení, nesmí se kmitočet kmitů vyráběných vysílačem během spojení změnit o více než 100 až 200 c/s. Pro vysílače třídy C se může tento požadavek poněkud zmírnit; může se připustit odchylka kmitočtu o 500 až 1000 c/s.

Amatéri často používají t. zv. jednobokého spojení (obě protistanice pracují na stejném kmitočtu), aby snadno navázali spojení dvou protistanic a zmenšili vzájemné poruchy. Tento způsob spojení vyžaduje rychlé přeladění vysílače na libovolný kmitočet v šířce pásma. Proto musí mít vysíláč řídicí oscilátor s plynulým laděním.

Konečně se musíme snažit, aby kanál pracovních kmitočtů byl při spojení co nejužší. Proto musíme vysíláč seřadit tak, aby nevyzařoval parazitní kmitů, aby měl dobrý zvuk, aby měl „měkké“ klíčování, které by nezpůsobovalo poruchy u sousedních stanic (praskání), aby měl dobrou jakost vysílání při telefonním provozu a aby šířka propouštěného pásma nebyla větší, než je šířka pásma potřebného k uskutečnění příslušného druhu telefonního spojení atd.

Pokud jde o konstrukci, má vysíláč vyhovovat požadavkům pohodlného ladění, obsluhy a snadné opravy, jednoduché manipulace při přeladování, snadné výměny poškozených elektronek, má mít elektrické zajištění (ochranné zařízení), které chrání operátora před vysokým napětím, musí mít dostatečnou mechanickou a elektrickou pevnost a musí být také vzhledný.

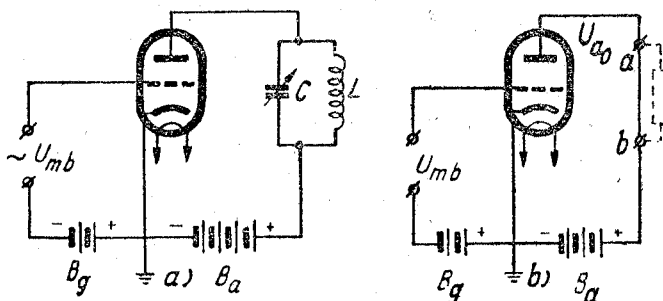
To jsou základní požadavky, které klademe na moderní amatérský krátkovlnný vysíláč.

<sup>1)</sup> Podle československých koncesních podmínek pracují amatéři-začátečníci v třídě C. Můžou pracovat s vysílači s příkonem maximálně 10 W na vlnách 160 m a 80m. Zkušenější amatéři obdrží povolení ke zvýšení anodového příkonu do 50 W (třída B) nebo do 100 W (třída A) a k práci na všech krátkovlnných amatérských pásmech. Stanice třídy C mohou používat pouze amplitudové manipulace (telegrafní provoz), stanice tříd A a B jsou kromě toho zařízení i pro telefonní provoz. (Pozn. překl.)

# I. ZÁKLADNÍ POZNATKY O ČINNOSTI ZESILOVAČŮ A OSCILÁTORŮ

## 1. Zesilovače

Na obr. 2 vidíme zapojení vysokofrekvenčního zesilovače. V mřížkovém obvodu elektronky je zapojena baterie  $B_g$ , která dodává stejnosměrné předpětí, a v serií s ní zdroj elektrických kmitů vysokého kmitočtu, který dodává střídavé budicí napětí  $U_{mb}$ . Do anodového obvodu elektronky je zapojena zátěž — kmitavý okruh  $LC$ . Anodové napětí se přivádí z baterie  $B_a$ .



Obr. 2. a) zapojení zesilovače; b) zapojení zesilovače bez zátěže v anodovém obvodu

Pojednejme o pochodech, které probíhají v tomto zesilovači, a začněme nejjednodušším případem, kdy v anodovém obvodu není ani kmitavý okruh, ani jiná zátěž. Spojíme tedy kmitavý okruh nakrátko a dostaneme zapojení podle obr. 2b. V anodovém obvodu není žádný odpor, na kterém by mohl vzniknout úbytek napětí, a proto anodové napětí elektronky  $U_{a0}$  bude stále stejné a bude se rovnat napětí zdroje  $U_b$ . Z toho plyne, že při změnách mřížkového napětí můžeme okamžité hodnoty anodového proudu  $i_a$  určit ze statické převodní charakteristiky elektronky pro anodové napětí  $U_{a0}$ .

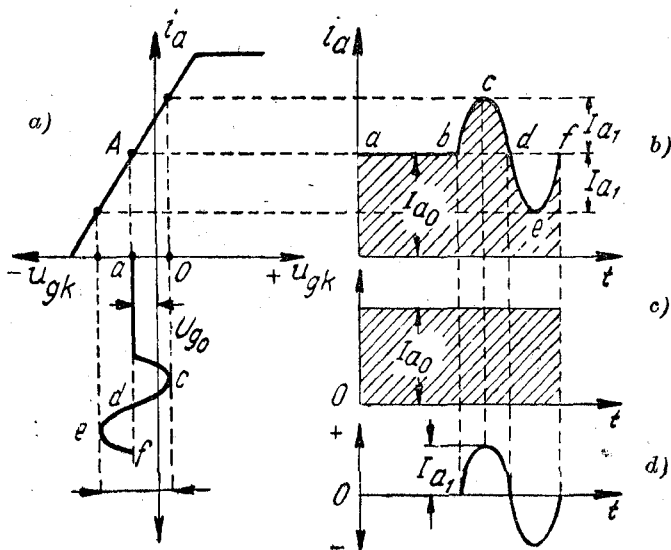
Statická charakteristika a křivka znázorňující závislosti anodového proudu na mřížkovém napětí jsou uvedeny na obr. 3. Pro zjednodušení je charakteristika elektronky rozdělena na úsečky (obr. 3a).

Z diagramu vidíme, že při nulovém budicím napětí je napětí na mřížce rovno zápornému předpětí  $U_{g0}$  a že proud v anodovém obvodu zůstává stejnosměrný a jeho hodnota je  $I_{a0}$  (přímka  $ab$  na obr. 3b). Proud  $I_{a0}$  se nazývá klidový proud.

Přivedeme-li na mřížku elektronky budicí napětí, začne se měnit mřížkové napětí a tím i anodový proud: zvětšuje se při kladné půlvlně budicího napětí a při záporné se zmenšuje. Protože má statická charakteristika přímkový průběh, mění se anodový proud úměrně se změnou budicího napětí; anodový proud se proto stává tepavým. Skládá se ze

stejnoseměrného proudu  $I_{a0}$  (stejnoseměrná složka) (obr. 3c) a ze střídavého proudu  $I_{a1}$  (střídavá složka), který se mění souhlasně s kmitočtem střídavého napětí, přiváděného k mřížce elektronky (obr. 3d).

Z křivek nakreslených na obr. 3 vidíme, že střídavá složka anodového proudu se mění ve fázi se střídavým napětím na mřížce, t. j. v okamžiku, kdy napětí na mřížce dosahuje maximální kladné hodnoty, dosahuje maximální kladné hodnoty i střídavá složka anodového proudu.



Obr. 3. a) statická charakteristika elektronky; b) křivka závislosti anodového proudu na napětí řídicí mřížky elektronky; c) stejnosměrná složka anodového proudu; d) střídavá složka anodového proudu

Zapojme nyní do anodového obvodu elektronky jako zátěž čistý ohmický odpor  $R$  (na obr. 2b je vyznačen čárkovaně mezi body a, b). V tomto případě již anodové napětí nezůstane konstantní a nebude se rovnat napětí anodové baterie  $U_b$ , protože anodový proud  $i_a$  při průchodu odporem  $R$  způsobí na něm úbytek napětí  $\Delta u$ , který vypočítáme ze vzorce

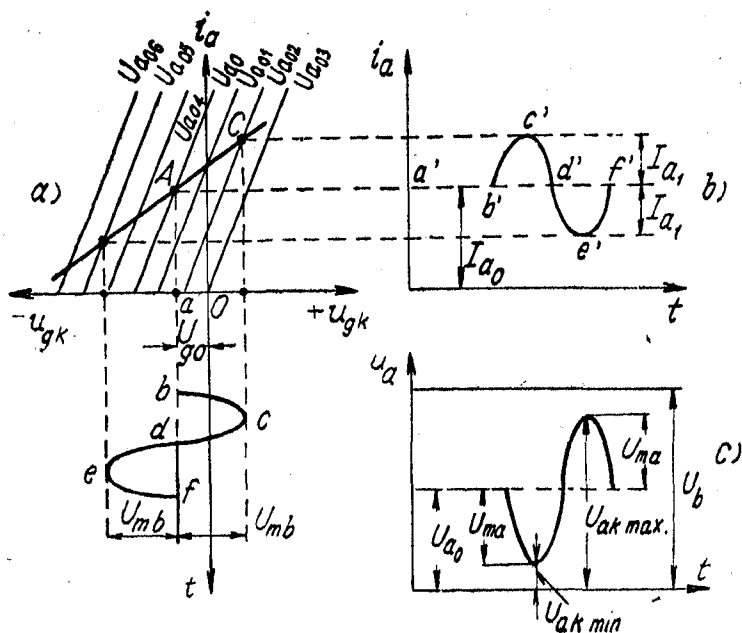
$$\Delta u = i_a R \quad (1)$$

Chceme-li, aby i v tomto případě bylo v klidu anodové napětí stejné jako v předcházejícím případě, musíme zvětšit napětí baterie  $U_{a0}$  o hodnotu  $\Delta U$ , t. j. o úbytek napětí na odporu  $R$  při klidovém proudu  $I_{a0}$ . Je zřejmé, že

$$\Delta U = I_{a0} R \quad (2)$$

Přivedeme-li nyní k řídicí mřížce elektronky střídavé napětí, bude se

anodový proud, stejně jako před tím, při kladné půlvlně budicího napětí zvětšovat, při záporné zmenšovat. Ale jeho změny budou značně menší, protože se změnou anodového proudu se změní i anodové napětí elektronky. Statická charakteristika, uvedená na obr. 3a, stane se nepoužitelnou pro určení velikosti anodového proudu, protože na př. při maximálním kladném napětí na řídicí mřížce nebude již anodové napětí  $U_{a0}$ , nýbrž bude mít hodnotu  $U_{a02}$  o něco menší než  $U_{a0}$ . V tomto okamžiku



Obr. 4. a) dynamická charakteristika elektronky; b) křivka průběhu anodového proudu; c) křivka průběhu anodového napětí

platí i pro anodový proud statická charakteristika při anodovém napětí  $U_{a02}$ . Tento stav je vyjádřen bodem C na statické charakteristice  $U_{a02}$  (obr. 4a). Spojíme-li body A a C přímkou, dostaneme novou charakteristiku. Podle ní lze určit velikost anodového proudu v závislosti na napětí řídicí mřížky, je-li v anodovém obvodu čistě ohmická zátěž. Tato charakteristika se nazývá dynamická charakteristika elektronky. Čím je větší hodnota zatěžovacího odporu  $R$ , tím povlnněji bude probíhat dynamická charakteristika, čím je zátěž menší, tím je charakteristika strmější a při zmenšujícím se  $R$  se blíží k charakteristice statické.

Tepavý anodový proud  $i_a$  při průchodu odporem  $R$  na něm vytváří tepavé napětí  $u_R$

$$u_R = i_a R \quad (3)$$

Anodové napětí elektronky  $u_{ak} = U_b - i_a R$  je rovněž tepavé. Jako každé tepavé napětí se skládá anodové napětí ze stejnosměrné složky  $U_{a0}$  a střídavé složky  $U_{ma}$  stejného kmitočtu, jaký mají kmity přiváděné k řídicí mřížce (obr. 4c).

V okamžiku, kdy anodový proud dosahuje maxima, je úbytek napětí na odporu  $R$  také maximální, a proto je anodové napětí  $u_{ak \min}$  minimální; obráceně přísluší nejmenšímu anodovému proudu největší hodnota anodového napětí  $u_{ak \max}$ . Jsou tedy anodový proud a anodové napětí v protifázi, t. j. fáze střídavého anodového napětí elektronky je posunuta o  $180^\circ$  proti fázi střídavé složky anodového proudu a střídavé složky napětí na řídicí mřížce.

U vysokofrekvenčních zesilovačů se obvykle nepoužívá jako zátěž činného odporu, ale kmitavého okruhu, naladěného na kmitočet signálu, přiváděného k řídicí mřížce (obr. 2a). Pro střídavou složku anodového proudu má kmitavý okruh ekvivalentní činný odpor  $R_e$ , jehož hodnotu určíme ze vzorce

$$R_e = 1\,000\,000 \frac{L}{CR_k} \quad (4)$$

kde je:  $L$  [ $\mu\text{H}$ ] indukčnost cívky okruhu;

$C$  [ $\text{pF}$ ] jeho kapacita;

$R_k$  [ $\Omega$ ] činný odpor okruhu.

Střídavá složka anodového proudu  $I_{a1}$  vytvoří při zátěži v podobě kmitavého okruhu, jenž má při resonanci odpor  $R_e$ , na zátěži střídavé napětí. Průběh bude stejný jako při čistě odporovém zatížení (odpor  $R$ ); hodnota anodového proudu  $i_a$  nebude určena statickou, ale dynamickou charakteristikou elektronky. Amplituda výstupního napětí má hodnotu

$$U_{ma} = I_{a1} R \quad (5)$$

Ale vzhledem k stejnosměrné složce se chovají oba druhy zátěže různě. Jelikož cívka okruhu má pro stejnosměrný proud velice malý odpor, nezpůsobí na ní stejnosměrná složka anodového proudu znatelný úbytek napětí a ve stavu klidu se bude anodové napětí rovnat napětí anodové baterie.

Z toho plyne, že napětí zdroje anodového proudu musí být v tomto případě  $U_{a0}$ .

Při kladné půlplně střídavého napětí na řídicí mřížce se napětí na kmitavém okruhu odčítá od napětí baterie; anodové napětí elektronky se zmenší vzhledem k napětí zdroje a obráceně při záporné půlplně se s napětím zdroje sčítá. Je-li tedy v anodovém obvodu laděný okruh, je anodové napětí elektronky při záporné půlplně budicího napětí na řídicí mřížce větší nežli napětí baterie.

Poznamenejme kromě toho, že na laděném okruhu v anodovém obvodu nevzniká tepavé, ale sinusové střídavé napětí. Fázové poměry mezi



anodovým proudem a napětím jsou zde stejné jako v předcházejícím případě, t. j. fáze střídavého anodového napětí je posunuta o  $180^\circ$  proti fázi střídavé složky anodového proudu a mřížkového napětí.

Závislosti mezi anodovým proudem a anodovým i mřížkovým napětím vysokofrekvenčního zesilovače znázorňují křivky na obr. 5.

### Energetické poměry

Střídavé složky anodového proudu a anodového napětí vytvářejí na kmitavém okruhu výkon

$$P_1 = \frac{U_{ma}}{\sqrt{2}} \frac{I_{a1}}{\sqrt{2}} = \frac{U_{ma} I_{a1}}{2} \quad (6)$$

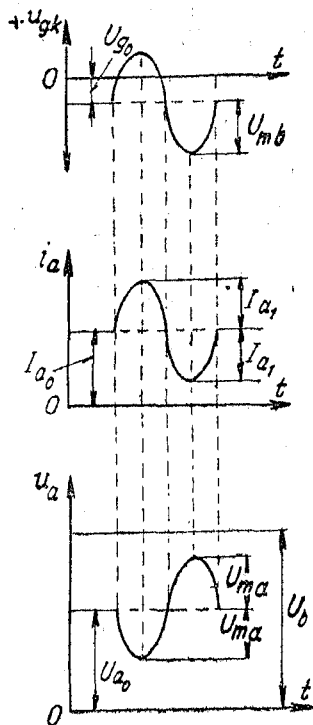
( $\sqrt{2}$  je ve jmenovateli proto, že  $U_{ma}$  a  $I_{a1}$  jsou maximální hodnoty proudu a napětí).

Tento výkon se nazývá střídavý výkon nebo užitečný výkon zesilovače. Ale ne celý příkon  $P_0 = I_{a0} U_{a0}$ , přiváděný do anodového obvodu elektronky, je odváděn jako užitečný výkon. Jeho část  $P_a = P_0 - P_1$  se ztrácí v elektronce samé. Způsobuje neúžitečný ohřev anody a nazývá se proto výkonem rozptýleným na anodě nebo anodovou ztrátou. Je zřejmé, že příkon  $P_0$ , který dodává baterie, je vždy větší než střídavý výkon  $P_1$ . Poměr užitečného výkonu  $P_1$  k příkonu  $P_0$ , který zesilovač odebírá ze zdroje anodového proudu, nazývá se účinnost anodového obvodu a značí se řeckým písmenem  $\eta$  (éta).

$$\eta = \frac{P_1}{P_0} = \frac{1}{2} \frac{U_{ma}}{U_{a0}} \frac{I_{a1}}{I_{a0}} \quad (7)$$

Jak vidíme, je účinnost zesilovače tím větší, čím větší jsou  $U_{ma}$  a  $I_{a1}$ .

Dosud jsme pojednávali o případech, kdy byl pracovní bod zvolen ve středu přímkové části charakteristiky elektronky a budicí napětí bylo malé. Proto časový průběh anodového proudu přesně odpovídal časovému průběhu napětí, přiváděného k řídicí mřížce elektronky. Takový zesilovač se nazývá zesilovač třídy A. Prakticky se tohoto způsobu zesilování používá ve vysilačích jen zřídka. To proto, že má zesilovač třídy A malou účinnost a tudíž i malý užitečný výkon. Větší část příkonu se neúžitečně ztrácí ohřevem anody elektronky, která má tedy velmi nevýhodné pod-



Obr. 5. Křivky znázorňující závislost mezi anodovým proudem a anodovým i mřížkovým napětím elektronky

mínky pro svou činnost. Můžeme se o tom přesvědčit, probereme-li krajní případ zesilovače třídy A s maximální účinností.

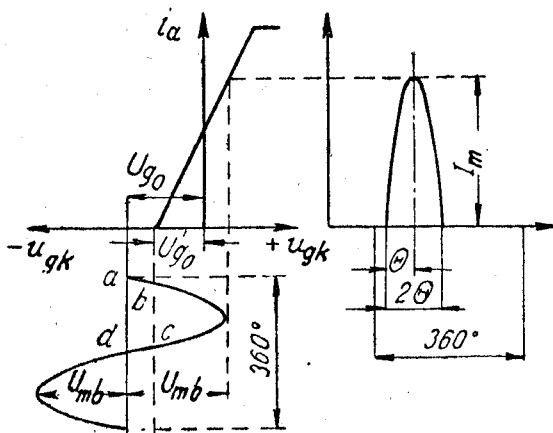
Amplituda střídavé složky anodového proudu  $I_{a1}$  nesmí ani v krajním případě být větší než  $I_{a0}$  a výstupní napětí  $U_{ma}$  nesmí být větší než napětí zdroje anodového proudu  $U_{a0}$ , protože by v opačném případě vzniklo značné skreslení. Proto i v nejpříznivějším případě bude účinnost zesilovače

$$\eta = \frac{1}{2} \frac{U_{ma}}{U_{a0}} \frac{I_{a1}}{I_{a0}} = \frac{U_{a0}}{U_{a0}} \frac{I_{a0}}{I_{a0}} = 0,5 \quad (8)$$

t. j. pouze 50%. Ve všech ostatních případech bude účinnost menší.

### Zesilovače třídy B a C

Ve vysilačích se nepoužívá zesilovačů třídy A, nýbrž zesilovačů třídy B a C, které mají značně větší účinnost.



Obr. 6. Vznik špičatého sinusového impulsu anodového proudu

Zesilovači třídy B a C nazýváme zesilovače, které zesilují kmity tak, že v příslušném okamžiku neodpovídá průběh anodového proudu průběhu budicího mřížkového napětí; zesilovače třídy B a C tedy tvarově skreslují. Zastavíme se podrobněji u případu, jenž se ve vysilačích vyskytuje nejčastěji, t. j. u špičatého sinusového impulsu.

Anodový proud elektronky má průběh ve tvaru špičatých sinusových impulsů tehdy, není-li pracovní bod ve středu přímkové části převodní (dynamické) charakteristiky elektronky, nýbrž poněkud hlouběji nebo přímo u jejího začátku.

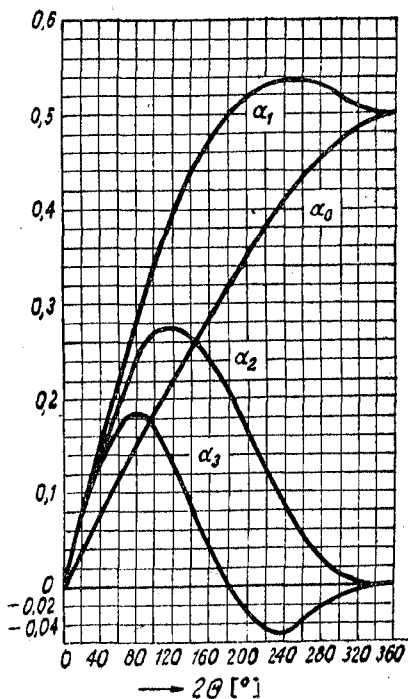
Na obr. 6 je graficky znázorněn vznik takového impulsu anodového proudu. Z obrázku vidíme, že během kladné půlvlny budicího napětí,

kdy mřížkové napětí elektronky dosahuje hodnoty  $U'_{g0}$  (bod *b*), začne anodovým obvodem elektronky protékat proud (elektronka se otevře). Proud se postupně zvětšuje a za čtvrtinu periody dosahuje maximální hodnoty  $I_m$ , aby se potom opět začal zmenšovat. V okamžiku, kdy napětí opět dosáhne hodnoty  $U'_{g0}$  (bod *c*), přestane elektronkou protékat (elektronka se uzavře) anodový proud. Po zbyvající část kladné poloviny periody (body *c*, *d*), a také během záporné půlperiody, neprotéká anodovým obvodem proud. Proud prochází elektronkou pouze během části periody  $2\Theta$  ( $\Theta$  je řecké písmeno „théta“) a tak tvoří jednotlivé špičaté impulsy. Každé periodě mřížkového napětí přísluší jeden impuls anodového proudu.

Úhel  $2\Theta$  určuje, během které části periody protéká elektronkou proud. Rozdělíme-li jednu periodu kmitu na mřížce na  $360^\circ$ , pak můžeme šířku základny  $2\Theta$  změřit ve stupních. Základna impulsu anodového proudu  $2\Theta$ , vyjádřená ve stupních, nazývá se úhel průchodu nebo otevření.

Anodový proud, který má tvar impulsů, je značně složitější než tepavý proud a lze jej rozložit na stejnosměrnou složku a řadu střídavých proudů různých kmitočtů, a to: na proud stejného kmitočtu s kmitočtem střídavého budícího napětí, přiváděného k řídicí mřížce elektronky, čili na proud první (základní) harmonické  $I_{a1}$ , na proud, jehož kmitočet je dvakrát větší než kmitočet přiváděného napětí, neboli na proud druhé harmonické  $I_{a2}$ , na proud třetí harmonické  $I_{a3}$ , a na proudy vyšších kmitočtů (vyšších harmonických). Poměrná velikost amplitudy proudu příslušné harmonické závisí na zvoleném úhlu otevření  $2\Theta$ . Graficky je tato závislost znázorněna na obr. 7. Tento diagram nám dovoluje zjistit, jakou část hodnoty impulsu anodového proudu  $I_m$  tvoří amplituda proudu příslušné harmonické pro různé úhly otevření.

Na svislou osu nanášíme součinitele Fourierovy řady rozvoje impulsů na proudy různých harmonických:  $\alpha_0 = \frac{I_{a0}}{I_m}$ ;  $\alpha_1 = \frac{I_{a1}}{I_m}$  atd. a na vodorovnou osu hodnoty úhlu otevření  $2\Theta$ .



Obr. 7. Diagram pro určení úhlu otevření

Křivka  $\alpha_0$  určuje velikost součinitele rozvoje pro stejnosměrnou složku,  $\alpha_1$  — pro proud základní harmonické,  $\alpha_2$  — pro proud druhé harmonické atd.

Najdeme-li z diagramu hodnotu příslušných součinitelů rozvoje  $\alpha$  pro zvolený úhel otevření  $2\theta$ , můžeme určit amplitudy různých složek anodového proudu z těchto vzorců:

$$\begin{aligned} I_{a0} &= \alpha_0 I_m; \\ I_{a1} &= \alpha_1 I_m; \\ I_{a2} &= \alpha_2 I_m \quad \text{atd.} \end{aligned} \quad (9)$$

Stanovme na př.  $I_{a0}$ ;  $I_{a1}$  a  $I_{a2}$ , je-li maximální impuls anodového proudu  $I_m = 2$  A a úhel otevření  $2\theta = 180^\circ$ . Z diagramu nalezneme

$$\alpha_0 = 0,319; \quad \alpha_1 = 0,5; \quad \alpha_2 = 0,21$$

a odtud

$$\begin{aligned} I_{a0} &= \alpha_0 I_m = 0,319 \cdot 2 = 0,638 \text{ A}; \\ I_{a1} &= \alpha_1 I_m = 0,5 \cdot 2 = 1 \text{ A}; \\ I_{a2} &= \alpha_2 I_m = 0,21 \cdot 2 = 0,42 \text{ A} \end{aligned}$$

Z diagramu vidíme, že při úhlu otevření  $2\theta = 360^\circ$  (hranice mezi zesilovačem třídy A a zesilovači třídy B a C) se základní harmonická  $I_{a1}$  a stejnosměrná složka  $I_{a0}$  rovná polovině maximálního impulsu ( $I_{a0} =$

$= I_{a1} = 0,5 I_m$ ) a jejich poměr  $\frac{I_{a1}}{I_{a0}} = 1$ . Se zmenšujícím se úhlem otevření se zvětšuje součinitel pro základní harmonickou a dosahuje maxi-

mální hodnoty při úhlu otevření  $2\theta = 240^\circ$  ( $\alpha_1 = 0,54$ ) a součinitel pro stejnosměrnou složku se pomalu zmenšuje (při  $2\theta = 240^\circ$ ,  $\alpha_0 = 0,41$ ). Proto je proud základní harmonické při  $2\theta = 240^\circ$  značně větší než stej-

nosměrná složka a jejich poměr  $\frac{I_{a1}}{I_{a0}}$  se rovná 1,3. To znamená, že zmenšuje-li se úhel otevření  $2\theta$ , zvětšuje se užitečný výkon a zmenšuje se příkon,

t. j. zvětšuje se účinnost zesilovače. Při  $2\theta = 180^\circ$  je poměr  $\frac{I_{a1}}{I_{a0}} = 1,56$ .

Z toho plyne, že při tomto úhlu otevření se ještě více zlepší tepelné podmínky pro činnost elektronky a zlepší se účinnost zesilovače.

Největší obsah druhé harmonické vzniká při  $2\theta = 120^\circ$ , třetí při  $2\theta = 80^\circ$ . Pro kteroukoliv harmonickou určíme nejvýhodnější úhel otevření ze vzorce

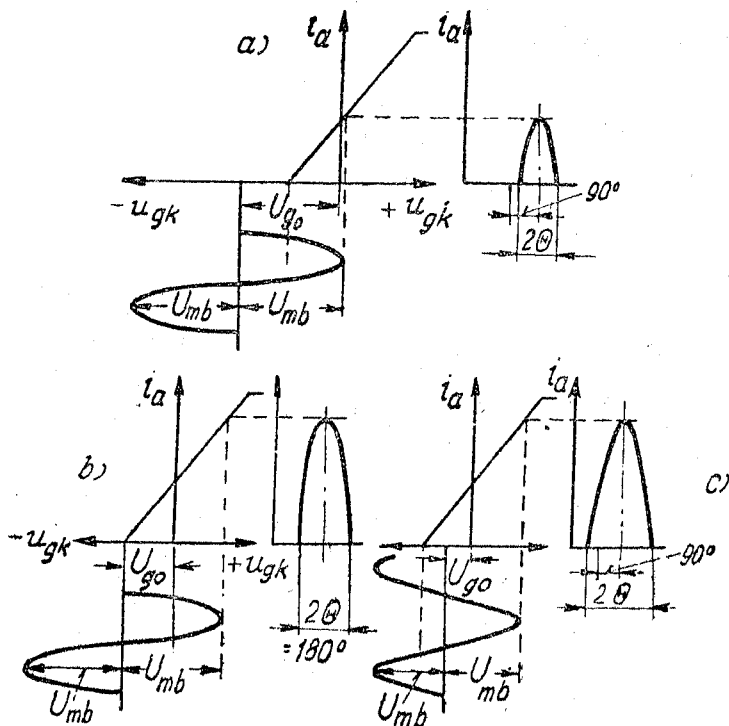
$$2\theta = \frac{240}{n} \quad (10)$$

kde  $n$  je řád příslušné harmonické.

## Třídy AB, B a C

Velikost úhlu otevření je závislá na zvoleném předpětí a budícím napětí.

Čím větší je záporné předpětí, tím menší je úhel otevření  $2\theta$ . Použijeme-li velkého záporného předpětí a tím posuneme pracovní bod vlevo od začátku charakteristiky elektronky (obr. 8a), bude proud procházet elektronkou po dobu kratší, než je polovina periody, a úhel otevření bude menší než  $180^\circ$ .



Obr. 8. a) třída C; b) třída B; c) třída AB

Pracuje-li zesilovač při těchto podmínkách, říkáme mu zesilovač třídy C. Měníme-li při práci zesilovače třídy C velikost budícího napětí  $U_{mb}$ , pak se zmenšením  $U_{mb}$  bude úhel otevření  $2\theta$  zmenšovat a naopak, bude-li se zvětšovat  $U_{mb}$ , bude se zvětšovat i úhel otevření. Ale necht' zvětšíme  $U_{mb}$  jakkoliv, úhel otevření bude vždy menší než  $180^\circ$ .

Zvolíme-li pracovní bod na počátku charakteristiky (obr. 8b), bude zesilovač pracovat v třídě B. Třída B je charakterisována tím, že úhel

otevření se právě rovná  $180^\circ$  a že není závislý na velikosti budicího napětí. U zesilovače třídy B protéká elektronkou proud během poloviny periody.

Posuneme-li pracovní bod poněkud vpravo od začátku charakteristiky (obr. 8c), bude zesilovač pracovat v třídě AB. V třídě AB je úhel otevření vždy větší než  $180^\circ$  a se zvětšováním budicího napětí se zmenšuje; opačně, zmenšuje-li se budicí napětí, zvětšuje se úhel otevření. Zesilovačem třídy AB protéká proud po dobu delší, než je půl periody.

Proto musíme správně nastavit velikost záporného předpětí  $U_{g0}$  a budicího mřížkového napětí  $U_{mb}$ , chceme-li dosáhnout určité velikosti impulsu anodového proudu  $I_m$  a určité velikosti úhlu otevření  $2\theta$ .

## Výstupní napětí

Pracuje-li zesilovač v třídě B nebo C, je anodový proud tvořen řadou impulsů; obsahuje stejnosměrnou složku, proud základního kmitočtu a proudy vyšších harmonických. Ale protože rezonanční okruh v anodovém obvodu zesilovače je naladěn na kmitočet základní harmonické anodového proudu, vzniká na okruhu jen napětí  $U_{ma}$  základního kmitočtu  $f_1$ . Pro jiné kmitočty má okruh malý odpor, a proto proudy jiných harmonických při průchodu okruhem nezpůsobí na něm znatelný úbytek napětí. Tak se na kmitavém okruhu zadrží jen energie kmitů základní harmonické.

Poměr výstupního napětí k napětí zdroje anodového proudu se nazývá činitel využití anodového napětí a označuje se řeckým písmenem  $\xi$  (ksí). Činitel využití anodového napětí ukazuje, jakou část napětí zdroje anodového proudu tvoří napětí na rezonačním okruhu.

$$\xi = \frac{U_{ma}}{U_{a0}} \quad (11)$$

Nenaladíme-li okruh na základní kmitočet, ale na kmitočet dvojnásobný vzhledem ke kmitočtu přiváděného napětí ( $f_2 = 2f_1$ ), totiž na druhou harmonickou, pak bude odpor okruhu pro tento kmitočet velký a pro jiné kmitočty, včetně kmitočtu základní harmonické, bude jeho odpor malý. Proto na okruhu vyvolá střídavé napětí jen proud druhé harmonické  $I_{a2}$ .

Tím vzniká v zesilovači zdvojení kmitočtu. Naladíme-li okruh na třetí harmonickou, dosáhneme ztrojnásobení kmitočtu atd.

Proud a napětí toho kmitočtu, na který je naladěn rezonanční okruh, vytvoří na něm střídavý výkon.

## Pracovní poměry

Velikost střídavého výstupního napětí má velký vliv na pracovní poměry elektronkového zesilovače a tím i na jeho výkon a na účinnost.

Při záporné půlplně budicího napětí se výstupní napětí na okruhu počítá

s napětím anodového zdroje, a to tak, že při záporné maximální hodnotě  $U_{mb}$  je anodové napětí největší a rovná se součtu napětí zdroje a napětí výstupního

$$u_{ak \max} = U_{a0} + U_{ma} \quad (12)$$

Maximální hodnota anodového napětí  $u_{ak \max}$  může v jednotlivých případech dosáhnout více než dvojnásobné hodnoty napětí zdroje anodového proudu. Této okolnosti musíme dbát při výběru součástek zesilovače.

Při kladné půlně budicího napětí se výstupní napětí odčítá od napětí zdroje. V okamžiku, kdy mřížkové napětí dosáhne maximální kladné hodnoty  $u_{gk \max}$ , dosáhne svého maxima i anodový proud elektronky. Ale současně bude anodové napětí minimální; jeho velikost je dána rozdílem napětí zdroje a napětí výstupního

$$u_{ak \min} = U_{a0} - U_{ma} \quad (13)$$

To brání vzrůstu anodového proudu a zmenšuje i hodnotu maximálního impulsu. Zvětšuje-li se výstupní napětí,  $u_{ak \min}$  se zmenšuje a zvětší-li se výstupní napětí tak, že bude větší než napětí zdroje, pak se na malý okamžik stane anoda elektronky dokonce zápornou a anodový proud na tu chvíli zanikne. Se zmenšením impulsu se zmenší i proud základní harmonické  $I_{a1}$ .

Z toho plyne, že zvětší-li se příliš výstupní napětí, zmenší se značně proud základní harmonické. Ale výstupní výkon  $P_1 = 0,5 U_{ma} I_{a1}$  je úměrný jak výstupnímu napětí, tak i základní harmonické anodového proudu. Zřejmě lze zvolit takové výstupní napětí, při kterém nastanou jakési optimální poměry, kdy výkon zesilovače bude největší.

Na velikosti střídavého výstupního napětí značně závisí také velikost mřížkového proudu elektronky.

Mřížkový proud se objevuje pouze při kladném mřížkovém napětí a dosahuje maximální hodnoty  $I_{g \max}$  tehdy, kdy mřížkové napětí dosáhne hodnoty  $u_{gk \max}$  (obr. 5). Anodové napětí elektronky je v tom okamžiku minimální. Se zvětšením výstupního napětí se velikost minimálního zbytkového anodového napětí  $u_{ak \min}$  zmenšuje a při velkých hodnotách  $U_{ma}$  se mřížkové napětí  $u_{gk \max}$  přibližně rovná napětí anodovému; může být v jednotlivých případech dokonce i větší. Proto se mění směr proudu elektronů. Větší počet elektronů prochází obvodem řídicí mřížky a tím se zvětšuje mřížkový proud. Zvláště značně vzroste mřížkový proud tehdy, začne-li maximální kladné napětí převyšovat minimální zbytkové anodové napětí.

Podle poměru minimálního anodového napětí a maximálního mřížkového napětí rozlišujeme tři druhy podmínek pro činnost elektronkového zesilovače: stav napětím nedobuzený, kriticky vybudovaný a přebuzený.

## Napětím nedobuzený stav

vzniká tehdy, když střídavé výstupní napětí není veliké a jeho amplituda nedosahuje 85 % napětí zdroje anodového proudu ( $\xi < 0,85$ ). Přitom je  $u_{ak \min}$  značně větší než  $u_{gk \max}$ . Nedobuzený stav vzniká při malém rezonančním odporu  $R_o$  okruhu nebo při nedostatečné velikosti budicího napětí. Je charakterisován malou účinností a zesilovač v nedobuzeném stavu má poměrně malý střídavý výkon. Protože je účinnost malá, ztrácí se značná část příkonu na anodě elektronky; elektronka tedy pracuje za značně nepříznivých podmínek. Snažíme-li se, abychom z elektronky v nedobuzeném stavu dostali normální výkon, tu se anoda silně přehřívá, což může ohrozit život elektronky. Při napětím nedobuzeném stavu způsobují změny velikosti budicího napětí  $U_{mb}$  nebo změny velikosti předpětí  $U_{g0}$  úměrný vzrůst velikosti impulsu anodového proudu. Této vlastnosti se často používá k řízení kmitů, na př. při modulaci.

K značné změně výstupního výkonu vede také změna rezonančního odporu  $R_o$  okruhu. Změna anodového napětí  $U_{a0}$  nemá v nedobuzeném stavu téměř žádný vliv na velikost střídavého výkonu.

Mřížkový proud je v nedobuzeném stavu malý a nepřesahuje 4 až 5 % anodového proudu.

S postupným zvětšováním střídavého výstupního napětí, na př. zvětšením  $R_o$  okruhu (zlepšením jakosti okruhu), zvyšuje se také stupeň vybudení vysokofrekvenčního zesilovače. Při tom se zlepšuje účinnost, zvětšuje se střídavý výkon a zlepšují se tepelné provozní poměry elektronky. Dosáhne-li amplituda střídavého výstupního napětí velikosti 85 až 90 % napětí zdroje proudu ( $\xi = 0,85$  až  $0,9$ ), bude se zbytkové anodové napětí  $u_{ak \min}$  přibližně rovnat maximálnímu kladnému mřížkovému napětí. Takový stav činnosti zesilovače nazýváme napětím kriticky vybudeným.

## Kriticky vybudený stav

je charakterisován tím, že výstupní výkon zesilovače se blíží maximální hodnotě výkonu, který může elektronka dodat při daném úhlu otevření  $2\theta$  a daném napětí zdroje anodového proudu  $U_{a0}$ . Účinnost je v tomto stavu vybudení již dostatečně veliká, a proto anodová ztráta obvykle nepřevyšuje přípustnou hodnotu.

Mřížkový proud v kriticky vybudeném stavu (ve srovnání se stavem nedobuzeným) se značně zvětšuje a je 10 až 15 % anodového proudu u vysokofrekvenčních triod a 5 až 8 %, použijeme-li pentod nebo stíněných elektronek. Impuls anodového proudu nemá již špičatý tvar jako ve stavu nedobuzeném, nýbrž je poněkud zploštělý u vrcholu.

## Přebuzený stav

vzniká tehdy, je-li výstupní napětí velké a převyšuje-li 90 % napětí zdroje anodového proudu  $U_{a0}$ . Pak je  $u_{ak \min}$  menší než maximální kladné mřížkové napětí  $u_{gk \max}$ .



Takový poměr napětí má za následek prudký vzrůst mřížkového proudu a značné zmenšení impulsu anodového proudu. Mřížkový proud v přebuzeném stavu převyšuje 10 až 15 % anodového proudu.

V okamžiku, kdy se kladné mřížkové napětí blíží ke své maximální hodnotě, zachycuje se na mřížce stále větší množství elektronů a anodový proud nejenže se přestane zvětšovat, ale dokonce se zmenšuje. Proto je anodový impuls u maxima velice plochý nebo má dokonce znetatelné sedlo, jak to vidíme na obr. 9 a místo jednoho maxima vznikají dvě. Hloubka sedla mezi oběma vrcholy závisí na stupni vybudení zesilovače. Při silně přebuzeném stavu je sedlo tak hluboké, že se impuls rozdělí na dvě samostatné části. Na obr. 9 jsou znázorněny tvary impulsů anodového proudu při různých stavech vybudení vysokofrekvenčního zesilovače.

Přebuzený stav je tedy charakterisován velkým střídavým výstupním napětím, značným skreslením tvaru impulsu anodového proudu a prudkým vzrůstem mřížkového proudu.

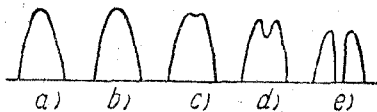
V málo přebuzeném stavu může elektronka dávat výkon stejný nebo poněkud větší než ve stavu kriticky vybudeném. Stane se to tím, že se zvětší výstupní napětí. Ale v silně přebuzeném stavu se výkon značně zmenšuje, protože velké sedlo impulsu anodového proudu podstatně zmenšuje velikost proudu základní harmonické  $I_{a1}$ . Účinnost zesilovače v přebuzeném stavu je dostatečně velká.

Je nutno si všimnout toho, že při tomto stavu dokonce značné změny  $U_{mb}$ ,  $U_{g0}$  nebo  $R_e$  nezpůsobují znetatelné změny  $U_{ma}$  a tím i střídavého výkonu zesilovače. Ale zato změna napětí zdroje anodového proudu  $U_{a0}$  má velký vliv na střídavý výkon, neboť se tím prudce mění stupeň přebuzení.

## 2. Oscilátory

Abychom v anodovém obvodu vysokofrekvenčního zesilovače dostali kmity vysokého kmitočtu, přivádíme k jeho řídicí mřížce budící napětí  $U_{mb}$  z jiného zdroje napětí vysokého kmitočtu. Pro činnost takového zesilovače je lhostejné, z jakého zdroje přivádíme budící napětí; důležité je, aby tu bylo a aby mělo dostatečnou velikost. Protože jsou ztráty v obvodu řídicí mřížky mnohokrát menší než střídavý výkon, dodávaný anodovým obvodem, je zřejmé, že pro buzení zesilovače lze využít části jeho výstupního výkonu.

Na obr. 10a je nakresleno zapojení takového zesilovače. Při práci zesilovače vznikne na jeho laděném okruhu v anodovém obvodu napětí určité velikosti  $U_{mk}$ . Umístíme-li vedle cívky laděného okruhu  $L_1$  zpětnovazební cívku  $L_2$ , bude se v ní indukovat elektromotorická síla. Volbou



Obr. 9. Tvary impulsů anodového proudu: a) při stavu nedobuzeném; b) kriticky vybudeném; c) lehce přebuzeném; d) a e) silně přebuzeném

vzdálenosti mezi cívkami a počtu závitů cívky  $L_2$  můžeme dosáhnout stavu, kdy napětí na svorkách cívky  $L_2$  ( $K_1$  a  $K_2$ ) se bude rovnat napětí, kterého je zapotřebí k vybuzení zesilovače. Místo budicího napětí z jiného zdroje proudů budeme přivádět k řídicí mřížce elektronky napětí, které vznikne ve vinutí zpětnovazební cívky  $L_2$  a elektronka začne vyrábět kmity. Tak vznikne oscilátor.

Ale aby se kmity neustále udržovaly a aby se neutlumily, je třeba splnit požadavek vzájemného fázového posunu, t. j. zapojit zpětnovazební cívku  $L_2$  tak, aby napětí na anodě a řídicí mřížce elektronky byla fázově posunuta o  $180^\circ$ . Správný posun můžeme najít, měníme-li přívody k zpětnovazební cívce nebo otočíme-li ji o  $180^\circ$ .

Když jsme pojednávali o činnosti uvedeného zapojení, předpokládali jsme hned z počátku, že kmity již v okruhu existovaly. Avšak ve skutečnosti je oscilátor vypnut a v jeho okruhu samozřejmě žádné kmity neexistují. Vznikají teprve po zapnutí oscilátoru, a to takto: V okamžiku připojení vysokého napětí protече anodovým obvodem proud. Proudovým nárazem (nebo nerovnoměrností toku elektronů v elektronce) vzniknou v okruhu  $L_1C$  tlumené elektrické kmity vysokého kmitočtu. Vzniklé kmity ihned indukují v cívce  $L_2$  střídavou elektromotorickou sílu téhož kmitočtu, jakou měly kmity v okruhu, a tato elektromotorická síla působí na proud elektronů tím, že se přivádí k mřížce elektronky. Proto bude mít anodový proud kmitočet shodný s kmitočtem oscilací v laděném okruhu.

Tak doplňuje elektronka energii ztracenou v laděném okruhu energií zdroje proudu a v okruhu vzniknou netlumené kmity vysokého kmitočtu.

Kmitočet vyráběných kmitů  $f_0$  je určen hodnotami okruhu a můžeme jej vypočítat ze vzorce

$$f_0 = \frac{150}{\sqrt{LC}} \quad (14)$$

kde je  $L$  [ $\mu\text{H}$ ] indukčnost okruhu,

$C$  [ $\text{pF}$ ] kapacita kondensátoru okruhu.

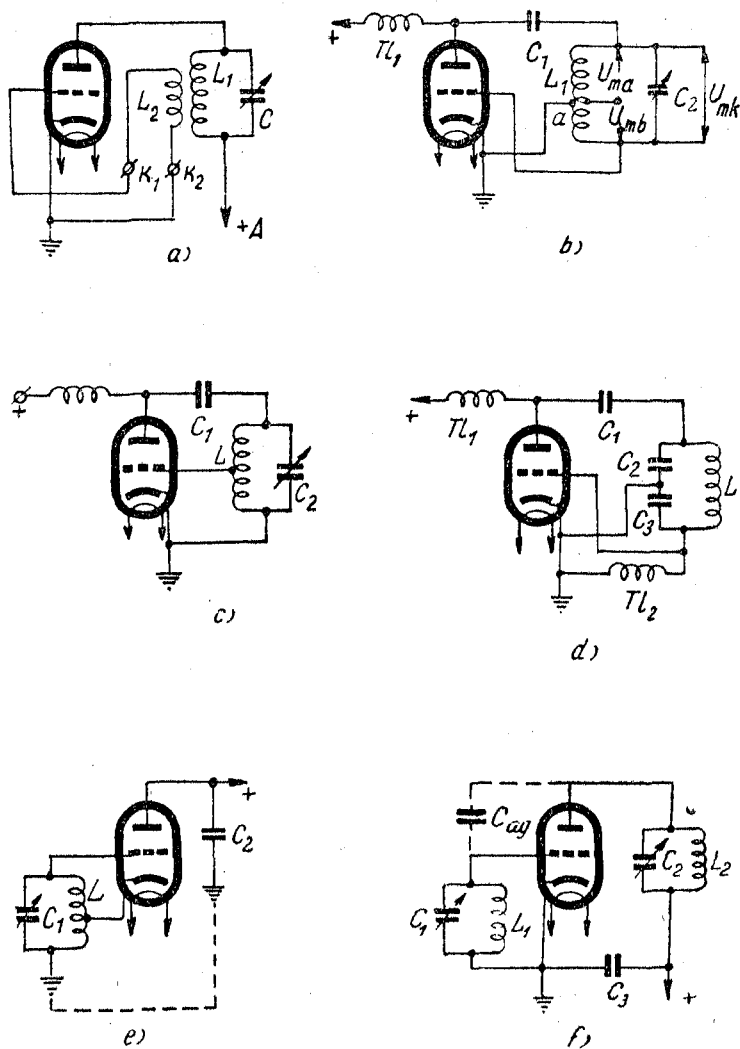
Probrali jsme činnost elektronkového oscilátoru s induktivní zpětnou vazbou. Existují také jiná zapojení oscilátorů. Liší se navzájem jen způsobem zavedení zpětné vazby. Podstata činnosti je u všech zapojení stejná.

Zapojení oscilátorů, kterých se používá v radioamatérské praxi, můžeme rozdělit do tří skupin. Jsou to: oscilátory s induktivní zpětnou vazbou, trojbodová zapojení a zapojení používající laděných okruhů v anodovém a mřížkovém obvodu.

O zapojení oscilátoru s induktivní zpětnou vazbou jsme již pojednali.

U trojbodových zapojení je laděný okruh připojen k elektronce ve třech bodech.

Na obr. 10b je znázorněno zapojení trojbodového oscilátoru s auto-



Obr. 10. Zapojení oscilátorů

transformátorovou nebo konduktivní vazbou. Napětí  $U_{mk}$ , vznikající na okruhu, dělí se na dvě různě velké části. Napětí  $U_{ma}$  s horní části okruhu přivádíme k anodě elektronky, napětí  $U_{mb}$  s dolní části k mřížce. Jak vidíme, odebíráme v tomto zapojení budící napětí, přiváděné k řídicí mřížce, přímo z laděného okruhu v anodovém obvodu oscilátoru.

Anodový a mřížkový obvod připojujeme s obou stran vývodu pro katodu. To proto, aby byly splněny fázové podmínky. Takové zapojení totiž samočinně zajišťuje, aby fázový posun anodového a mřížkového napětí byl právě  $180^\circ$ . Zapojíme-li okruh podle obr. 10c, bude anodové a mřížkové napětí ve fázi, t. j. nebudou splněny fázové podmínky a oscilátor nebude vyrábět kmity.

Na obr. 10d je znázorněno trojbodové zapojení s kapacitní zpětnou vazbou. Toto zapojení se liší od předcházejícího zapojení na obr. 10b pouze tím, že v něm není jako děliče napětí použito indukčnosti, nýbrž kapacity okruhu. Do mřížkového obvodu se vkládá tlumivka  $TL_2$ , která propouští mřížkové proudy. Požadovaný fázový posun se zajišťuje jako u předcházejícího zapojení příslušným připojením laděného okruhu.

Jiným druhem trojbodového zapojení je zapojení s katodovou vazbou neboli t. zv. zapojení s uzemněnou anodou (obr. 10e). V podstatě je to totéž trojbodové zapojení; rozdíl je pouze v tom, že místo katody má zde proti proudu vysokého kmitočtu nulový potenciál anoda. Kathoda elektrony má proti zemi určité vysokofrekvenční napětí. Okruh se připojuje ve třech bodech — k mřížce, k anodě (čárkovaně vyznačeno) a ke katodě; bod, k němuž se připojuje Kathoda, je vždy mezi body, k nimž se připojuje anoda a mřížka.

Na obr. 10f je uvedeno zapojení oscilátoru se dvěma laděnými okruhy. Zpětná vazba je zde vytvořena vnitřní kapacitou mezi anodou a mřížkou  $C_{ag}$ . Tato kapacita váže anodový a mřížkový okruh. Proud vysokého kmitočtu vytváří při průchodu kapacitou  $C_{ag}$  střídavé napětí na okruhu v mřížkovém obvodu, které se přivádí k řídicí mřížce. Při určitém poměru vyladění obou okruhů dosahuje napětí na mřížce požadované hodnoty i fáze a oscilátor začne vyrábět kmity.

Toto zapojení bývá nazýváno „laděná anoda — laděná mřížka“.

## II. KONCOVÝ STUPEŇ

### 3. Volba elektronky a pracovních podmínek

V koncovém stupni vysilače zesilujeme vyráběné kmity podle toho, jak to předem určují technické podmínky. Často v něm také vysokofrekvenční kmity ovládáme (na př. modulace).

Technické podmínky zpravidla určují střídavý výkon, který má koncový stupeň odevzdat. Konstruktor musí při návrhu řešit samostatně všechny ostatní otázky: musí vybrat druh elektronky a určit jejich počet, zvolit nejvhodnější pracovní podmínky, stanovit napětí a výkon napájecích zdrojů, hodnoty okruhu, velikost mřížkového předpětí, budicího napětí a ztrátu v výkonu v mřížkovém obvodu elektronky koncového stupně. Tato ztráta určuje výkon, který musí dodat předcházející stupeň k vybuzení koncového stupně.

#### Volba druhu elektronky

Volba druhu elektronky je důležitá při návrhu koncového stupně, protože určuje druh zapojení a základní hodnoty vysilače a také hodnoty napájecího zařízení.

Prakticky můžeme ve vysilači použít elektronky jakéhokoliv druhu — triody, tetrody nebo pentody, může-li dodat požadovaný střídavý výkon. Triod se v krátkovlnných vysilačích malého výkonu dnes téměř vůbec nepoužívá, protože mají mnoho podstatných nedostatků. K těmto nedostatkům patří zejména velká vnitřní kapacita mezi anodou a řídicí mřížkou, jež často způsobuje škodlivé rozkmitání celého zesilovacího stupně a pronikání energie z jednoho stupně do druhého. Tento škodlivý jev zhoršuje jakost modulace a vede k jejímu skreslení. Kromě toho trioda málo zesiluje výkon. Musili bychom tedy konstruovat velký budicí stupeň a tím by se stala celá konstrukce složitější.

Pentody a tetrody mají mnohem méně nedostatků. Mají mnohem menší vnitřní kapacitu anoda-řídicí mřížka než triody, a proto pracují stupně jimi osazené stabilněji a nevyžadují zvláštní opatření pro vyloučení možnosti rozkmitání koncového stupně.

Druhou podstatnou předností tetrod a pentod je, že mají mnohem většího zesilovacího činitele než triody. Je-li zesilovací činitel výkonu pro triody 10 až 15, je u tetrod 30 až 40 a u pentod dosahuje hodnoty 100. Pak můžeme značně zmenšit výkon předzesilovacího stupně, zjednodušit konstrukci vysilače a zvětšit jeho celkovou účinnost. Konečně mají pentody tu výhodu, že při telefonním provozu dovolují použít jednoduchého způsobu modulace na brzdící mřížce. Při tomto způsobu modulace může být i modulační zařízení velmi jednoduché.

Z uvedeného vidíme, že nejlepším druhem elektronky pro krátkovlnné vysilače malého výkonu jsou pentody.

Druh elektronky volíme prakticky podle předběžného (orientačního) výpočtu; určíme jím, která z elektronek, jež máme po ruce, může dodat požadovaný střídavý výkon.

Předběžně můžeme vypočítat velikost maximálního střídavého výkonu, který může dodat jedna elektronka, ze vzorce

$$P_{1 \max} = 0,2 U_{a0} I_{\text{nas}} \quad (15)$$

kde je  $U_{a0}$  hodnota anodového napětí,

$I_{\text{nas}}$  nasycený proud elektronky.

U elektronek s kysličníkovou katodou, k nimž patří převážná většina elektronek malého výkonu, nepoužívá se obvykle v tabulkách hodnoty nasyceného proudu  $I_{\text{nas}}$ , protože není jasně vyjádřena, ale hodnoty emisního proudu katody  $I_e$ .

Není to mezní hodnota elektronky, nýbrž hodnota určená pouze podmínkami, při kterých se elektronka zkoušela. Podle toho se také znamená v obcích elektronek největší střídavý výkon  $P_{\text{jm}}$ , který může elektronka odevzdat při anodovém napětí, doporučeném výrobním závodem. Tento výkon se nazývá jmenovitý. Je zřejmé, že jmenovitý výkon zdaleka není mezní a v některých případech se může značně překročit. Tak na př., pracuje-li elektronka v obvodech vybavujících impulsy, může elektronkou dodávaný výkon několikanásobně překročit výkon jmenovitý. Ale při běžných podmínkách zkracuje přetěžování značně život elektronky. Přetížení těžce snášejí také elektronky s karbidovanou katodou. Proto při volbě druhu elektronky pro amatérský vysílač nepočítáme zpravidla s maximálním, ale se jmenovitým výkonem elektronky, uvedeným v ceníku. Není-li jmenovitý výkon uveden v ceníku, můžeme jeho hodnotu určit přibližně, dosadíme-li do uvedeného vzorce za nasycený proud  $I_{\text{nas}}$  emisní proud katody  $I_e$ .

Nestačí-li výkon jedné elektronky, zvětšujeme jej tím, že použijeme dvou elektronek, zapojených paralelně nebo proti sobě (dvojitinné zapojení). Při paralelním zapojení dvou elektronek se nezvětší výkon na dvojnásobek, ale na hodnotu značně menší. Tak pro kmitočty amatérských pásem 1, 7 a 7 Mc/s je při paralelním zapojení výkon větší asi o 70 až 80 % a pro kmitočty amatérských pásem 14 a 28 Mc/s o 40 až 60 % než při použití jedné elektronky.

Platí

$$P_{2el} = (1,4 \text{ až } 1,8) P_{1el} \quad (16)$$

U dvojitinného zapojení má součinitel v uvedeném vzorci hodnotu asi 1,7 až 1,8. Není-li ani při použití dvou elektronek výstupní výkon koncového stupně dosti veliký, nezbude než použít elektronky většího výkonu.

Mimo určení dodávaného střídavého výkonu musíme ještě přezkoušet, nepřestoupí-li anodová ztráta přípustnou hodnotu  $P_{a \text{ pr.}}$ . Přibližně můžeme určit anodovou ztrátu ze vzorce

$$P_a = 0,45 P_1 \quad (17)$$

Přestoupí-li takto vypočítaná hodnota maximální přípustné anodové ztráty hodnotu  $P_{a \text{ př.}}$ , musíme použít elektronky většího výkonu, připouštějící větší  $P_{a \text{ max.}}$ . Nepřestoupí-li ztráta vypočítaná ze vzorce (17) hodnotu  $P_{a \text{ př.}}$ , můžeme zvolené elektronky použít ve vysilači.

Při volbě elektronky musíme mít na zřeteli, že se nepředává celý její výkon do anteny. Část se ztrácí v okruhu. Proto musíme při určování výkonu, který má odevzdat elektronka koncového stupně, dbát účinnosti laděného okruhu v anodovém obvodu  $\eta_k$ , která bývá pro amatérský vysilač v mezích od 60 do 80 %. Proto má být střídavý výkon elektronky

$$P_1 = \frac{P_A}{\eta_k}$$

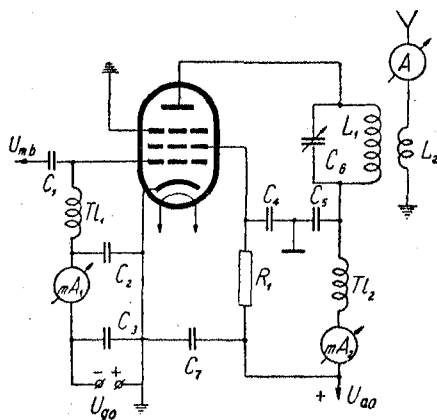
kde je  $P_A$  přípustný výkon v anteně.<sup>1)</sup>

### Zapojení

Základní zapojení koncového stupně, osazeného pentodou, je uvedeno na obr. 11. K řídicí mřížce elektronky přivádíme dvojí napětí: napětí budičí  $U_{mb}$  z předcházejícího stupně a stejnosměrné záporné předpětí  $U_{go}$ , které přivádíme ze samostatné baterie (z akumulátoru, usměrňovače a pod.). Do mřížkového obvodu je zapojena tlumivka  $Tl_1$ , která propouští stejnosměrnou složku mřížkového proudu  $I_{go}$ , a miliampérmetr  $mA_1$ , ukazující hodnotu mřížkového proudu. Přístroj a baterie jsou přemostěny kondensátory  $C_2$  a  $C_3$ , aby do nich nevnikly proudy vysokého kmitočtu.

Do anodového obvodu je zapojen kmitavý okruh  $L_1C_6$ , naladěný do resonance s kmitočtem budičího napětí a induktivně vázaný s antenou. Tlumivka  $Tl_2$  a kondensátor  $C_7$  chrání napájecí zdroje před tím, aby do nich nevnikly anodové proudy vysokého kmitočtu. Kondensátor  $C_5$  propouští střídavou složku anodového proudu ke kathodě.

Miliampérmetrem  $mA_2$  zjišťujeme velikost stejnosměrné složky ano-



Obr. 11. Základní zapojení koncového stupně

<sup>1)</sup> Tato úvaha měla svůj význam v době vydání originálu této brožury, protože sovětské koncesní podmínky tehdy omezovaly výkon vysilače jednotlivých tříd podle výkonu v anteně. Dnes však omezují stejně jako československé koncesní podmínky výkon vysilače jednotlivých tříd příkonem na anodách všech elektroněk koncového stupně vysilače. (Pozn. překl.)

dového proudu  $I_{a0}$ . Podle údajů obou měřidel můžeme posuzovat činnost celého stupně.

Napětí se k stínici mřížky přivádí přes odpor  $R_1$  a kondensátor  $C_4$  tvoří pro proudy vysokého kmitočtu vodivé spojení se zemí.

Brzdící mřížka je spojena s kostrou. U některých elektronek přivádíme k brzdící mřížce malé kladné napětí 15 až 40 V. V takovém případě se brzdící mřížka spojuje s kostrou přes kondensátor.

### Volba úhlu otevření a pracovních podmínek

Jak již víme, závisí procentní obsah proudů různých harmonických v impulsu anodového proudu elektronky na tom, jaký zvolíme úhel otevření. Z diagramu na obr. 7 vidíme, že pro nás důležitá základní harmonická anodového proudu  $I_{a1}$  dosahuje největší hodnoty při úhlu otevření  $2\theta = 240^\circ$  a tvoří 54 %  $I_m$  ( $\alpha_1 = 0,54$ ). Ale stejnosměrná složka  $I_{a0}$  je při takovém úhlu otevření ještě poměrně velká ( $\alpha_0 = 0,42$ ), a proto by byla účinnost stupně dosti malá.

Zmenšíme-li úhel otevření, začne se zmenšovat proud jak základní harmonické, tak i stejnosměrné složky. Přitom podíl stejnosměrné složky klesá se zmenšujícím se úhlem  $2\theta$  značně rychleji než podíl proudu základní harmonické. Při úhlu otevření  $2\theta = 180^\circ$  je proud základní harmonické poněkud menší než při  $2\theta = 240^\circ$  a tvoří 50 %  $I_m$ , kdežto stejnosměrná složka je již značně menší a tvoří pouze 31,9 %  $I_m$  místo 42 % při  $2\theta = 240^\circ$ .

Chceme-li tedy zmenšit velikost stejnosměrné složky a zvětšit účinnost zesilovače, používáme v koncových stupních úhlu otevření menšího než  $240^\circ$  a nejčastěji jej volíme mezi  $130^\circ$  až  $200^\circ$  (nejlépe mezi  $140^\circ$  až  $180^\circ$ ).

Další zmenšování úhlu otevření vede k znatelnému zmenšení proudu základní harmonické, a proto i ke zmenšení odváděného střídavého výkonu.

Pracovní podmínky pro koncový stupeň při telegrafním provozu je vhodné volit tak, aby byl ve stavu kriticky vybuzeném nebo lehce přebuzeném, protože tehdy má koncový stupeň maximální střídavý výkon a největší účinnost.

## 4. Výpočet koncového stupně vysilače pro telegrafní provoz

Při návrhu koncového stupně obvykle postupujeme buď se zřetelem k maximálnímu střídavému výkonu, který můžeme získat z určité elektronky, nebo se zřetelem k výkonu, jehož velikost je dána technickými předpoklady. Uvedeme zde oba způsoby výpočtu.

Anodový obvod. Výpočet pro maximální výkon

V tomto případě vycházíme z těchto hodnot:

$U_{a0}$  — anodové napětí;

$I_{nas}$  — nasycený proud elektronky;



$U_{g,0}$  — napětí stínící mřížky;

$U_{g,0}'$  — napětí brzdící mřížky;

$U_{g0}'$  — napětí řídicí mřížky, které určíme prodloužením přímkové části převodní charakteristiky pro zvolené anodové napětí (u tetrody a pentody též pro zvolené napětí stínící mřížky) na vodorovné ose diagramu (obr. 12). Hodnota  $U_{g0}'$  se obvykle uvádí hodnotami elektronky, nebo ji přečteme přímo na charakteristice;

$P_{a, \text{pr}}$  — maximální přípustná hodnota anodové ztráty;

$S$  — strmost přímkové části charakteristiky elektronky;

$D = \frac{1}{\mu}$  průnik;

$\mu$  — zesilovací činitel elektronky.

Výpočet začneme tím, že určíme hodnotu maximálního impulsu anodového proudu. Se zřetelem k proudům všech mřížek dostaneme vztah pro maximální impuls

$$\begin{aligned} I_m &= 0,85 \text{ až } 0,9 I_{\text{nas}} \text{ — pro triody;} \\ I_m &= 0,75 \text{ až } 0,8 I_{\text{nas}} \text{ — pro tetrody a pentody.} \end{aligned} \quad (18)$$

Abychom dosáhli dostatečně velké účinnosti, zvolíme úhel otevření  $2\theta = 150^\circ$ . Pro tuto hodnotu  $2\theta$  je proud základní harmonické

$$I_{a1} = 0,455 I_m \quad (19)$$

a stejnosměrné složky

$$I_{a0} = 0,27 I_m \quad (20)$$

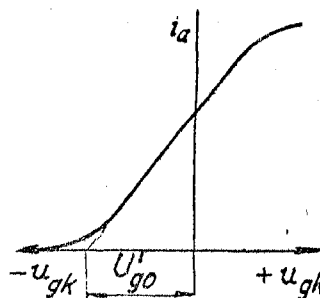
Pracovní podmínky volíme takové, aby zesilovač byl kriticky vybuzen. Ve stavu kriticky vybuzeném je činitel využití anodového napětí pro triody 0,85 a pro tetrody a pentody 0,9 až 0,95. Z toho vycházíme při určení amplitudy střídavého anodového napětí elektronky

$$U_{ma} = (0,85 \text{ až } 0,95) U_{a0} \quad (21)$$

Součinitele 0,85 použijeme, jde-li o triodu. Pro pentody a tetrody při malých anodových napětích (do 500 až 700 V) použijeme součinitele 0,90. Zvětšujeme-li  $U_{a0}$ , zvětšujeme tohoto součinitele až na hodnotu 0,95 (pro anodová napětí nad 1500 až 2000 V).

Ekvivalentní rezonanční odpor okruhu má mít hodnotu

$$R_{c, \text{opt}} = \frac{U_{ma}}{I_{a1}} \quad (22)$$



Obr. 12. Diagram pro určení  $U_{g0}'$

Nazývá se také optimálním zatěžovacím odporem.

Příkon je

$$P_0 = I_{a0} U_{a0} \quad (23)$$

Užitečný střídavý výstupní výkon okruhu

$$P_1 = \frac{I_{a1} U_{ma}}{2} \quad (24)$$

a konečně anodová ztráta

$$P_a = P_0 - P_1 \quad (25)$$

Dále zjistíme, není-li anodová ztráta větší než maximální přípustná hodnota  $P_{a\text{př}}$  pro určitý druh elektronky. Je-li větší, bude nutno provést celý výpočet znovu pro menší anodové napětí  $U_{a0}$  nebo pro menší proudové zatížení (t. j. zvolíme  $I_m < 0,8 I_{nas}$ ).

Účinnost anodového obvodu určíme ze vzorce

$$\eta = \frac{P_1}{P_0} 100 \% \quad (26)$$

Pro elektronku s kysličíkovou katodou stanovíme maximální výkon v zásadě podle maximální přípustné anodové ztráty  $P_{a\text{př}}$ . Proto při výpočtu koncového stupně na maximální výkon určujeme pro tyto elektronky  $P_{1\text{max}}$  takto:

$$P_{1\text{max}} = 2,7 P_{a\text{př}}$$

Dále počítáme podle vzorců pro daný střídavý výkon, které jsou uvedeny v následující stati.

Výpočet pro daný střídavý výkon

Častěji než pro maximální možný střídavý výkon vypočítáváme koncový stupeň pro určitou požadovanou velikost výkonu, která se řídí předpisy pro udělení koncesí na radioelektrickou vysílací pokusnou stanici.

Návrh začínáme v tomto případě volbou elektronky vhodného výkonu. Bylo již uvedeno, jak takovou elektronku volíme.

Výchozími hodnotami pro výpočet jsou: určený střídavý výkon  $P_1$  a hodnoty zvolené elektronky:  $U_{a0}$ ;  $U'_{g0}$ ;  $U_{g,0}$ ;  $U_{g,0}$ ;  $P_{a\text{př}}$ ;  $S$ ;  $D$  a jiné.

Buzení volíme kritické, úhel otevření  $2\theta = 150^\circ$  ( $\alpha_1 = 0,455$ ;  $\alpha_0 = 0,27$ ).

Výpočet začínáme určením výstupního napětí

$$U_{ma} = \xi U_{a0} = (0,85 \text{ až } 0,95) U_{a0} \quad (27)$$

Hodnotu součinitele volíme podobně jako při výpočtu koncového stupně pro maximální výkon.

Pak určíme proud základní harmonické

$$I_{a1} = \frac{2P_1}{U_{ma}} \quad (28)$$

a odtud požadovanou hodnotu impulsu anodového proudu

$$I_m = 2,2 I_{a1} \quad (29)$$

Stejnoseměrnou složku vypočítáme ze vzorce (20), příkon ze vzorce (23) a anodovou ztrátu ze vzorce (25).

Dále zjistíme, zda  $P_a$  není větší než maximální přípustná hodnota. Je-li větší, musíme použít elektronky s větší anodovou ztrátou.

Potom určíme ze vzorce (26) účinnost anodového obvodu. Požadovaný optimální zatěžovací odpor, t. j. ekvivalentní rezonanční odpor okruhu v anodovém obvodu, vypočítáme ze vzorce (22).

Ukáže-li se, že vypočítaný maximální impuls anodového proudu  $I_m$  je značně menší než nasycený proud  $I_{nas}$  [ $I_m < (0,75 \text{ až } 0,8) I_{nas}$ ] nebo že  $P_1$  je menší než  $P_{jm}$ , t. j. že je elektronky proudově málo využito, pak je účelné použít pro vysilač, pracující v širokém pásmu kmitočtů nebo na vlnách kratších než 25 m, malého anodového napětí a více využít elektronky proudově. Tu se zmenší požadovaný rezonanční odpor  $R_o$ , budeme moci snadněji vyrobit kmitavý okruh a dosáhneme lehce větší účinnosti.

Zmenšení hodnoty anodového napětí  $U_{a0}$  je výhodné také proto, že se při tom značně zjednoduší konstrukce usměrňovače pro vysoké napětí, napájejícího anodové obvody. Při návrhu vysilačů malého výkonu pro třídu C, které pracují pouze v pásmu 160 m, nemusíme výsledky výpočtu přepočítávat, protože jejich elektronky pracují při malých anodových napětích, a proto také není obtížná konstrukce jejich usměrňovače.

Je třeba podotknout, že není účelné ani pro vysilače větších výkonů, pracující v pásmu 160 m, přepočítávat koncový stupeň, zvláště tehdy, nečiní-li získání vysokého anodového napětí obtíže. Pro tyto kmitočty není totiž nesnadné zhotovit kmitavý okruh s dostatečně velkým  $R_o$  a při vysokém anodovém napětí můžeme zvětšit činitele využití anodového

napětí  $\xi = \frac{U_{ma}}{U_{a0}}$  (zvolíme-li na př.  $\xi = 0,95$ ), čímž opět poněkud zvětšíme účinnost koncového stupně.

Dostí často vycházíme místo ze střídavého výkonu z příkonu  $P_o$ . V takovém případě nejdříve vypočítáme stejnosměrnou složku anodového proudu

$$I_{a0} = \frac{P_o}{U_{a0}}$$

Dále určíme velikost maximálního impulsu

$$I_m = 3,7 I_{a0}$$

a potom provedeme celý výpočet podle vzorců uvedených při výpočtu koncového stupně pro maximální výkon (vzorce 19 až 26).

## Obvod stínící mřížky

V mnoha případech napájíme stínící mřížku elektronky koncového stupně ze společného usměrňovače přes odpor nebo s pomocí děliče napětí. V obou případech musíme znát pro určení hodnot odporů v obvodu stínící mřížky a výkonu napájecího zařízení velikost stejnosměrné složky proudu v obvodu stínící mřížky  $I_{g,0}$ .

Tento proud můžeme vypočítat ze vzorce

$$I_{g,0} = (0,15 \text{ až } 0,25) I_{a0} \quad (30)$$

a hodnota odporu

$$R = \frac{U_{a0} - U_{g,0}}{I_{g,0}} \quad (31)$$

## Výkon zdroje anodového proudu

Napájíme-li anodový obvod a obvod stínící mřížky ze společného zdroje, rovná se výkon  $P_{zd}$ , který musí tento zdroj dodávat, součtu výkonů potřebných pro oba obvody

$$P_{zd} = U_{a0} I_{a0} + U_{g,0} I_{g,0} = U_{a0} (I_{a0} + I_{g,0}) \quad (32)$$

Napájíme-li vysilač z usměrňovače, máme na zřeteli jeho účinnost  $\eta_u$ . Účinnost výbojkového usměrňovače i se síťovým transformátorem je 70 až 75 % a účinnost elektronkového usměrňovače je 60 až 70 %. Příkon usměrňovače  $P_u$ , na který musíme dimenzovat transformátor, je větší než výkon  $P_{zd}$ , potřebný pro obvod anody a stínící mřížky vysilače, a je

$$P_u = \frac{P_{zd}}{\eta_u} = \frac{P_{zd}}{(0,60 \text{ až } 0,75)} \quad (33)$$

Napájíme-li stínící mřížku ze zvláštního zdroje proudu (na př. ze síťového zdroje, napájecího mezistupně), tu máme při jeho výpočtu na zřeteli výkon potřebný pro obvod stínící mřížky.

## Obvod řídicí mřížky

Impuls anodového proudu určité velikosti s příslušným úhlem otevření  $2\theta$  získáme jen tehdy, přivedeme-li k řídicí mřížce zcela určité budicí napětí  $U_{mb}$  a záporné předpětí  $U_{g0}$ .

Potřebné k tomu hodnoty  $U_{mb}$  a  $U_{g0}$  můžeme vypočítat ze vzorců (úhel otevření  $2\theta$  je zvolen  $150^\circ$ ):

$$U_{mb} = 1,2 \left( \frac{I_m}{0,74 S} + D U_{ma} \right) \quad (34)$$

$$U_{g0} = U'_{g0} - 0,26 U_{mb} \quad (35)$$

Použijeme-li v koncovém stupni pentody, můžeme vzorec pro  $U_{mb}$  poněkud zjednodušit:

$$U_{mb} = 1,6 \frac{I_m}{S} \quad (34')$$

Ve vzorcích pro určení  $U_{mb}$  je opravný součinitel 1,2, který vyjadřuje zmenšení strmosti  $S$  pro zatíženou elektronku.

Koncový stupeň je charakterisován tím, že se k řídicí mřížce jeho elektronky přivádí poměrně veliké budicí napětí  $U_{mb}$ . Proto je po určité době na mřížce napětí kladné a jejím obvodem protéká mřížkový proud  $I_{g0}$ , jenž má impulsový charakter, ale s daleko menším úhlem otevření, než má anodový proud.

Stejnoseměrnou složku mřížkového proudu  $I_{g0}$  můžeme určit ze vzorců

$$I_{g0} = (0,1 \text{ až } 0,15) I_{a0} \quad (36)$$

pro triody a

$$I_{g0} = (0,05 \text{ až } 0,08) I_{a0} \quad (36')$$

pro pentody.

Proud v mřížkovém obvodu protéká ve směru šipky (obr. 13a) a můžeme jej změřit miliampérmetrem  $mA$ .

Stejnoseměrné složky mřížkového proudu můžeme použít pro získání záporného předpětí  $U_{g0}$ . Zapojíme proto v obvodu řídicí mřížky do serie s vysokofrekvenční tlumivkou  $TL_1$  také odpor  $R_g$ . Průchodem proudu  $I_{g0}$  vzniká na něm úbytek napětí s polaritou vyznačenou na obr. 13a.

Velikost odporu  $R_g$  vypočítáme ze vzorce

$$R_g = \frac{U_{g0}}{I_0} \quad (37)$$

Odebíráme-li  $U_{g0}$  ze zvláštního zdroje proudu přes dělič napětí (obr. 13b), musíme při výpočtu odporů děliče počítat s mřížkovým proudem  $I_{g0}$  a zvolit hodnoty odporů tak, aby proud  $I_n$  protékající děličem byl 4 až 5krát větší než mřížkový proud. Tak dostaneme

$$R_1 = \frac{U_{g0}}{5 I_{g0}}; R_2 = \frac{U_{bg} - U_{g0}}{4 I_{g0}} \quad (38)$$

kde je  $U_{bg}$  napětí baterie (usměrňovače) mřížkového předpětí.

Předpětí můžeme získat také s pomocí katodového proudu (obr. 13c).

Tehdy je

$$R_k = \frac{U_{g0}}{I_{a0} + I_{g0} + I_{g0}} \quad (39)$$

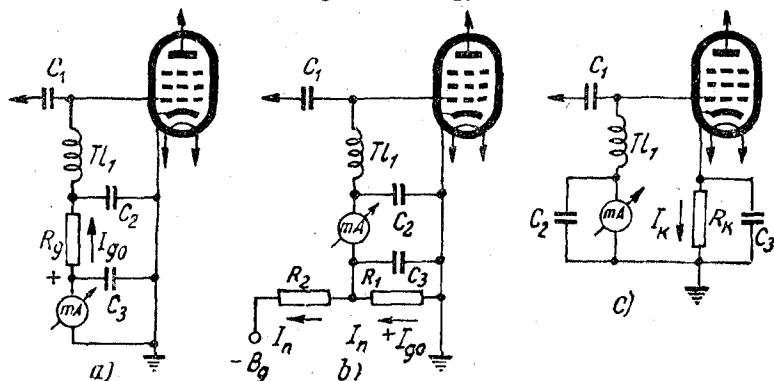
Zde si musíme uvědomit, že skutečná hodnota anodového napětí  $U_{a0}$ , měřená mezi anodou a katodou elektronky, bude menší o hodnotu  $U_{g0}$  vzhledem k napětí anodového zdroje. Proto napětí zdroje musí být

$$U_{zd} = U_{a0} + U_{g0} \quad (40)$$

Mřížkový proud znamená určitou ztrátu výkonu v mřížkovém obvodu. Tento výkon dodává předzesilovací stupeň a jeho výpočet má velký

význam, protože určuje výkon celého stupně, budícího koncovou elektronku. Ztrátu výkonu v mřížkovém obvodu vypočítáme ze vzorce

$$P_g = U_{mb} I_{g0} \quad (41)$$



Obr. 13. Zavedení záporného předpětí k řídicí mřížce elektronky koncového stupně

#### Příklad výpočtu<sup>1)</sup>

Vypočítáme koncový stupeň vysilače osazeného pentodou LS 50 pro střídavý výkon v anteně  $P_A = 50$  W.

Hodnoty elektronky LS 50 jsou tyto:

$U_{a0} = 1000$  V,  $U'_{g0} = -35$  V,  $U_{a0} = 300$  V,  $U_{g0} = 0$ ,  $I_e = 460$  mA,  $S = 5$  mA/V,  $D = 0,004$ ,  $P_{a\text{pt}} = 40$  W.

Předpokládáme, že účinnost laděného okruhu v anodovém obvodu koncového stupně je 80 % ( $\eta_k = 0,8$ ). Pak je plný střídavý výkon

$$P_1 = \frac{P_A}{\eta_k} = \frac{50}{0,8} = 62,5 \text{ W}$$

Anodové napětí volíme  $U_{a0} = 1000$  V, pracovní podmínky ve stavu kriticky vybuzeném,  $\xi = 0,9$  a úhel otevření  $2\theta = 150^\circ$ .

Výstupní napětí

$$U_{ma} = \xi \cdot U_{a0} = 0,9 \cdot 1000 = 900 \text{ V}$$

Proudy

$$I_{a1} = \frac{2P_1}{U_{ma}} = \frac{2 \cdot 62,5}{900} = 0,139 \text{ A}$$

$$I_m = 2,2 I_{a1} = 2,2 \cdot 0,139 = 0,32 \text{ A}$$

$$I_{a0} = 0,27 I_m = 0,27 \cdot 0,32 = 0,086 \text{ A}$$

Optimální odpor okruhu

$$R_{e\text{opt}} = \frac{U_{ma}}{I_{a1}} = \frac{900}{0,139} = 6500 \Omega$$

<sup>1)</sup> Oba příklady uvedené v knize jsou přepočítány pro elektronky, které amatéři mohou koupit na domácím trhu (pozn. překl.).

Příkon

$$P_0 = I_{a0} U_{a0} = 0,086 \cdot 1000 = 86 \text{ W}$$

Anodová ztráta

$$P_a = P_0 - P_1 = 86 - 62,5 = 23,5 \text{ W}$$

Anodová ztráta je menší než přípustná hodnota  $P_{a\text{př}} = 40 \text{ W}$ , a proto pracovní podmínky nejsou pro elektronku nebezpečné.

Účinnost

$$\eta = \frac{P_1}{P_0} = \frac{62,5}{86} = 0,78 \text{ neboli } 78 \%$$

Proud stínící mřížky

$$I_{g2,0} = 0,25 I_{a0} = 0,25 \cdot 0,086 = 0,0215 \text{ A} = 21,5 \text{ mA}$$

Velikost srážecího odporu

$$R_{g2} = \frac{U_{a0} - U_{g2,0}}{I_{g2,0}} = \frac{1000 - 300}{0,0215} = 32\,500 \, \Omega$$

Výkon dodávaný síťovým zdrojem

$$P_{zd} = U_{a0} (I_{g2,0} + I_{a0}) = 1000 \cdot 0,1075 = 107,5 \text{ W}$$

Budicí napětí

$$U_{mb} = 1,6 \frac{I_m}{S} = 1,6 \cdot \frac{0,32}{0,005} = 102,4 \text{ V}$$

neboť strmost

$$S = 5 \text{ mA/V} = 0,005 \text{ A/V}$$

Předpětí řídicí mřížky

$$U_{g0} = U'_{g0} - 0,26 U_{mb} = -35 - 0,26 \cdot 102,4 = -35 - 26,6 \doteq -62 \text{ V}$$

Stejnoseměrná složka mřížkového proudu

$$I_{g0} = 0,08 I_{a0} = 0,08 \cdot 0,086 = 0,0069 \text{ A}$$

Hodnota svodového odporu

$$R_g = \frac{U_{g0}}{I_{g0}} = \frac{62}{0,0069} = 9000 \, \Omega$$

Ztráta řídicí mřížky

$$P_g = U_{mb} I_{g0} = 102,4 \cdot 0,0069 = 0,71 \text{ W}$$

Velmi často musí koncový stupeň pracovat s úhlem otevření  $180^\circ$ . Výpočet stupně pro tento úhel se ničím neliší od provedeného výpočtu s výjimkou vzorců: (19), který má pro hodnotu  $2\theta = 180^\circ$  tvar  $I_{a1} = 0,51 I_m$ , (20) ...  $I_{a0} = 0,32 I_m$ ,

(29) ...  $I_m = 2 I_{a1}$ , (34) ...  $U_{mb} = 1,2 \frac{I_m}{S}$  a vzorec (35) má tvar  $U_{g0} = U'_{g0}$ .

## 5. Zapojení a jejich prvky

### Kmitavý okruh

Ekvivalentní odpor kmitavého okruhu závisí na hodnotách jeho indukčnosti  $L$ , kapacity  $C$  a činného odporu  $R_k$ . Můžeme jej vypočítat ze vzorce

$$R_0 = 1000000 \frac{L}{R_k C} \quad [\Omega; \mu\text{H}, \Omega, \text{pF}] \quad (42)$$

Do činného odporu  $R_k$  zahrnujeme nejen odpor cívky  $r_k$  pro proudy vysokého kmitočtu, ale i různé přídatné odpory  $r_z$ , způsobující ztráty (ztráty v dielektriku, v blízko umístěných kovových předmětech atd.), a odpor předvedený z antenního obvodu  $r_{př}$

$$R_k = r_k + r_{př} + r_z$$

Poměr odporu vneseného antenním obvodem  $r_{vn}$  a k celkovému odporu okruhu nazýváme účinností okruhu

$$\eta_k = \frac{r_{př}}{r_k + r_{př} + r_z} \quad (43)$$

Ze vzorce  $R_e = \frac{L}{CR}$  vidíme, že požadovaný ekvivalentní odpor okruhu

můžeme získat volbou hodnot  $L$  a  $C$ . Je ovšem přirozené, že musíme  $L$  a  $C$  měnit tak, aby okruh zůstal stále naladěný na určitý kmitočet. Avšak tohoto způsobu nastavení  $R_e$  se prakticky ve vysilačích nepoužívá pro jeho složitost.

Značně pohodlněji dosáhneme požadované hodnoty  $R_e$  změnou vazby elektronky s okruhem, což můžeme snadno provést posuvnou odbočkou (obr. 14). Hodnota rezonančního odporu okruhu mezi body  $a, b$  (obr. 14) bude v tomto případě

$$R_e = \left(\frac{L'}{L}\right)^2 R_e \quad (44)$$

Obr. 14. Nastavování  $R_e$  posuvnou odbočkou

kde je  $R_e$  plný rezonanční (ekvivalentní) odpor okruhu.

Přesto se tohoto způsobu nepoužívá na vlnách kratších než 25 až 30 m, protože v tomto vlnovém rozsahu je  $R_e$  malý i u nezatiženého okruhu a vlivem vnesených odporů klesá ještě více.

Výsledný ekvivalentní odpor je na vlnách 10 až 14 m dokonce menší než potřebný optimální odpor. Proto zde zřídka dosáhneme kritického stavu vybudování, a tudíž i určeného výkonu.

$R_e$  můžeme zvětšit tím, že zlepšíme jakost okruhu, a také tím, že zmenšíme na minimum jeho kapacity. Učiníme-li tak, bude jeho rezonanční odpor již dostatečně veliký. Protože  $R_e$  můžeme měnit v širokém rozsahu tím, že měníme hodnotu vnášeného odporu, dosáhneme snadno potřebné hodnoty rezonančního odporu volbou vazby okruhu s antenou. Při tomto způsobu nastavení  $R_e$  je vazba okruhu s antenou dosti těsná; tím se zvětšuje účinnost a výkon dodávaný vysilačem do anteny.

Pro amatérské krátkovlnné vysilače určené pro vlny 20 m a kratší konstruujeme okruh koncového stupně tak, aby jeho kapacita byla co nejmenší a požadovaný optimální odpor  $R_{e, opt}$  nastavíme volbou vazby okruhu s antenou. Nedoporučuje se volit vazbu příliš těsnou, protože pak se  $R_e$  náhle zmenší a koncový stupeň bude ve stavu nedobuzeném; tím



se zmenší i jeho výkon. Účinnost zesilovače se také zmenší a tím se zvětší anodová ztráta; anoda elektronky se začne silně ohřívat a elektronka se může poškodit.

Pro pásmo 40 m je vhodné zvolit kapacitu okruhu velikosti 40 až 50 pF, pro pásmo 160 m kolem 100 až 120 pF.

Abychom dosáhli co nejmenších ztrát v cívice okruhu, je nejlepší zhotovit ji z postříbřeného měděného drátu, pokud možno tlustého (3 až 5 mm), nebo z měděné trubky buď jako samonosnou (bez kostry), nebo s rozpěrkami. Blízko cívky okruhu (nejméně ve vzdálenosti rovnající se jejímu průměru) se nedoporučuje umísťovat jakékoliv součástky, zvláště ocelové stínící kryty.

Zhotovíme-li cívku podle uvedených pokynů, bude účinnost okruhu v anodovém obvodu koncového stupně přibližně 60 až 80 %; bude tím větší, čím delší vlny použijeme a čím větší je výkon vysilače.

### Způsoby napájení

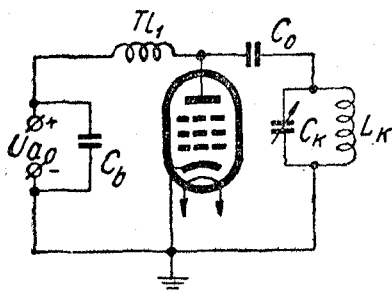
Laděný okruh v anodovém obvodu zesilovače může být napájen buď seriově (obr. 11), je-li okruh zapojen do serie se zdrojem anodového proudu nebo paralelně (obr. 15), jsou-li cesty stejnosměrného a střídavého proudu rozděleny.

Každé z těchto zapojení má své přednosti a nedostatky. Předností seriového napájení je, že paralelně k elektronce a okruhu nejsou zapojeny žádné jiné prvky, které by zhoršovaly jakost okruhu. Ale okruh má plné anodové napětí proti zemi, což je nevýhodné s hlediska konstrukce a kromě toho je operátor v nebezpečí, seřizuje-li vysilač.

Paralelní napájení (obr. 15) nemá tento nedostatek. Podle tohoto zapojení je stejnosměrný proud přiváděn k elektronce vysokofrekvenční tlumivkou  $T_L$ . Oddělovací kondensátor  $C_0$  zabráňuje stejnosměrnému proudu, aby nevnikl do okruhu. Střídavou složku anodového proudu kondensátor však do okruhu propouští. V cestě směrem k síťovému zdroji jí stojí tlumivka  $T_L$ .

Kondensátor  $C_0$  a tlumivka  $T_L$  mají pro činnost zesilovače velký význam, a proto na ně klademe velké požadavky. Kapacita kondensátoru má být dostatečně velká, aby jeho odpor pro střídavou složku anodového proudu byl malý a aby na něm nevznikal velký úbytek napětí vysokého kmitočtu. Prakticky se používá na krátkých vlnách oddělovacího kondensátoru s hodnotou v mezích 3000 až 5000 pF.

Kondensátor musí být dimensován na napětí stejné nebo větší, než je napětí zdroje anodového proudu.



Obr. 15. Schema paralelního napájení

Složitější je výpočet tlumivek, zvláště tehdy, má-li vysilač pracovat v širokém kmitočtovém pásmu.

Protože velikosti oddělovacího kondensátoru  $C_0$  a blokovacího kondensátoru  $C_b$  jsou značné, je vlastně vysokofrekvenční tlumivka připojena paralelně ke kmitavému okruhu, a proto jí prochází část proudu vysokého kmitočtu, způsobující přídavné ztráty energie. Čím větší je tento proud, tím více energie se ztratí v tlumivce a tím menší výkon bude dávat laděný okruh. Abychom ztráty omezili co nejvíce, zhotovíme tlumivku tak, aby její odpor pro proudy vysokého kmitočtu byl co největší.

Ve skutečnosti je činnost tlumivky dobrá jen v poměrně úzkém kmitočtovém pásmu, na př. mezi  $\lambda_0$  a  $1,5 \lambda_0$ , a poněkud horší pro 2 až  $2,5 \lambda_0$ .  $\lambda_0$  je zde vlastní vlnová délka tlumivky. Na vlnách kratších než  $\lambda_0$  nechová se již jako indukčnost, ale jako kapacita a na vlnách delších se její indukční odpor zmenšuje, a proto jí prochází značná část proudů vysokého kmitočtu. Jak vidíme, je vlnový rozsah vysilače s paralelním napájením omezen tak, že jeho minimální vlnová délka nemá být kratší, než je  $\lambda_0$  tlumivky (v krajním případě  $0,8 \lambda_0$ ), a maximální má být v mezích  $1,5$  až  $2 \lambda_0$ . Tak na př., je-li  $\lambda_0$  tlumivky 13 m, může být vlnový rozsah vysilače od 13 do 20 až 26 m. Amatérská pásma jsou rozložena v širším vlnovém rozsahu. Proto dosáhneme nejlepších výsledků, použijeme-li pro každé amatérské pásmo samostatné tlumivky.

Vlastní vlnovou délku tlumivky můžeme určit ze vzorce

$$\lambda_0 = 3,2 l \quad (45)$$

kde je  $l$  [m] délka drátu, jímž je navinuta tlumivka.

Vlastní kapacita tlumivky (kapacita mezi závity) při paralelním zapojení k okruhu zvětšuje jeho počáteční kapacitu. To způsobuje zúžení okruhem propouštěného pásma a kromě toho se tím zmenšuje jeho ekvivalentní odpor  $R_e$ . To je velmi nežádoucí, zvláště pro nejkratší amatérská pásma (10, 14 a 20 m), kde okruh sám má nedostačující hodnotu  $R_e$ .

Abychom zmenšili vlastní kapacitu tlumivky, navijíme ji na dlouhou kostru malého průměru.

Vždy však je nejlepší sestrojiti v amatérském krátkovlnném vysilači s paralelním napájením pro každé pásmo samostatnou tlumivku. Navijíme ji jednovrstvově na keramickou kostru průměru 15 až 20 mm drátem délky rovnající se přibližně 0,25 délky vlny, t. j. pro pásmo 40 m drátem délky 10 m, pro pásmo 20 m délky 5 m atd. Použijeme drátu průměru 0,25 až 0,35 mm izolovaného hedvábím.

Tlumivky, zapojované do mřížkových obvodů elektronek, navijíme na keramickou kostru průměru 8 až 12 mm smaltovaným drátem průměru 0,1 až 0,15 mm.

Pro pásmo 80 m a delší vlny se tlumivky dělají několikavrstvové, dělené na sekce, aby se zmenšily jejich rozměry. Šířka každé sekce je 3 až 4 mm, vnitřní průměr je 5 až 10 mm a vnější průměr 10 až 25 mm;

vinutí je křížové s dvěma kříženími na závit nebo „divoké“ a je umístěno mezi čely z tenkého velmi jakostního izolantu. Jednotlivé sekce jsou rozloženy na keramickém válečku nebo tyčince ve vzdálenosti 3 až 6 mm a zapojují se za sebou. Takováto tlumivka mívá 3 až 5 sekcí. Použijeme smaltovaného, hedvábním jednou opředeného drátu průměru 0,1 až 0,25 mm podle proudu procházejícího tlumivkou.

Musíme-li tlumivky použít v širokém kmitočtovém pásmu, má být délka drátu, z něhož je tlumivka navinuta, přibližně  $0,4 \lambda_{\min}$ . Pro vlnové délky 40 m a menší se tlumivka vine obvykle jednovrstvově, v sekcích, a šířka sekcí se zvětšuje počínajíc tím koncem, který má vř potenciál. Má-li být tlumivky použito i pro vlnové délky 80 až 160 m, děláme ji kombinovanou: K popsané tlumivce pro kratší vlny přidáme jednu nebo dvě několikavrstvové sekce.

Na vysokofrekvenční tlumivky, zapojované do přívodu stejnosměrného proudu při seriovém napájení, tak velké požadavky neklademe, protože nemají vliv na činnost okruhu. Je jen důležité, aby měly dostatečně velký odpor. Délku drátu volíme v tomto případě 0,2 až 0,3  $\lambda_{\min}$ .

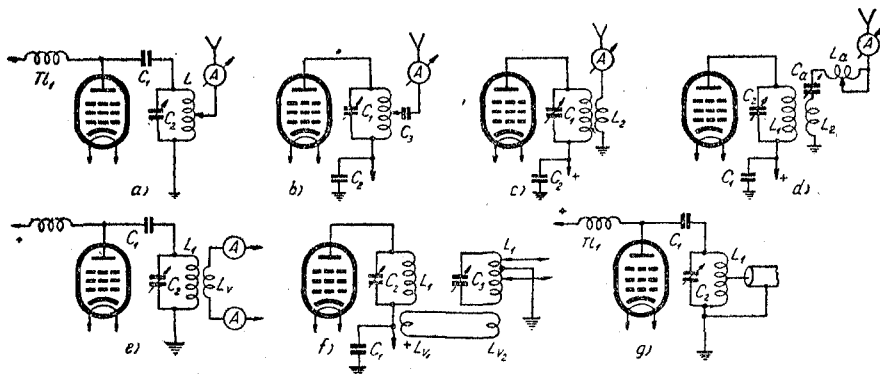
Z uvedeného plyne, že v krátkovlnných vysilačích určených pro vlny kratší než 20 m nebo pro široké kmitočtové pásmo je vhodnější použít seriového napájení.

V ostatních případech použijeme raději napájení paralelního, protože není tak nebezpečné pro operátora.

### Vazba s antenou

Volba druhu vazby anteny s okruhem koncového stupně vysilače závisí ve velké míře jak na konstrukci anteny, tak i na zapojení koncového stupně.

Na obr. 16 jsou uvedeny různé druhy vazby. Zapojení podle obr. 16a, ve kterém je antena připojena přímo k okruhu, je nejjednodušší. Takové vazby použijeme jen tehdy, je-li koncový stupeň napájen paralelně a je-li



Obr. 16. Různá provedení vazby s antenou

antena dipólem, napájeným stejnorodým napaječem s postupnou vlnou, nebo tyčí délky  $\frac{1}{4} \lambda$ . Napájíme-li koncový stupeň seriově, použijeme zapojení podle obr. 16b. Liší se od předcházejícího tím, že je do serie s antenou zapojen kondensátor  $C_3$  kapacity 500 až 1000 pF, který izoluje antenu od vysokého stejnosměrného napětí na okruhu. V obou schemech se stupeň vazby s antenou reguluje posunováním antenní odbočky po cívce laděného okruhu v anodovém obvodu. Velikost proudu v anteně můžeme kontrolovat tepelným ampérmetrem — měřidlem s thermoelektrickým článkem — nebo jen přibližně malou žárovkou (2 až 6 V), zapojenou v serii s antenou.

Zapojení s induktivní vazbou (obr. 16c) je vhodnější než zapojení s přímou vazbou, protože umožňuje plynulou změnu vazby anteny s okruhem pouhým přemístěním vazební cívky  $L_2$  vzhledem k cívce okruhu ve směru rovnoběžném s její osou nebo kolmo k ní. Vazbu můžeme měnit knoflíkem na čelním panelu. Zjednodušíme tím ladění, zajistíme operátora před náhodným popálením proudu vysokého kmitočtu a usnadňujeme přeladování vysilače. Zapojení podle obr. 16c můžeme použít pro tytéž anteny jako v předcházejících případech.

Použijeme-li jako anteny tyče nebo dráty, jejichž délka je jiná než  $\frac{1}{4} \lambda$ , zapojíme do serie s antenou cívku  $L_a$  nebo kondensátor  $C_a$  (obr. 16d), kterými vyladíme antenu do resonance. Cívkou použijeme tehdy, je-li délka antenního vodiče (nebo tyče) menší než  $\frac{1}{4}$  délky vlny ( $l < \frac{1}{4} \lambda$ ), a kondensátoru  $C_a$  tehdy, je-li délka antenního vodiče větší než  $\frac{1}{4} \lambda$ . Často zapojujeme zároveň cívku i kondensátor; tu vyladíme hrubě antenní obvod změnou indukčnosti (po skocích), a pak jej přesně naladíme plynulou změnou kapacity kondensátoru  $C_a$  do resonance.

Souměrné anteny s dvoudrátovým napaječem, napájeným proudem, vážeme s okruhem nejvýhodněji induktivně, viz obr. 16e. Vazební cívka  $L_v$  má 1 až 2 závity a pro zmenšení kapacitních vazeb, jež vnášejí do napaječe nesouměrnost, umísťujeme ji na straně uzemněného konce cívky okruhu.

Je-li souměrná antena s dvoudrátovým napaječem buzena napětím, nebo má-li napaječ poměrně velký vlnový odpor (500 až 700  $\Omega$ ), musíme použít složitějšího zapojení podle obr. 16f. Zde již používáme dvou laděných okruhů, mezi nimiž je vazební článek. Vazební cívkou  $L_{v1}$  a  $L_{v2}$  mají mít pokud možno malou indukčnost (1 až 2 závity) a vazbu mezi nimi tvoří souosý kabel nebo stočené dráty (šňůry). Druhý okruh může být podle potřeby dosti značně vzdálen od vysilače (1 až 2 m).

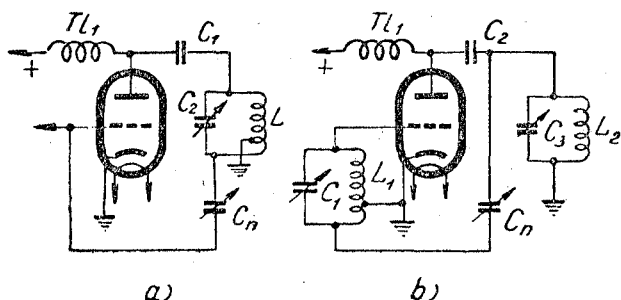
Druhý okruh zlepšuje filtraci harmonických, které vznikají v anodovém obvodu, a tím značně zmenšuje počet poruch, způsobených vysilačem na kratších vlnách (na př. na 20 m při vysílání na 40 m). Přídavná ztráta výkonu, vznikající zapojením druhého okruhu, je malá a je asi 8 až 10 % celkového užitečného výkonu.

Na obr. 16g je zakresleno zapojení pro napájení anteny souosým kabelem. Je-li koncový stupeň napájen seriově, pak musíme do serie s ka-

belem zapojit oddělovací kondensátor velikosti 3000 až 5000 pF nebo použít induktivní vazby.

Správná volba velikosti vazby s antenou má veliký význam pro získání požadovaného výkonu stupně a dosažení jeho nejlepších pracovních podmínek.

Mnozí amatéři se chybně domnívají, že čím je těsnější vazba anteny s okruhem koncového stupně, tím větší výkon dodává stupeň do anteny. Ale, jak jsme již viděli, změna velikosti vazby má značný vliv na pracov-



Obr. 17. Neutralizační zapojení

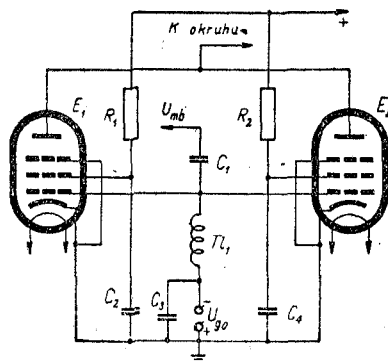
ní podmínky stupně tím, že se mění velikost odporu vnášeného do okruhu. Při velmi těsné vazbě vnášíme do okruhu velký odpor; ekvivalentní rezonanční odpor okruhu  $R_0$  se značně zmenší, zesilovač bude ve stavu nedobuzeném. Tím se zmenší střídavý výkon v laděném okruhu anodového obvodu zesilovače a tím i výkon dodávaný do anteny. Proto k dosažení velké účinnosti zesilovače a maximálního výkonu v anteně vážeme antenu s okruhem tak, aby koncový stupeň byl kriticky vybuzen nebo málo přebuzen.

### Neutralisace

V krátkovlnných vysilačích výkonu 300 až 400 W a většího se často používá triod. Vnitřní kapacita mezi anodou a mřížkou  $C_{ag}$  je u triod, jak víme, velká a může způsobit nežádoucí vazby, které vedou k rozkmitání elektronky nebo k nespolehlivé činnosti stupně, k vměšujícímu se příjmu negativního signálu a také k prudkému zhoršení jakosti modulace atd. Abychom odstranili nežádoucí vazby vznikající kapacitou  $C_{ag}$ , používáme ve vysilačích zvláštního zapojení pro neutralisaci. Dvě nejrozšířenější jsou nakreslena na obr. 17.

Podstata činnosti obou zapojení tkví v tom, že vedeme z anodového obvodu do mřížkového (obr. 17a) nebo naopak z mřížkového do anodového (obr. 17b), podle provedení neutralisace, přes zvláštní neutralizační kondensátor  $C_n$  kapacity asi 30 až 50 pF stejně velký proud, ale opačné fáze, než má proud procházející kapacitou  $C_{ag}$ . Tento proud při průchodu

mřížkovým obvodem v něm vyvolá napětí stejné velikosti, ale opačné fáze, než má napětí vznikající působením proudu procházejícího kapacitou  $C_{ag}$  a tím kompenzuje (neutralisuje) jeho účinek. Žádanou fázi proudu v neutralizačním obvodu získáme příslušným zapojením okruhu (obr. 17), k němuž je připojen kondensátor  $C_n$ . Volba velikosti neutralizačního kondensátoru  $C_n$  má vliv na činnost celého zapojení.



Obr. 18. Paralelně zapojené elektronky

Podle zapojení neutralizačního kondensátoru rozeznáváme dva druhy neutralisace: anodovou (obr. 17a) a mřížkovou (obr. 17b). Co do jakosti neutralisace jsou obě zapojení rovnocenná, ale s hlediska konstrukce je vhodnější neutralisace anodová, protože v tomto zapojení je na neutralizačním kondensátoru menší vysokofrekvenční napětí než u mřížkové neutralisace.

Stojí za zmínku, že ve vysilačích pro velmi vysoké kmitočty (28 Mc/s a vyšší) používáme často neutralisace i ve stupních osazených pentodou, protože při těchto kmitočtech je kapacita  $C_{ag}$  pentody již dostatečně velká, aby způsobila nežádoucí vazby.

## Paralelní zapojení elektronek

Při paralelním zapojení elektronek (obr. 18) zůstávají hodnoty anodového napětí  $U_{a0}$ , mřížkového předpětí  $U_{g0}$ , budicího napětí  $U_{mb}$  a také zvoleného úhlu otevření  $2\theta$ , účinnosti  $\eta$ , činitele využití anodového napětí  $\xi$  a též napětí  $U_{ma}$  stejné jako při použití jedné elektronky.

Maximální impuls anodového proudu  $I_m$ , proud základní harmonické  $I_{a1}$  a stejnosměrná složka  $I_{g0}$  se zvětšují tolikrát, kolik elektronek je zapojeno paralelně. Stejně se zvětší střídavý výkon  $P_1$  a příkon  $P_0$  a také mřížkový proud a ztráta v mřížkovém obvodu.

Potřebný ekvivalentní odpor okruhu  $R_{e, opt}$  a odpor mřížkového svodu  $R_g$  se musí zmenšit tolikrát, kolik elektronek je zapojeno vedle sebe, poněvadž ve stejném poměru se zvětšily příslušné proudy.

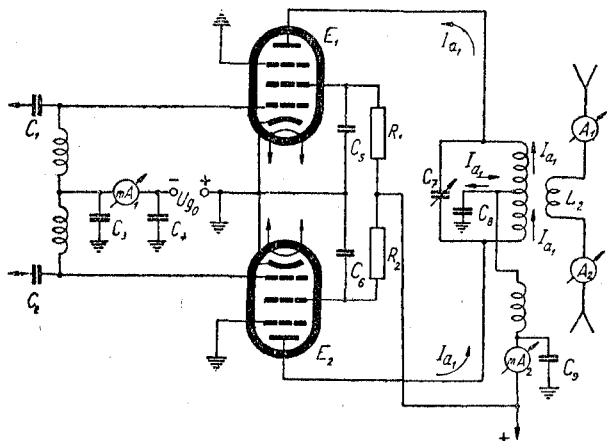
Výkon se však při paralelním zapojení prakticky nezvětší úměrně počtu zapojených elektronek, ale o něco méně [viz vzorec (16)]. Je to proto, že za prvé elektronky nejsou úplně stejné a za druhé vzniká nesusměrnost působením spojovacích vodičů.

Příčina, jež způsobuje zmenšení výkonu při nesusměrnosti je v tom, že vodiče proudů vysokého kmitočtu nejsou stejně dlouhé a tím na nich vzniká různý úbytek napětí. Pak dostaneme na řídicích mřížkách a anodách elektronek střídavá napětí nestejně velikosti a elektronky pracují za různých podmínek; dává-li totiž jedna elektronka maximální výkon,

je výkon druhé elektronky menší. Kromě toho to vede při nejvyšších kmitočtech k nesejnosti fází. To všechno zmenšuje celkový výkon, dodávaný stupněm.

Abychom zmenšili nesejnost, zapojíme elektronky tak, aby vodiče proudů vysokého kmitočtu od stejnojmenných elektrod byly stejně dlouhé.

Zvětšujeme-li počet paralelně zapojených elektronek, zmenšujeme stabilitu stupně a napomáháme vzniku různých parazitních kmitů. Proto



Obr. 19. Dvojčinné zapojení

není vhodné na krátkých vlnách zapojovat vedle sebe více než dvě elektronky. Aby se zvětšila stabilita stupně, zapojíme stínící mřížky obou elektronek podle obr. 18 a kromě toho provedeme jiná opatření, o nichž pojednáváme v kap. VI.

Při výpočtu stupně s dvěma paralelně zapojenými elektronekami musíme při výpočtu velikosti budicího napětí místo strmosti  $S$  dosadit dvojnásobnou hodnotu  $2S$ .

Musíme mít na zřeteli, že se zároveň dvojnásobně zvětší nasycený proud  $I_{nas}$  nebo emisní proud kathydy  $I_e$  a také přípustná anodová ztráta  $P_a$  př.

Jinak se postupuje při výpočtu podle uvedených již vzorců.

### Dvojčinné zapojení

Tohoto zapojení (obr. 19) se v amatérských krátkovlnných vysilačích používá velmi často.

Anodové napětí  $U_{a0}$  a předpětí  $U_{g0}$  volíme v tomto zapojení stejné jako u obyčejného jednoduchého zapojení. Budicí napětí přivádíme k řídicím mřížkám elektronek v protifázi; je-li totiž na mřížce první elektrony

kladná půlvlna budicího napětí, je na mřížce druhé elektronky záporná půlvlna budicího napětí. Pak se objeví v anodovém obvodu první elektronky proudový impuls a v druhé elektronce zároveň proud zanikne a naopak, zanik-li proud v první elektronce, druhá elektronka se otevře a jejím anodovým obvodem protéká proudový impuls. Elektronky pracují střídavě a proudy základní harmonické v jejich anodových obvodech jsou v protifázi. Kmitavý okruh pracuje v tomto zapojení tak, že jeho střední bod má nulové vysokofrekvenční napětí a oba proti sobě ležící konce se připojují k anodám elektronek. Při tomto zapojení nastává „obracení“ fáze a proudy základních harmonických procházejí okruhem stejným směrem, kdežto v napájecím vodiči je jejich směr opačný, a proto se ruší. Proud základní harmonické prochází tedy v dvojitinném zapojení obvodem skládajícím se ze dvou elektronek a kmitavého okruhu v serii, ale neprotéká napájecími obvody. Na obr. 19 jsou směry proudů v každé větvi a v celkovém obvodu naznačeny šipkami.

Stejnosměrné složky anodového proudu  $I_{a0}$  se ve společném vodiči skládají a výsledný proud  $I'_{a0}$  v napájecích obvodech

$$I'_{a0} = 2 I_{a0} \quad (46)$$

Abychom dosáhli kritického vybuzení, má se napětí na anodě každé elektronky, objevující se střídavě na horní a dolní polovině okruhu, rovnat napětí  $U_{ma}$ , stejně jako u jednoduchého zapojení. Proto celkové střídavé napětí na okruhu  $U_{mk}$  je ve srovnání s výstupním napětím na okruhu u jednoduchého zapojení dvojnásobné

$$U_{mk} = 2 U_{ma} \quad (47)$$

Protože proud základní harmonické  $I_{a1}$  zůstává stejný, bude pro dosažení dvojnásobného výstupního napětí optimální ekvivalentní odpor okruhu dvakrát větší než u jednoduchého zapojení a čtyřikrát větší než při paralelním zapojení dvou elektronek

$$R'_{e \text{ opt}} = \frac{U_{mk}}{I_{a1}} = \frac{2 U_{ma}}{I_{a1}} = 2 R_{e \text{ opt}} \quad (48)$$

Střídavý výstupní výkon bude také dvojnásobný

$$P'_1 = \frac{U_{mk} I_{a1}}{2} = \frac{2 U_{ma} I_{a1}}{2} = 2 P_1 \quad (49)$$

Tak při použití dvojitinného zapojení se ve srovnání s jednoduchým zapojením dvojnásobně zvětší: užitečný výkon  $P_1$ , příkon  $P_0$ , stejnosměrná složka proudu  $I_{a0}$ , výstupní napětí  $U_{mk}$ , potřebný ekvivalentní odpor okruhu  $R_{e \text{ opt}}$ , napětí a výkon potřebný pro vybuzení stupně a také stejnosměrná složka mřížkového proudu  $I_{g0}$ . Zbývající hodnoty:  $U_{a0}$ ,  $U_{g0}$ ,  $I_{a1}$ ,  $2\theta$ ,  $\xi$  a  $\eta$  zůstávají beze změny.

Ve skutečnosti se střídavý výkon při dvojitinném zapojení nezvětší dvakrát, ale asi o 70 až 80 %. To je způsobeno, podobně jako u para-



lelního zapojení elektronek, nestejností elektronek a také nesnadno splnitelnou podmínkou přesné souměrnosti zapojení.

Zvláště obtížné bývá vyhledat přesný střed cívky okruhu. Proto často uzemňujeme střed cívky nikoliv s pomocí induktivního, ale kapacitního děliče napětí. Takové zapojení je na obr. 20. Oba kondensátory ( $C_1$  a  $C_2$ ) mají přesně stejnou kapacitu a umísťují se na společné ose, nebo použijeme zvláštních dvojitých kondensátorů. Tak dosáhneme přesně souměrného zapojení výstupního okruhu v celém vlnovém rozsahu.

Aby nenastala nesouměrnost, je záhodno použít pro dvojčinné stupně souměrné anteny. Napájíme-li ji proudem, volíme vazbu mezi koncovým okruhem a antenou induktivní (obr. 19); napájíme-li ji napětím, volíme vazbu podle obr. 20.

Ve srovnání s paralelním zapojením elektronek má toto zapojení tu přednost, že je stabilnější a nemá takový sklon k rozkmitání.

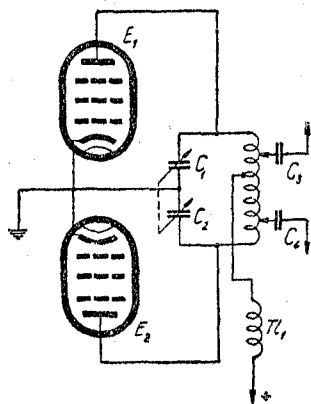
Kromě toho má dvojčinné zapojení ještě jednu výhodu před zapojením jednoduchým; proudy sudých harmonických mají takovou fázi, že protékají okruhem proti sobě a sčítají se v přívodu stejnosměrného napětí. Působení proudů sudých harmonických na okruh se proto vzájemně ruší, sudé harmonické v okruhu nevznikají. Tím se odstraňuje vyzářování sudých harmonických a značně se zmenšuje počet poruch, způsobených vysilačem. Proto je velmi žádoucí použít dvojčinných zapojení koncových stupňů vysilačů pro amatéry třídy A a také pro klubovní radiové stanice většího výkonu (nad 100 W).

Nedostatkem dvojčinného zapojení je určitá složitost regulace, nutnost dodržení přesné souměrnosti při montáži a výběru shodných elektronek, nutnost použití souměrných anten a konečně požadavek velkého ekvivalentního odporu okruhu. To vše je poněkud zmírněno tím, že vnitřní kapacity elektronek jsou vzhledem k okruhu zapojeny za sebou, což zmenšuje počáteční kapacitu okruhu.

### Zapojení inverzního zesilovače

V poslední době se v koncových stupních vysilačů, zvláště na velmi krátkých vlnách, často používá zapojení s uzemněnou mřížkou, které navrhl M. A. Bonč-Brujevič.

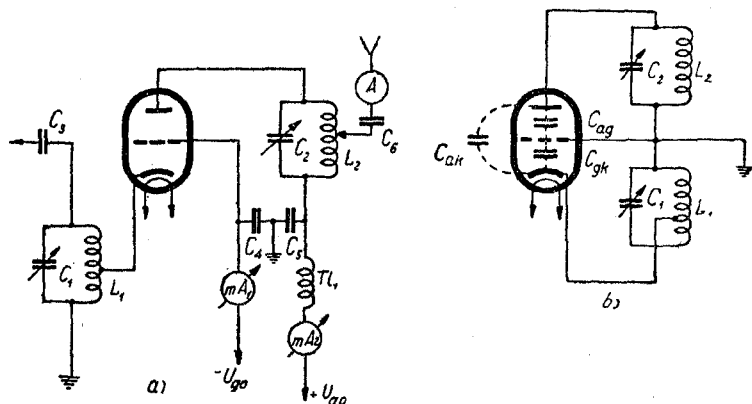
Zapojení koncového stupně s uzemněnou mřížkou (inverzního zesilovače) osazeného triodou je na obr. 21a. Na rozdíl od obvyklých zapojení je na řídicí mřížce elektrony nulové vysokofrekvenční napětí; budicí napětí je přiváděno do obvodu její katody. Použijeme-li elektrony



Obr. 20. Zapojení kapacitního děliče

s přímým žhavením, vložíme do přívodu žhavicího proudu vysokofrekvenční tlumivky, aby okruh nebyl přes katodu spojen nakrátko.

Druhou zvláštností zapojení, jak je dobře vidět na náhradním zapojení stupně na obr. 21b, je to, že laděný okruh v anodovém obvodu není zapojen mezi anodou a katodou, nýbrž mezi anodou a řídicí mřížkou. Proto se škodlivý vliv kapacity mřížka-anoda  $C_{ag}$  neuplatní, to znamená, že nevzniknou nežádoucí vazby jako v obvyklých zapojeních a není tudíž nebezpečí, že se elektronka sama rozkmitá. Kapacita  $C_{ag}$  je pouze při-



Obr. 21. Zapojení inverzního zesilovače

pojena paralelně k okruhu v anodovém obvodu a tím zvětšuje jeho počáteční kapacitu. Nežádoucí vazba mezi okruhy v anodovém a mřížkovém obvodu může v zapojení s uzemněnou mřížkou (zanedbáme-li indukčnost mřížkového přívodu) vzniknout pouze vlivem kapacity  $C_{ak}$  anoda-kathoda. Ale kapacita  $C_{ak}$  je mnohem menší než kapacita  $C_{ag}$ , a proto je inverzní zesilovač mnohem stabilnější než zesilovače, kterými jsme se dosud zabývali. V praxi se u inverzních zesilovačů jen zřídka používá zvláštních neutralizačních zapojení, i když bylo použito triod, nemluvě ani o případech, kdy použijeme elektronky se stínící mřížkou.

Další zvláštností inverzního zesilovače je, že střídavý výkon  $P_k$ , vznikající na okruhu v anodovém obvodu stupně, je o 10 až 15 % větší než střídavý výkon  $P_1$ , dodávaný elektronkou.

$$P_k = P_1 + \Delta P \quad (50)$$

kde je

$$\Delta P = (0,1 \text{ až } 0,15) P_1$$

Přídavný výkon  $\Delta P$  se do okruhu v anodovém obvodu přivádí z buďícího stupně, který proto musí dodávat výkon o  $\Delta P$  větší, než je mříž-

ková ztráta a ztráty v okruhu. Prakticky navrhujeme budič na střídavý výstupní výkon

$$P_{1 \text{ bud}} = (0,15 \text{ až } 0,2) P_1 \quad (51)$$

Amatéri registrovaní v třídě A, kteří se rozhodnou postavit koncový stupeň s inverzním zesilovačem, musí mít na paměti, že mohou dosáhnout neskresleného radiotelefonního přenosu při tomto zapojení jen tehdy, zesiluje-li koncový stupeň již modulované kmity (viz kap. V). Při mřížkové modulaci změnou předpětí je vysílání značně tvarově skreslováno. Anodová modulace dává dobré výsledky pouze tehdy, modulujeme-li zároveň s koncovým stupněm také předzesilovací stupeň.

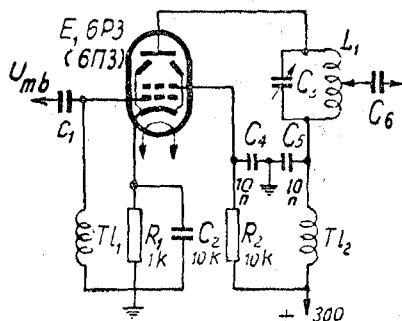
### III. MEZISTUPNĚ VYSILAČE

#### 6. Násobiče kmitočtu

V dnešních krátkovlnných vysilačích se často používá násobičů kmitočtu. Jako násobič kmitočtu obvykle působí obyčejný vysokofrekvenční zesilovač. K řídicí mřížce elektronky se přivádí střídavé napětí kmitočtu  $f_1$  a okruh v jejím anodovém obvodu je naladěn na vyšší kmitočet, rovnající se násobku kmitočtu přiváděného napětí. Proto se na okruhu vytvoří podle naladění napětí příslušné harmonické.

Užití násobičů kmitočtu v různých stupních vysilače poskytuje mnoho podstatných výhod. Zmenší se počet stupňů pracujících se stejným

kmitočtem. To zvětšuje stabilitu zařízení proti škodlivému rozkmitání a zmenšuje reakci koncového stupně na řídicí oscilátor, čímž se zvětšuje stabilita vyráběných kmitů. Použitím násobičů kmitočtu dosáhneme dostatečně širokého vlnového rozsahu vysilače při značně užším vlnovém rozsahu řídicího oscilátoru. Pracuje-li na př. řídicí oscilátor s kmitočtem 1,75 Mc/s (pásmo 160 m), pak dvojnásobným zdvojením dostaneme kmitočet 7 Mc/s (pásmo 40 m), dalším zdvojením 14 Mc/s (pásmo 20 m) atd.



Obr. 22. Základní zapojení zdvojovače

Pro stabilisaci kmitočtu řídicího oscilátoru je možno použít i krystalu. Bez násobení kmitočtu bychom musili pro nejvyšší kmitočty (velmi krátké vlny) použít velice tenkých křemenných destiček; čím tenčí je destička, tím obtížněji se brousí na přesný rozměr a tím má menší mechanickou pevnost.

Amatéri používají nejčastěji zdvojování kmitočtu, zřídka ztrojnásobení nebo čtyřnásobení. To proto, že se zvětšujícím se řádem harmonické se rychle zmenšuje výkon násobiče a jeho účinnost.

Základní zapojení zdvojovače je na obr. 22. K řídicí mřížce elektronky přivádíme záporné předpětí  $U_{g0}$  a z předcházejícího stupně budící napětí  $U_{mb}$  s kmitočtem  $f_1$ . Kmitavý okruh násobiče je naladěn na kmitočet  $2f_1$ . Proto na něm vzniká kmitavá energie dvojnásobného kmitočtu. Tato energie se odvádí, aby budila následující stupeň vysilače.

#### Výpočet zdvojovače

Výchozími hodnotami jsou střídavý výkon  $P_2$  a velikost střídavého výstupního napětí  $U_{me2}$  nebo anodového napětí  $U_{a0}$ .

Pracovní podmínky zdvojovače volíme obvykle pro stav kriticky vy-  
buzený nebo přebuzený a úhel otevření  $2\theta = 120^\circ$ , protože při této hod-  
notě úhlu otevření je proud harmonické největší. Ale i při úhlu otevření  
 $120^\circ$  je součinitel Fourierova rozvoje  $\alpha_2$  pro druhou harmonickou po-  
měrně malý. Proto je největší střídavý výkon, který může elektronka  
při zdvojování dodat, značně menší, než když pracuje pouze jako zes-  
ilovač. Tuto okolnost musíme mít vždy na zřeteli při volbě elektronky  
pro zdvojovač.

Velikost  $P_{2\max}$  můžeme přibližně určit ze vzorce

$$P_{2\max} = 0,55 P_{jm} \quad (52)$$

Kromě toho musíme při volbě elektronky přezkoušet, nepřesáhne-li její  
anodová ztráta přípustnou hodnotu.

Pro zdvojovač platí přibližně

$$P_a = 0,9 P_2 \quad (53)$$

Je-li výkon  $P_{2\max}$ , vypočítaný ze vzorce (52), dostatečný a nepřesa-  
huje-li  $P_a$  přípustnou hodnotu, můžeme elektronky použít v navrhova-  
ném stupni.

Při výpočtu zdvojovače rovněž volíme činitele využití anodového na-  
pětí  $\xi = 0,9$  až  $0,95$  a úhel otevření  $2\theta = 120^\circ$ . Při této hodnotě  $2\theta$  je  
 $\alpha_2 = 0,28$  a  $\alpha_0 = 0,22$ . Dále určíme výstupní napětí na okruhu

$$U_{ma2} = (0,9 \text{ až } 0,95) U_{a0} \quad (54)$$

nebo anodové napětí, vycházíme-li při výpočtu z určité velikosti  $U_{ma2}$

$$U_{a0} = (1,1 \text{ až } 1,05) U_{ma2} \quad (55)$$

Proud druhé harmonické je

$$I_{a2} = \frac{2 P_2}{U_{ma2}} \quad (56)$$

a velikost impulsu anodového proudu

$$I_m = 3,6 I_{a2} \quad (57)$$

Po určení potřebné velikosti impulsu musíme zjistit, není-li větší než  
 $0,8 I_{nas}$  nebo  $I_e$  elektronky. Je-li větší, musíme zvětšit anodové napětí  
 $U_{a0}$  nebo použít elektronky většího výkonu.

Stejnosečná složka anodového proudu

$$I_{a0} = 0,22 I_m \quad (58)$$

Příkon vypočítáme ze vzorce

$$P_0 = I_{a0} U_{a0}$$

Anodová ztráta se určí ze vzorce

$$P_a = P_0 - P_2 \quad (59)$$

Dále zjistíme, nepřesahuje-li vypočítaná ztráta  $P_a$  přípustnou hodnotu. Účinnost anodového obvodu zdvojovače vypočítáme ze vzorce

$$\eta = \frac{P_2}{P_0} \quad (60)$$

Kmitavý okruh musí mít ekvivalentní odpor

$$R_0 = \frac{U_{ma2}}{I_{a2}} \quad (61)$$

Potřebná velikost budicího napětí

$$U_{mb} = \frac{2,4 I_m}{S} \quad (62)$$

Velikost záporného předpětí

$$U_{g0} = U'_{g0} - 0,5 U_{mb} \quad (63)$$

Potřebný budicí výkon

$$P_g = I_{g0} U_{mb} \quad (64)$$

Srovnáme-li uvedené výpočtové vzorce se vzorci pro zesilovač, vidíme, že střídavý výkon, který dodává elektronka, pracující jako zdvojovač, je značně menší než výkon, který dává táž elektronka jako zesilovač. Účinnost zdvojovače je malá, nepřesahuje 50 až 60 % a výkon rozptýlený na anodě je poměrně velký. Z toho plyne, že elektronka pracuje za značně nepříznivých teplotních podmínek.

Budicí napětí, kterého je zapotřebí při zdvojování k dosažení stejně velkého impulsu anodového proudu (a téměř polovičního střídavého výkonu), musí být dvakrát větší než budicí napětí téhož stupně, který pracuje jako zesilovač. Proto se značně zvětšuje výkon ztracený v obvodu řídicí mřížky.

Všechny tyto okolnosti mluví pro to, aby nebylo prováděno zdvojování v koncovém stupni vysilače. Značně výhodnější je zdvojovat v mezipřístupích, jejichž výkon bývá obvykle malý.

## 7. Předzesilovací stupeň

Předzesilovací stupeň budí koncový stupeň vysilače, a proto se také nazývá budičem. Klademe naň požadavek, aby dodával výkon potřebný k buzení a aby pracoval stabilně v celém vlnovém rozsahu. Zpravidla se v tomto stupni používá elektronky jako prostého zesilovače výkonu nebo jako zdvojovače.

S prvním případem se setkáváme u vysilačů většího výkonu, jejichž koncové stupně jsou osazeny triodami, které se budí poměrně velkým výkonem. Ve vysilačích menšího výkonu (do 400 až 600 W) je účelné konstruovat budicí stupeň též jako zdvojovač, protože potom nemá sklon k rozkmitání a pracuje tudíž stabilněji a lépe se vyladuje.

## Určení výstupního výkonu stupně

Nejdůležitějším úkolem při výpočtu budiče je určení jeho střídavého výkonu.

Poznali jsme již, že je budicí výkon malý, je-li koncový stupeň osazen pentodou, a na př. u 100W vysilače nepřesahuje 1 až 1,5 W. Ale to neznamená, že budeme budicí stupeň počítat pro tento výkon.

Pro buzení koncového stupně lze využít pouze části výkonu předzesilovacího stupně. Druhá jeho část se ztratí jako neúčinný ohřev součástí okruhu. Z toho plyne, že celkový výkon, pro který budeme počítat budič, rovná se jejich součtu:

$$P = P_k + P_g \quad (65)$$

kde je  $P_k$  výkon ztracený v okruhu;

$P_g$  výkon, přiváděný do obvodu řídicí mřížky buzeného stupně.

Jakost okruhů používaných v mezistupních amatérských vysilačů nebývá zpravidla velká ( $Q$  zřídka přesahuje 80 až 100). Proto je výkon ztracený v laděném okruhu anodového obvodu dosti značný a obvykle bývá mnohem větší než výkon dodávaný následujícímu stupni. Proto je účinnost  $\eta$  okruhu v anodovém obvodu mezistupně velmi malá a nepřesahuje 30 až 35 %. Kromě toho se na krátkých vlnách 10 až 14 m často nepodaří dosáhnout potřebného  $R_o$  okruhu, a proto bývá skutečně získaný výkon menší, než jsme vypočítali.

Abychom kryli všechny ztráty, musíme navrhnout předzesilovací stupeň na výkon 4 až 6krát větší, než je výkon potřebný k buzení koncového stupně:

$$P_2 = (4 \text{ až } 6) P_g \quad (66)$$

Čím lepší je  $Q$  okruhu a čím delší vlny použijeme, tím menšího součinitele můžeme zvolit při užití tohoto vzorce.

Je-li však vysilač určen pro široký vlnový rozsah (na př. pro několik amatérských pásem), musíme vypočítat výkon budiče při nejkratší vlně.

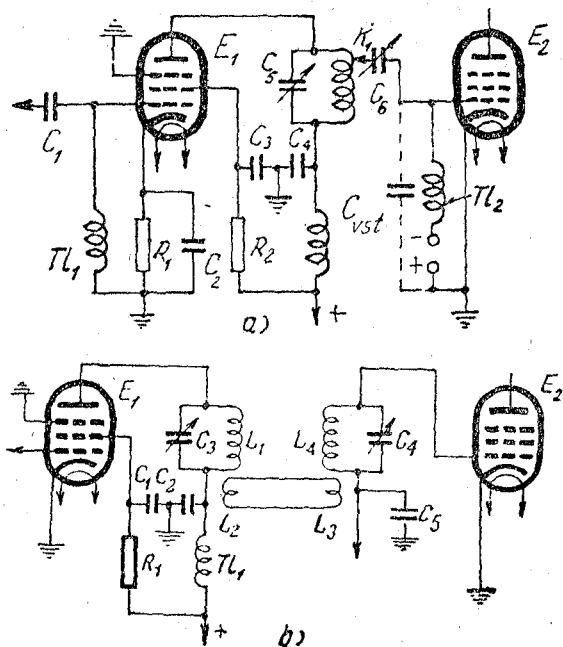
## Volba druhu vazby

Na obr. 23a je zapojení předzesilovacího stupně. Je to obyčejný zesilovač, jehož anodový okruh je vázán s řídicí mřížkou koncového stupně. Správná volba druhu vazby má značný vliv na činnost vysilače. V krátkovlnných vysilačích lze nejlepšího výsledku dosáhnout při vazbě konduktivní (přímé) nebo kapacitní.

Induktivní vazbě se u krátkých vln vyhýbáme. To proto, že pro proudy vysokého kmitočtu představuje vstupní kapacita elektronky malý kapacitní odpor. Při použití indukivní vazby by potom vznikal velký úbytek napětí na vazební cívce a k mřížce elektronky by se dostalo jen poměrně malé budicí napětí. Pro zvětšení napětí řídicí mřížky bychom museli naladit její obvod do resonance přidáním otočným kondensátorem a to by zkomplikovalo celou konstrukci. K témuž výsledku vede použití

dlouhého spojovacího drátu, který spojuje při konduktivní vazbě anodový okruh s řídicí mřížkou následujícího stupně.

Proto mají být sousední stupně blízko sebe a spoj co možno nejkratší. Musíme-li z jakýchkoliv důvodů následující stupeň umístit poněkud dál, pak je nutno i při poměrně malých vzdálenostech použít mřížkového laděného okruhu. Vazba mezi okruhy je provedena vazebním článkem podle obr. 23b, kde vazební článek mezi  $L_1$  a  $L_4$  je tvořen souosým kabelem nebo stočeným drátem (šňůrou).



Obr. 23. Vazba mezi stupni

### Výstupní napětí. Pracovní podmínky

V obvodech, které vážou jednotlivé stupně, ztrácí se část vysokofrekvenčního napětí na vazebním kondensátoru a spojovacích vodičích. Abychom zajistili potřebné budicí napětí na řídicí mřížce elektronky koncového stupně a měli při přeladování možnost regulovat jeho velikost, je nutno výstupní napětí budiče volit poněkud větší. Pro vysilače malých výkonů, ke kterým patří také amatérské vysilače, volíme obvykle

$$U_{mk} = (1,8 \text{ až } 2) U_{mb} \quad (67)$$

kde je  $U_{mb}$  budicí napětí koncového stupně.



Velikost budicího napětí  $U_{mb}$  regulujeme posuvnou odbočkou okruhu  $K_1$  (obr. 23a) nebo, což je výhodnější, změnou kapacity vazebního kondensátoru. Tu je nejlépe použít otočného kondensátoru malé velikosti (na př. doladovacího). Tím vznikne kapacitní dělič napětí, skládající se z proměnného kondensátoru a vstupní kapacity elektronky.

Aby bylo budicí napětí na mřížce elektronky konceového stupně pokud možno stálé v celém vlnovém rozsahu, musíme předzesilovací stupeň přebudit.

Prakticky dosáhneme přebuzeného stavu použitím anodového okruhu s malou kapacitou a velkou indukčností a také volbou velikosti budicího napětí.

V přebuzeném stavu má změna rezonančního odporu okruhu malý vliv na velikost výstupního napětí. Proto se změni změnou kmitočtu vysilače budicí napětí na mřížce elektronky konceového stupně jen nepatrně. Mimo to je možno naladit s menší přesností i okruh, čímž se zjednoduší vyladování vysilače. Při malých změnách délky vlny, na př. v mezích některé části amatérského telegrafního pásma, je možno okruh vůbec nedoladovat. Tato okolnost značně zvyšuje operativnost při práci.

Někdy se okruhy mezistupňů amatérských krátkovlnných vysilačů dělají bez doladovacích kondensátorů a bývají nastavovány pevně. To platí pro vysilače třídy B a C, určené jen pro telegrafní provoz. Kapacitu okruhu tvoří v tomto případě výstupní kapacita elektronky budiče a vstupní kapacita elektronky konceového stupně. Okruhy se vyladují do středu amatérského telegrafního pásma a ladění samo se provádí změnou indukčností cívky okruhu (na př. změnou permeability). Při takovém provedení okruhů je stupeň značně přebuzen a to zaručuje více méně stálé budicí napětí na řídicích mřížkách buzených stupňů v celém používaném vlnovém rozsahu.

Když jsme stanovili velikost výstupního napětí, musíme určit potřebné napětí zdroje anodového proudu  $U_{a0}$ . Zvolíme  $\xi = 0,95$ .

$$U_{a0} = 1,05 U_{mk} \quad (68)$$

Může-li elektronka při daném napětí dávat potřebný výkon, pak není účelné volit větší  $U_{a0}$ , neboť tím by se zvětšilo výstupní napětí, a tudíž i ztráty v okruhu; bylo by tedy nutno zvětšit i výkon stupně.

Má-li být budicí napětí  $U_{mb}$  malé (na př. pro elektronky 6P3 35 až 45 V), musíme při výpočtu anodového napětí vycházet z požadovaného střídavého výkonu.

Přibližně platí

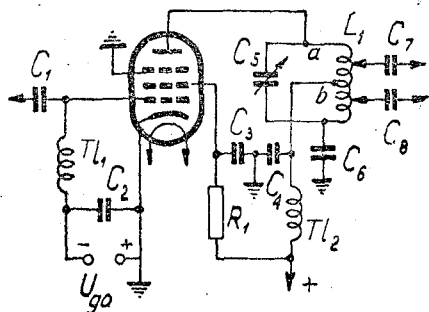
$$U_{a0} = \frac{5 P_1}{I_{nas}} \quad (69)$$

a pro zdvojovač

$$U_{a0} = \frac{10 P_1}{I_{nas}} \quad (70)$$

Předzesilovací stupeň počítáme podle uvedených již vzorců. Pracuje-li budič jako zesilovač výkonu, provedeme výpočet jako u koncového stupně. Pracuje-li současně jako zdvojovač, pak počítáme podle vzorců uvedených při výpočtu zdvojovačů.

Dvojitý stupeň je možno budit podle zapojení na obr. 24. Souměrnosti výstupního okruhu budiče se dosahuje uzemněním středu vf cívky. Abychom zlepšili souměrnost, uzemňujeme kromě toho dolní konec cívky přes kondensátor, je-



Obr. 24. Buzení dvojitý stupeň stupně jednoduchým

hož kapacita se rovná vnitřní kapacitě elektronky.

Tím, že je v uvedeném zapojení v anodovém obvodu elektronky zapojena pouze polovina kmitavého okruhu, je ekvivalentní rezonanční odpor  $R_e$  mezi body  $a$  a  $b$  čtyřikrát menší než celkový rezonanční odpor okruhu. Proto musíme použít, chceme-li dosáhnout stejných pracovních podmínek, jako v zapojeních již dříve uvedených, okruhu se čtyřnásobným rezonančním odporem. Zvláště vy-

soký  $R_e$  se vyžaduje u zdvojovače. Dosažení tak vysokého rezonančního odporu na krátkých vlnách je dost obtížné a prakticky téměř nikdy nedosáhneme plné hodnoty  $R_e$ . Proto pracuje stupeň často ve stavu nedobuzeném a jeho účinnost je poměrně malá.

Abychom zmenšili požadovaný rezonanční odpor okruhu, je v tomto zapojení výhodné použít elektronky s poměrně nízkým anodovým napětím a velkým nasyceným proudem. Mimo to musíme pro malou účinnost stupně použít elektronky většího výkonu.

Všechny ostatní stupně navrhujeme a počítáme analogicky jako předzesilovací stupeň. Abychom nekomplikovali konstrukci vysilače, můžeme u amatérských zařízení volit  $U_{a0}$  pro všechny mezistupně stejné, a to rovnající se  $U_{a0}$  předzesilovacího stupně.

### Příklad výpočtu

Máme vypočítat předzesilovací stupeň 50wattového vysilače. Tento stupeň má pracovat zároveň jako zdvojovač.

Z předcházejícího výpočtu koncového stupně (kap. II) vyplynulo, že budičí napětí  $U'_{mb} = 102$  V a budičí výkon  $P'_g = 0,71$  W.

Pak nesmí být výstupní napětí menší než

$$U_{ma2} = (1,8 \text{ až } 2) U'_{mb} = 184 \text{ až } 205 \text{ V}$$

a výkon

$$P_2 \approx 6 P'_g \approx 6 \cdot 0,71 = 4,26 \text{ W}$$

Zvolíme elektronku typu RL-12P10. Její hodnoty jsou:  
 $U_{a0} = 250 \text{ V}$ ,  $U_{g0} = 250 \text{ V}$ ,  $U'_{g0} = -10 \text{ V}$ ,  $I_e = 0,17 \text{ A}$ ,  $P_{a0} = 9 \text{ W}$ ,  $S = 9,5 \text{ mA/V}$ .

Uřídíme minimální anodové napětí  $U_{a0}$ , jehož je zapotřebí pro dosažení požadovaného výkonu

$$U_{a0} = \frac{10 P_2}{I_e} = \frac{42,6}{0,17} = 250 \text{ V}$$

Při tomto anodovém napětí je výstupní napětí:

$$U_{ma2} = \xi U_{a0} = 0,9 \cdot 250 = 225 \text{ V}$$

což je více, než potřebujeme. Z toho plyne, že zvolené anodové napětí vyhovuje oběma požadavkům.

Dále určíme proud druhé harmonické

$$I_{a2} = \frac{2P_2}{U_{ma2}} = \frac{2 \cdot 4,26}{190} = \frac{9,5}{190} = 0,0448 \text{ A}$$

a velikost impulsu anodového proudu:

$$I_m = 3,6 I_{a2} = 3,6 \cdot 0,0448 = 0,161 \text{ A}$$

Vypočítaná hodnota je větší než hodnota  $0,8 I_e$  ( $0,136 \text{ A}$ ), ale u elektroněk s kyslíčnickovou katódou se můžeme této chyby dopustit.

Stejnoseměrná složka anodového proudu

$$I_{a0} = 0,22 I_m = 0,22 \cdot 0,161 = 0,0355 \text{ A}$$

příkon

$$P_0 = I_{a0} U_{a0} = 0,0355 \cdot 250 = 8,9 \text{ W}$$

anodová ztráta

$$P_a = P_0 - P_2 = 8,9 - 4,26 = 4,64 \text{ W}$$

což je hodnota značně menší, než přípustná hodnota.

Účinnost anodového obvodu

$$\eta = \frac{P_2}{P_0} = \frac{4,26}{8,9} = 0,48 = 48 \%$$

Kmitavý okruh má mít ekvivalentní odpor

$$R_a = \frac{U_{ma2}}{I_{a2}} = \frac{225}{0,0448} = 5020 \Omega$$

Požadované budicí napětí

$$U_{mb} = \frac{2,4 I_m}{S} = \frac{2,4 \cdot 0,161}{0,0095} = 40,7 \text{ V}$$

Záporné předpětí

$$U_{g0} = U'_{g0} - 0,5 U_{mb} = -10 - 0,5 \cdot 40,7 = -30,4 \text{ V}$$

Stejnoseměrná složka mřížkového proudu

$$I_{g0} = 0,1 I_{a0} = 0,1 \cdot 0,0355 = 0,0036 \text{ A} \quad (3,6 \text{ mA})$$

Budicí výkon

$$P_g = I_{g0} U_{mb} = 0,0036 \cdot 40,7 = 1,46 \text{ W}$$

Proud stínící mřížky

$$I_{g,0} = 0,25 I_{a0} = 0,25 \cdot 0,0355 = 0,0089 \text{ A}$$

Velikost katodového odporu

$$R = \frac{U_{g0}}{I_{a0} + I_{g,0} + I_{g0}} = \frac{30,4}{0,0355 + 0,0089 + 0,0036} = \frac{30,4}{0,048} = 633 \Omega$$

Napětí zdroje anodového proudu musí být

$$U_{zd} = U_{a0} + U_{g0} = 250 + 30,4 \doteq 280 \text{ V}$$

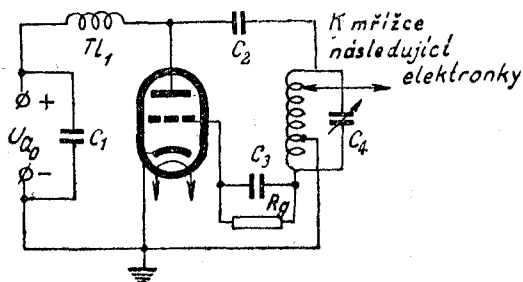
## IV. BUDIČE

Požadavek velké stability kmitočtu a zároveň možnosti plynulé jeho změny v mezích amatérského pásma značně komplikuje konstrukci řídicího oscilátoru a často se jeho návrh mění v návrh složitého budiče se dvěma až čtyřmi stupni. Prvním stupněm takového budiče bývá řídicí oscilátor malého výkonu s přijímací elektronkou (6SJ7, 6K7, 6G5, RV12-P-2000 a j.); druhý stupeň (hradicí) odstraňuje vliv následujících stupňů a pak následují zdvojovače nebo ztrojovače kmitočtu. Výkon takového budiče bývá asi 2 až 4 W a zcela postačí pro vybudění vysílače s výkonem do 100 W.

### 8. Řídicí oscilátor

Volba zapojení, konstrukce a seřízení řídicího oscilátoru je velmi odpovědný krok při stavbě amatérského vysílače, protože na správné činnosti řídicího oscilátoru závisí základní ukazatelé jakosti vysílače: stabilita kmitočtu, tón a často i jakost radiotelefonního přenosu.

Na obr. 25 je jedno z běžných zapojení řídicího oscilátoru.



Obr. 25. Zapojení řídicího oscilátoru

Je to obyčejný trojbodový oscilátor, vázaný s následujícím stupněm vysílače. Pojednáme o činitelích, kteří působí na stabilitu kmitočtu jím vyráběných kmitů, a o tom, jaká musíme učinit opatření, abychom ji zvětšili.

Kmitočet vyráběných kmitů je v podstatě určen hodnotami kmitavého okruhu. Závislost kmitočtu na těchto hodnotách včetně činného odporu okruhu je vyjádřena tímto vztahem:

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{L^2}} \quad (71)$$

kde jsou  $L$  a  $C$  indukčnost a kapacita okruhu,  
 $R$  jeho celkový činný odpor.

<sup>1)</sup> Sovětské elektronky, uvedené v textu a zapojeních této knihy lze nahradit elektronkami Tesla podle tabulky II. na str. 103 (Pozn. red.)

Hodnoty okruhu se mohou znatelně měnit působením různých vnějších vlivů, na př. teploty, vlhkosti vzduchu, atmosférického tlaku atd. Kromě toho je ke kmitavému okruhu připojena elektronka řídicího oscilátoru a často ještě elektronka následujícího stupně. Vnitřní a vstupní odpory a kapacity elektronek jsou také částmi okruhu a tím, že se mění při činnosti vysílače, mění i celkové hodnoty okruhu. Všechny tyto samovolné změny hodnot okruhu způsobují posunutí kmitočtu vyráběných kmitů vzhledem ke kmitočtu nastavenému na počátku činnosti, jinými slovy, způsobují nestabilitu kmitočtu oscilátoru.

Amatéri se v praxi setkávají s několika různými druhy nestability, a to:

1. Se značnou změnou kmitočtu krátce po zapnutí vysílače (t. zv. „vyběhnutí“ kmitočtu); příčina tkví v ohřevu elektronek a součástí vysílače po jeho zapnutí.

2. S pomalými změnami kmitočtu, vyvolanými tepelnými změnami vzduchu v místnosti, porušuje se jimi přesnost cejchování stupnice vysílače.

3. S dosti rychlým posunutím kmitočtu během jednoho vysílání, vyvolaným ohřevem součástí okruhu řídicího oscilátoru proudy vysokého kmitočtu.

4. S velmi rychlou změnou kmitočtu během vysílání jednoho základního signálu (tečky nebo čárky); vysílání je pak nezřetelné a je provázeno v přijímači změnou tónu. Tento druh nestability vzniká při nevhodné volbě pracovních podmínek elektronky řídicího oscilátoru a následujícího stupně a je způsoben změnami napájecích napětí při manipulaci.

5. Se špatným tónem, který dostáváme při špatné filtraci napájecích napětí, při frekvenční modulaci střídavým proudem 50 Hz, která probíhá v řídicím oscilátoru působením různých nežádoucích vazeb, je-li příliš blízko umístěn síťový zdroj a také při vzniku parazitních kmitů v řídicím oscilátoru.

## Vliv teploty

Vliv teploty na kmitočet vyráběných kmitů se projevuje změnami hodnot kmitavého okruhu řídicího oscilátoru, které se mění při kolísání teploty změnou délkových rozměrů cívek, změnou vzdáleností desek kondensátorů a spojovacích vodičů, změnou dielektrických vlastností izolačních materiálů atd.

Proto musíme pro dosažení velké stability kmitočtu použít v řídicím oscilátoru součástek z materiálu s malým součinitelem tepelné roztažnosti.

## Výroba cívky okruhu

Továrny vyrábějí cívky pro okruhy řídicích oscilátorů tak, že se nanesou na keramickou kostru zvláštní vodivá vrstva. Teplota okolí má na

indukčnost takových cívek nepatrný vliv, a proto se jich může velmi dobře použít při konstrukci amatérského vysílače.

Vlastní výroba takových cívek je prakticky ovšem nemožná. Proto vyrábějí amatéři cívky většinou jiným způsobem.

Nejllepších výsledků dosáhneme, navíjeme-li cívky na kostru ohřátým drátem. Po zchladnutí vzniká v drátu navinutém na kostře velký tah a protože má keramická kostra velmi malého součinitele tepelné roztažnosti, nemění se při změnách teploty podstatně rozměry cívky, nýbrž jen tah v drátu.

Pro tento způsob navíjení za tepla používáme měděného drátu, ohřátého na teplotu asi 100 °C. Drát zahříváme na př. tím, že jej připojíme k zdroji střídavého nízkého napětí (2 až 10 V podle průřezu a délky drátu). Můžeme použít žhavicího vinutí síťového transformátoru nebo libovolného jiného způsobu.

Velký význam pro dosažení velké stability kmitočtu má také správná volba průměru drátu. Abychom zmenšili vliv teploty na indukčnost cívky (ohřátí vodiče působením skinefektu), použijeme pro výrobu cívky drátu buď tenkého s průměrem do 0,2 mm, nebo naopak s velkým průměrem od 1 mm výše.

Tenkého drátu použijeme jen v řídicích oscilátorech malých výkonů, osazených přijímacími elektronkami.

Abychom dosáhli jen malých změn hodnot cívky při kolísání teploty, způsobených zejména změnami průměru drátu, navineme jej na kostru s nuceným krokem, při čemž volíme vzdálenost mezi závity 0,5 až 2 průměry drátu.

## Volba druhu kondensátorů a poměru kapacit

Teplota má velký vliv také na kapacitu kondensátoru okruhu. Proto volba správných druhů kondensátorů pro okruh je nutným předpokladem pro dosažení velké stability kmitočtu řídicího oscilátoru.

Nikdy nesmíme pro okruh řídicího oscilátoru použít obyčejných slídových nebo dokonce papírových kondensátorů, neboť tyto kondensátory velmi značně mění svou kapacitu, mění-li se jejich teplota. Jejich kapacitní teplotní součinitel (číslo ukazující, kolikrát se změní kapacita kondensátoru při změně teploty o 1 °C) je  $+ 400 \cdot 10^{-6}$ . Kromě toho nemají t. zv. cykličnost, to znamená, že změříme-li kapacitu při určité teplotě a pak teplotu změníme a potom se opět vrátíme k původní teplotě, nedostaneme při novém měření stejnou hodnotu kapacity. Proto při těchto kondensátorech nelze přesně oceňovat stupnici a kromě toho se bude kmitočet vyráběných kmitů při vysílání neustále měnit.

Jediné slídové kondensátory, kterých můžeme použít pro okruh řídicího oscilátoru, jsou kondensátory typu „stabil“<sup>1)</sup> nebo KSO (slídové

<sup>1)</sup> Kondensátory sovětské výroby. (Pozn. red.)

lisované kondensátory). Jejich dobrou vlastností je cykličnost a mají poměrně malé kapacitního teplotního součinitele (jeho střední hodnota je  $+80 \cdot 10^{-6}$ ).

Nejlepších výsledků dosáhneme, použijeme-li vzduchových kondensátorů. Mají však velké rozměry, a proto činí jejich použití potíže.

Velmi dobrých výsledků můžeme dosáhnout, použijeme-li pro okruh keramických kondensátorů, jež se vyznačují velkou stabilitou svých základních hodnot a mají poměrně malé ztráty.

Keramické kondensátory se vyrábějí ve tvaru trubiček nebo malých kotoučků, a to v podstatě ve dvou druzích: velmi stabilní z kalitu, z nichž obvykle nastavujeme základní hodnotu kapacity okruhu, a kompenzační z tikondu (tikondové), jež mají velkého záporného teplotního součinitele. Podle velikosti teplotního součinitele jsou keramické kondensátory barveny určitou barvou. Tak tikondové kondensátory mají barvu oranžovou. Jejich teplotní součinitel je  $-500 \cdot 10^{-6}$ . Šedé kondensátory mají nulového teplotního součinitele, modré  $\pm 80 \cdot 10^{-6}$  a konečně světlemodré  $-(20 \text{ až } 40) \cdot 10^{-6}$ . Pro řídicí oscilátor se nejlépe hodí šedé a modré kondensátory. Použijeme-li šedého kondensátoru, je prospěšné zapojit paralelně k okruhu kompenzační tikondový kondensátor malé kapacity (15 až 20 pF) pro kompenzaci změn indukčnosti cívky, způsobených změnou teploty. Přesnou hodnotu této kapacity určíme pokusně. Použijeme-li modrého kondensátoru, zvětšíme hodnotu tikondového kondensátoru na 20 až 40 pF. Přesnou velikost jeho kapacity určíme rovněž pokusně podle celkové kapacity okruhu.

Použijeme-li výrobků západoevropských firem, mějme na paměti, že jejich tikondové kondensátory jsou světlezelené (teplotní součinitel  $= -700 \cdot 10^{-6}$ ), šedé a tmavozelené (malý kladný teplotní součinitel) a oranžové (teplotní součinitel  $= -500 \cdot 10^{-6}$ ). Použijeme-li v okruhu kondensátoru tmavozelené barvy, připojíme paralelně k němu kondensátor barvy světlezelené kapacity asi 10 až 12% kapacity prvního kondensátoru.

Tikondových kondensátorů malé kapacity (15 až 20 pF) se s oblibou používá pro kompenzaci teplotních změn kmitavého okruhu i tehdy, jsou-li v okruhu pouze vzduchové kondensátory.

### Vliv napájecích napětí. Pracovní podmínky.

Velký význam pro dosažení velké stability kmitočtu řídicího oscilátoru má správná volba pracovních podmínek stupně. Nejsou-li zvoleny správně, způsobí malá změna napájecího napětí velkou změnu vstupní a výstupní kapacity elektronky řídicího oscilátoru, která je součástí okruhu, a také jejího vstupního a vnitřního odporu, jež jsou k okruhu připojeny paralelně (obr. 25). Zvláště velký vliv má na kmitočet oscilátoru změna mřížkových proudů.

Protože mřížkové proudy dosahují největší hodnoty a mění se nejrychleji, je-li stupeň ve stavu přebuzeném, musíme, chceme-li, aby řídicí osci-



látor měl velkou stabilitu, volit stav nedobuzený. Kromě toho obvykle zvětšujeme pro omezení mřížkového proudu svodový odpor mřížky  $R_g$ . Ale protože se zvětšením  $R_g$  se podstatně zmenší výkon vyráběných kmitů, nevolíme jeho hodnotu příliš velkou, nýbrž asi od 30 do 60 k $\Omega$ . Jde-li nám jen o dosažení velké stability, můžeme zvětšit odpor mřížkového svodu na 150 až 500 k $\Omega$ .

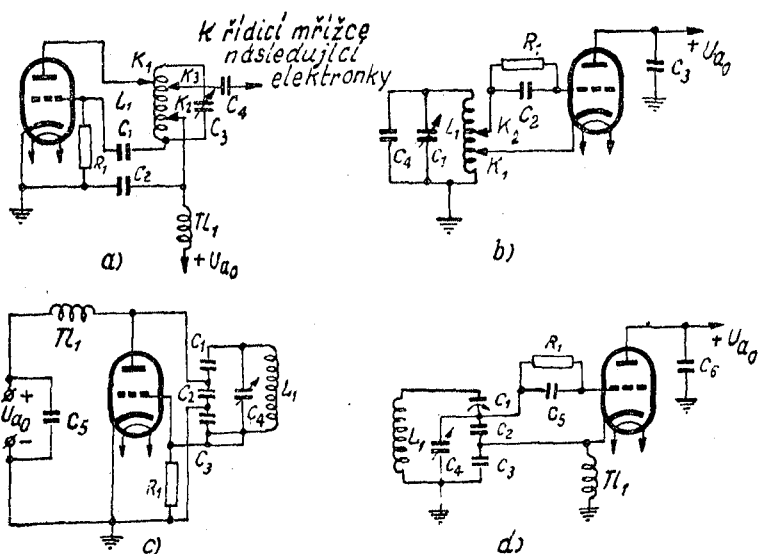
Kromě toho musíme také stabilisovat anodové a mřížkové napětí elektronky řídicího oscilátoru, chceme-li dosáhnout velké stability kmitočtu.

Z uvedeného je zřejmé, proč se řídicí oscilátory dělají pro malé výkony. Čím je menší výkon řídicího oscilátoru, tím menší jsou mřížkové proudy a vysokofrekvenční proudy v okruhu, ohřívající jeho součástky, a tím méně se ohřívá elektronka a jiné části obvodu.

Volba kapacity okruhu a velikosti jeho vazby s elektronkou

Zmenšit vliv elektronky na okruh a tím zmenšit závislost kmitočtu vyráběných kmitů na napětí napájecích zdrojů můžeme dvojím způsobem: zvětšením kapacity okruhu nebo zmenšením jeho vazby s elektronkou. V praxi velmi často používáme obou způsobů zároveň.

Na obr. 26 je několik zapojení řídicích oscilátorů, u nichž se dosáhne zmenšení vazby pouze částečným zapojením okruhu do obvodu. Ve schématech s konduktivní vazbou (obr. 26a a 26b) je nejvhodnější vazba nastavena posuvnými odbočkami  $K_1$ ,  $K_2$  na cívce okruhu. Čím menší část cívky je zařazena do obvodu, tím menší je vazba a tím větší je stabi-



Obr. 26. Různá zapojení řídicích oscilátorů

lita kmitočtu vyráběných kmitů. Celková kapacita okruhu se v těchto zapojeních volí obvykle 300 až 500 pF pro činnost řídicího oscilátoru v pásmu 0,8 až 3,6 Mc/s.

V zapojeních s kapacitní vazbou (obr. 26c a 26d) se potřebná vazba nastaví příslušnou volbou kapacit okruhu  $C_1$ ,  $C_2$  a  $C_3$ . Čím je menší kapacita kondensátoru  $C_1$ , tím menší je vazba. Někdy používáme místo kondensátoru  $C_1$  malé proměnné kondensátoru (obr. 26d). Změnou jeho kapacity můžeme plynule měnit vazbu a tím dosáhnout i nejjvhodnější vazby okruhu s elektronkou. Musíme se zmínit o jedné zvláštnosti tohoto zapojení. Jelikož volíme kapacitu kondensátoru  $C_1$  poměrně malou (30 až 50 pF), je celková kapacita okruhu také malá; proto zde musí být indukčnost cívky poněkud větší než u jiných zapojení. Zvětšením indukčnosti a zmenšením kapacity okruhu se zvětšuje jeho jakost a tím i stabilita kmitočtu vyráběných kmitů. Oscilátor se přeladuje na různé kmitočty amatérského pásma změnou kapacity kondensátoru  $C_4$ .

Bylo již řečeno, že k okruhu řídicího oscilátoru je mimo vlastní elektronku připojena také elektronka následujícího stupně (obr. 25 a 26a); změna jejich pracovních podmínek má také vliv na kmitočet vyráběných kmitů. Abychom tedy zmenšili zpětné působení (reakci) této elektronky, použijeme následujícího stupně ve stavu nedobuzeném a vazbu jeho elektronky s okruhem zmenšíme co možná nejvíce.

### Vliv mechanických deformací

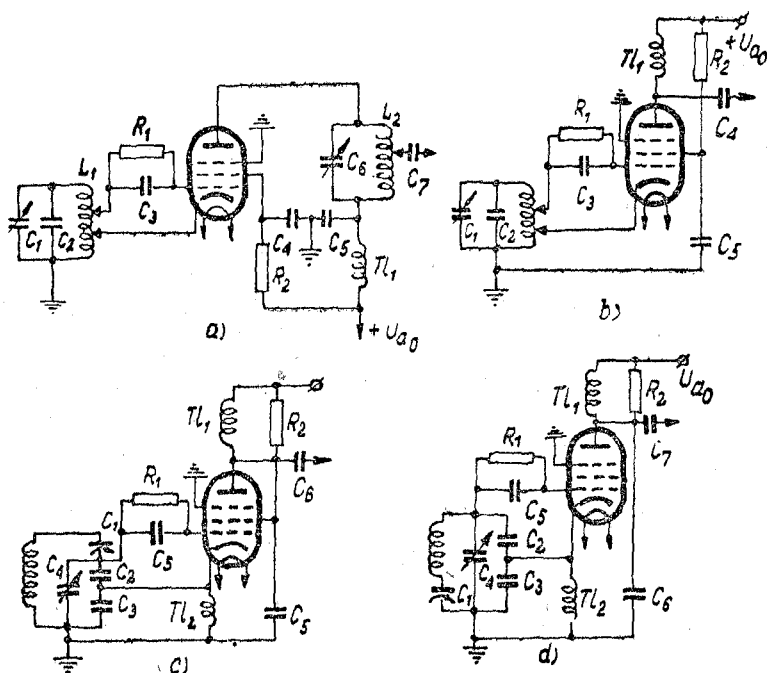
Velký vliv na stabilitu kmitočtu má také jakost konstrukce řídicího oscilátoru. Málo pevná konstrukce cívky okruhu, kostry, nedostatečně upevněné součástky, náhodné dotyky, jež mohou vzniknout, dotkne-li se na př. osa jednoho z ovládaných prvků, umístěného na kostře řídicího oscilátoru, panelu, to vše může vyvolat nestálou činnost oscilátoru a způsobit kolísání tónu, náhlou změnu kmitočtu (skokem) a pod. Řídicí oscilátor má mít pevnou konstrukci jak jednotlivých součástí, tak i celého stupně.

### Zapojení s elektronovou vazbou

Tohoto druhu zapojení se široce používá v konstrukcích řídicích oscilátorů amatérských i průmyslových krátkovlnných vysilačů. V těchto zapojeních je vhodně vyřešena otázka zmenšení vlivu následujících stupňů na kmitočet řídicího oscilátoru a možnosti zvětšovat výkon stupně při dosti velké stabilitě vyráběných kmitů.

Jedno z nejčastěji používaných zapojení oscilátorů s elektronovou vazbou je na obr. 27a. Obsahuje elektronku — tetrodu nebo pentodu — a dva kmitavé okruhy: mřížkový neboli vnitřní  $C_1C_2L_1$  a anodový čili vnější okruh  $C_6L_2$ . Vnitřní okruh je zdrojem kmitů a svými hodnotami určuje jejich kmitočet. Vnější okruh je zapojen do anodového obvodu elektronky a je vázán se zbývající částí stupně společným proudem elektronů. Proto se toto zapojení nazývá elektronově vázaný oscilátor.

Výkon v anodovém okruhu je značně větší než výkon v mřížkovém okruhu, a proto můžeme mluvit o zesilení výkonu. Je-li vnější okruh naladěn na dvojnásobný kmitočet vzhledem k vnitřnímu okruhu, dosáhneme tímto zapojením zdvojení kmitočtu, při naladění na trojnásobný kmitočet ztrojení atd. Z toho plyne, že elektronově vázaný oscilátor se jak svou konstrukcí, tak i svým využitím podobá oscilátoru se dvěma stupni — řídicím oscilátorem a zesilovačem výkonu nebo násobičem kmitočtu.



Obr. 27. Zapojení oscilátorů elektronově vázaných

Kmity vznikají v zapojení podle obr. 27a zcela stejně jako v obyčejném trojbodovém oscilátoru, pouze s tím rozdílem, že se zde účastní buzení i proud stínící mřížky stejně jako anodový proud, protože rovněž protéká částí závitů cívky vnitřního okruhu. Jelikož je však střídavá složka anodového proudu stínící mřížky mnohem menší než střídavá složka anodového proudu, má rozhodující vliv při buzení kmitů anodový proud a nikoli proud stínící mřížky.

Při svém průchodu oběma okruhy vytváří v nich střídavá složka anodového proudu střídavý výkon. Pracuje-li vnější část schematu jako zesilovač, rozdělí se užitečný výkon na okruhy podle jejich rezonančních od-

porů. Pro nás je žádoucí, aby podstatná část výkonu vznikla ve vnějším okruhu. Proto konstruujeme okruhy tak, aby byl rezonanční odpor okruhu  $L_2C_6$  značně větší než  $R_0$  okruhu  $L_1C_1C_2$ . Nejlepšího výsledku dosáhneme, zvolíme-li indukčnost vnějšího okruhu značně větší a kapacitu příslušně menší než indukčnost a kapacitu vnitřního okruhu. Téhož výsledku dosáhneme neúplným zapojením vnitřního okruhu do obvodu. V praxi používáme obou způsobů zároveň. S požadovaným rozdělením výkonu dosáhneme také zvětšení stability vyráběných kmitů. Čím menší bude vazba elektronky s vnitřním okruhem, tím větší bude stabilita kmitočtu. Proto volíme tuto vazbu co nejmenší, avšak takovou, abychom ještě dosáhli stability kmitočtu vyráběných kmitů při dostatečném výstupním výkonu stupně.

Abychom co nejvíce zvětšili stabilitu kmitočtu, zmenšíme na minimum veškeré vnější vazby mezi okruhy. Proto dobře odstíníme okruhy a také anodový obvod od mřížkového obvodu elektronky.

Změna vyladění anodového okruhu má vliv na pracovní podmínky oscilátoru, a tudíž i na kmitočet vyráběných kmitů. Pro zmenšení tohoto působení a zvětšení stability je lépe smířit se s určitou ztrátou výkonu a použít oscilátoru ve stavu nedobuzeném.

Nedobuzeného stavu dosáhneme zmenšením budicího napětí na řídicí mřížce elektronky tím, že na okruhu k sobě přiblížíme body, v nichž jsou připojeny mřížkový obvod a kathoda elektronky.

Zapojení s elektronovou vazbou se velmi často používá v řídicích oscilátorech amatérských vysilačů; toto zapojení dovoluje zmenšit počet stupňů. Abychom zvětšili stabilitu kmitočtu a zmenšili vliv naladění anodového okruhu, ladíme jej na kmitočet 2 až 3krát vyšší než mřížkový okruh (na 2. nebo 3. harmonickou). Výkon oscilátoru je při použití elektronky 6F6, 6V6, 6P3, P-50 zcela dostatečný pro vybuzení konceového stupně 50 až 100W vysilače, a proto může mít vysilač pouze dva až tři stupně podle počtu amatérských pásem, která chceme obsáhnout. Ale jakostního provozu dosáhne takovýto vysilač jen tehdy, byl-li velmi pečlivě seřízen.

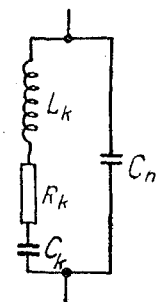
Ve složitějších vysilačích, ve kterých se pro dosažení velké stability používá řídicího oscilátoru malého výkonu, odstraňuje elektronově vázaný oscilátor vliv následujících stupňů. Pak se zapojuje do anodového obvodu elektronky tlumivka nebo činný odpor a vazbu mezi anodovým a mřížkovým okruhem děláme tak volnou, pokud je to jen možné vzhledem k stálosti kmitů. Zapojení takového stupně je na obr. 27b. V tomto zapojení se vhodná vazba nastavuje volbou bodů, v nichž jsou připojeny kathoda a řídicí mřížka, v zapojení na obr. 27c změnou kapacity kondensátoru  $C_1$ . Při použití tohoto zapojení (obr. 27c) dosáhneme prakticky lepší stability kmitočtu, protože okruh má většího činitele jakosti a jeho vazba se lépe nastavuje.

Proto se ho dnes používá mnohem častěji než zapojení podle obr. 27b. Aby byl při vyladování kondensátorem  $C_1$  odstraněn vliv kapacity ruky,

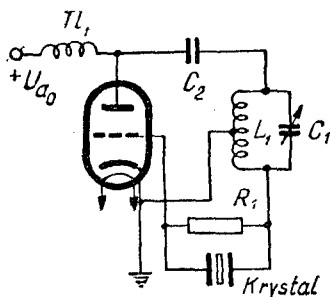
bývá kondensátor zapojen v dolní části okruhu a jeho rotor uzemněn (obr. 27d). Abychom dosáhli co největší stability, použijeme jako  $C_1$  nejlépe kondensátoru se vzduchovým dielektrikem.

## 9. Stabilisace kmitočtu krystalem

Pro stabilisaci kmitočtu elektronkových oscilátorů se používá krystalů křemene s piezoelektrickými vlastnostmi, zvláštním způsobem vyřiznutých. Krystaly (křemenné výbrusy) upevněné ve zvláštním držáku se při



Obr. 28. Náhradní zapojení piezoelektrického výbrusu



Obr. 29. Zapojení pro vymezení změny kmitočtu krystalem

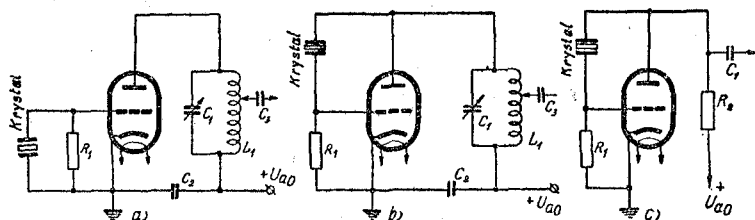
umístění ve vysokofrekvenčních obvodech chovají analogicky jako kmitavý okruh s velkým činitelem jakosti  $Q$ . Křemenný výbrus se svými elektrickými vlastnostmi podobá kmitavému okruhu s malou kapacitou  $C_k$ , poměrně malým činným odporem  $R_k$  a poměrně velkou indukčností  $L_k$ . Náhradní zapojení křemenného výbrusu v držáku je znázorněno na obr. 28.  $C_n$  je paralelně připojená kapacita držáku krystalu. Známe dva druhy pracovních podmínek oscilátorů stabilisovaných křemennými výbrusy. Jedno zapojení pro stabilisaci kmitočtu krystalem je na obr. 29. Křemenný výbrus zapojený místo mřížkového kondensátoru koriguje frekvenci kmitů oscilátoru a brání jejím změnám v širším rozsahu. Ale při poměrně velkém rozladění křemenný výbrus přestane působit a oscilátor vyrábí kmitočet, na nějž je naladěný kmitavý okruh. Ačkoliv toto zapojení poskytuje větší stabilitu kmitočtu než zapojení bez krystalu, je přesto stabilita jím dosažená poměrně malá, a proto se ho používá jen zřídka.

Zapojení podle obr. 30 poskytuje větší stabilitu kmitočtu. Na obr. 30 jsou dvě základní zapojení elektronkového oscilátoru. V zapojení podle obr. 30a je křemenný výbrus mezi mřížkou a katodou elektronky. Působením kapacity mezi elektrodami elektronky — anodou a mřížkou — odvětňuje se část střídavé složky anodového proudu do mřížkového obvodu a budí kmitu krystalu. Pochody probíhající při tomto zapojení

jsou analogické pochodům probíhajícím v zapojení „laděná anoda — laděná mřížka“.

Pro buzení kmitů musíme anodový okruh naladit na kmitočet vyšší, než je rezonanční kmitočet křemenného výbrusu. Naladíme-li okruh na nižší kmitočet, kmity zaniknou.

Ladíme-li okruh (na př. zvětšováním kapacity kondensátoru  $C_1$ ) a budeme-li se přitom přibližovat k rezonančnímu kmitočtu krystalu, nebude se kmitočet vyráběných kmitů téměř měnit a bude velmi blízký



Obr. 30. Různá zapojení pro stabilisaci kmitočtu elektronkových oscilátorů krystalem

kmitočtu krystalu; výkon kmitů při tom vzroste. Svého maxima dosáhne při naladění okruhu na kmitočet velmi blízký rezonančnímu kmitočtu křemenného výbrusu. Při dalším zvětšování kapacity kmity zaniknou. Čím více je rozladěn kmitavý okruh oscilátoru, tím stabilnější je kmitočet vyráběných kmitů. Proto chceme-li dosáhnout co největší stability kmitočtu, zapojujeme místo kmitavého okruhu vysokofrekvenční tlumivku. Zapojení oscilátoru se při tom poněkud zjednoduší.

Naladíme-li anodový okruh na druhou harmonickou křemenného výbrusu, získáme dvojnásobný kmitočet.

Na obr. 30b je zobrazeno zapojení oscilátoru s krystalem mezi anodou a řídicí mřížkou elektronky. V tomto zapojení musí být anodový okruh  $L_1C_1$  naladěn na nižší kmitočet, než je rezonanční kmitočet krystalu. Přitom se výkon vyráběných kmitů zvětšuje, přibližuje-li se jeho vyladění k tomuto kmitočtu, a zmenšuje se, jestliže se od něho vzdaluje. Jako v předoházejícím zapojení je stabilita vyráběných kmitů tím větší, čím větší je rozladění.

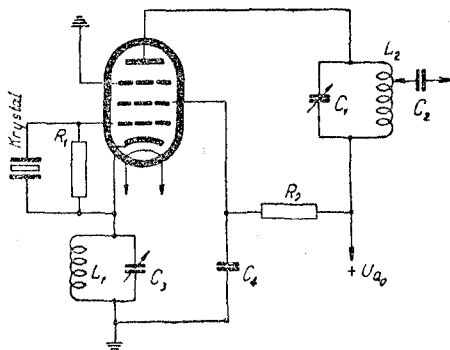
V druhém zapojení může být kmitavý okruh zaměněn za kapacitu. V takovém případě se zapojení značně zjednoduší (viz obr. 30c). Jako zátěže je zde využito výstupní kapacity elektronky a stejnosměrné napětí se k její anodě přivádí přes odpor  $R_2$ . Výkon tohoto stupně je samozřejmě malý.

Zdvojovat kmitočet v zapojení podle obr. 30b a 30c nelze.

Uvedená zapojení mají ten nedostatek, že nemohou dávat větší výkon (ne větší než 3 až 5 W). Se zvětšením výkonu značně klesá stabilita kmitočtu vyráběných kmitů a zvětšuje se zatížení krystalu, což může způsobit i jeho zničení. Zvláště malý výkon dostaneme při zdvojování kmitočtu

(obr. 30a). Proto se v amatérských krátkovlnných vysilačích častěji používá krystalových oscilátorů v zapojení s elektronovou vazbou.

Jedno z nejčastěji používaných zapojení krystalových oscilátorů s elektronovou vazbou je na obr. 31. Má dva kmitavé okruhy. Okruh zapojený do obvodu kathody se vyladí na rezonanční kmitočet krystalu a zúčastní se vzniku kmitů. Okruh zapojený do anodového obvodu je vázán s ostatními obvody proudem elektronů v elektronce a vzniká na něm základní



Obr. 31. Zapojení oscilátoru s elektronovou vazbou a se stabilisací kmitočtu krystalem

střídavý výkon. Při naladění anodového okruhu na rezonanční kmitočet krystalu se v anodovém obvodu zesiluje výkon vyráběných kmitů a při naladění na jednu z harmonických se násobí kmitočet.

V zapojení s elektronovou vazbou můžeme při dostatečně velké stabilitě kmitočtu dosáhnout v anodovém obvodu výkonu 30 až 50 W.

## 10. Oddělovací stupeň

Další stupně vysilače mají značný vliv na řídicí oscilátor a tím velmi zmenšují stabilitu kmitočtu jím vyráběných kmitů. Toto působení je tím větší, čím větší výkon má stupeň následující za řídicím oscilátorem a čím více je vybuzen. Bylo již uvedeno, že pro získání rovnoměrného výkonu po celém rozsahu je nejlépe, jsou-li mezistupně vysilače přebuzeny. V přebuzeném stavu jsou však mřížkové proudy zvláště velké a značně kolísají při změně pracovních podmínek elektronky (na př. při změnách napětí zdroje anodového proudu). Tím se mění vstupní odpor elektronky a její dynamické kapacity, což způsobuje značné zmenšení stability kmitočtu řídicího oscilátoru. Abychom zmenšili vliv následujících stupňů vysilače na stabilitu kmitočtu, zapojujeme mezi řídicí oscilátor a následující stupeň oddělovací (hradicí) stupeň.

Oddělovací stupeň je zesilovač ve stavu silně nedobuzeném a s velkým

záporným předpětím na řídicí mřížce elektronky. Velikost tohoto předpětí volíme takovou, aby napětí řídicí mřížky bylo při činnosti elektronky stále záporné. Při splnění této podmínky bude elektronka bez mřížkového proudu, a proto nebude zatěžovat řídicí oscilátor.

Do anodového obvodu nejčastěji zapojujeme neladěnou zátěž — činný odpor nebo vysokofrekvenční tlumivku. Žádáme-li, aby měl oddělovací stupeň poněkud větší výkon, zapojujeme do anodového obvodu laděný okruh. Pak musí stupeň nezbytně pracovat jako násobič kmitočtu, chceme-li zvětšit jeho stabilitu; nejčastěji to bývá zdvojovač. Při návrhu oddělovacího stupně musíme však vždy mít na zřeteli, že základním požadavkem není zesílení výkonu, ale odstranění vlivu následujících stupňů.

V oddělovacím stupni nejlépe použijeme pentodu, protože dobře pracují při značných záporných předpětích na řídicí mřížce a mají malou kapacitu mezi anodou a řídicí mřížkou.

## 11. Krátký souhrn poznatků a praktické zapojení

Přišli jsme k poznatku, že musíme pro zvětšení stability kmitočtu řídicího oscilátoru učinit několik opatření, která budou uvedena v dalším výkladu.

Především musíme hlavní pozornost věnovat výrobě a jakosti kmitového okruhu. Okruh má mít malé ztráty a pevnou konstrukci. Cívku okruhu musíme navinout s nuceným krokem na keramickou kostru buď ohřátým drátem, nebo s velkým tahem v navíjeném drátu.

Počáteční kapacita okruhu s výjimkou zapojení s kapacitní vazbou (obr. 27c), o němž jsme již hovořili, má být poměrně velká, asi 300 až 500 pF.

Pro okruh má být zvolen takový druh kondensátoru, aby změna teploty neměla vliv na kmitočet vyráběných kmitů.

Vazba okruhu s elektronkou musí být co nejmenší.

Vazbu řídicího oscilátoru s následujícím stupněm neděláme nikdy větší, než je nezbytně nutná pro vybudování další elektronky. Je naopak lépe přivést k následující elektronce menší napětí a spokojit se s menším výkonem, ale získat místo toho větší stabilitu kmitočtu řídicího oscilátoru. Následující stupeň osadíme pentodou nebo tetrodou. Stupeň má pracovat ve stavu nedobuzeném. Nejlépe je umístit za řídicí oscilátor oddělovací stupeň.

Abychom chránili řídicí oscilátor a oddělovací stupeň před vlivem vnějších polí, dobře je odstíníme a kromě toho pečlivě blokujeme v celém zapojení všechny napájecí obvody.

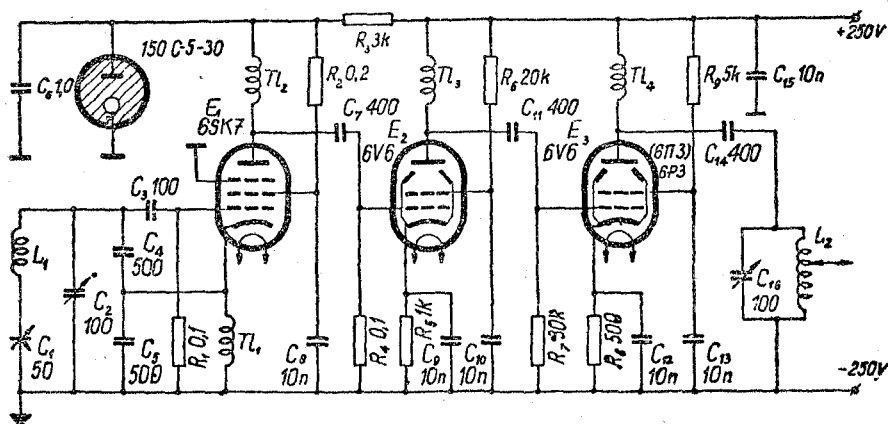
Řídicí oscilátor je nejlépe napájet seriově, protože při paralelním napájení může blokovácí tlumivka, připojená k okruhu paralelně, značně zmenšit stabilitu kmitočtu vyráběných kmitů.

Řídicí oscilátor a oddělovací stupeň je nejlépe napájet samostatným



usměrňovačem s dobrým dvoučláčkovým filtrem a mimo to musíme stabilisovat napětí anody a stínící mřížky elektronky řídicího oscilátoru. Je žádoucí stabilisovat i žhavicí obvody variátorem.

Praktické zapojení budiče pro amatérský krátkovlnný vysilač třídy A a B je na obr. 32. Budič má tři stupně: řídicí oscilátor s elektronkou 6SK7, 6K7, 6SJ7, vyrábějící kmity v pásmu od 1,75 do 1,8 Mc/s, oddělovací stupeň s elektronkou 6V6 (6F6) a zdvojovač kmitočtu s elektronkou 6V6 (6P3). Výkon budiče je 3 až 5 W při kmitočtech 3,5 až 3,6 Mc/s.



Obr. 32. Zapojení budiče

Cívka okruhu řídicího oscilátoru je navinuta jednovrstvově s malým krokem na keramické kostře průměru 20 mm a má 140 závitů smaltovaného drátu průměru 0,15 až 0,2 mm. Délka vinutí je 42 až 45 mm. Tlumivky  $Tl_1$ ,  $Tl_2$ ,  $Tl_3$  a  $Tl_4$  se skládají z několika sekcí, umístěných ve vzdálenosti 3 mm. Sekce jsou navinuty smaltovaným a hedvábním opředěným drátem průměru 0,2 mm; vinutí je křížové s dvěma kříženími na závit nebo „divoké“.

Hodnoty tlumivek jsou tyto:

Tlumivka	Vnitřní průměr mm	Vnější průměr mm	Šířka sekce mm	Počet sekcí
$Tl_1$	10	25	4	2
$Tl_2$	10	24	3	4
$Tl_3$	8	22	3	5
$Tl_4$	8	20	3	4

Tlumivky  $Tl_2$  a  $Tl_3$  mají mít různou indukčnost; při stejné indukčnosti se může oddělovací stupeň rozkmitat. Do anodového obvodu elektronky  $E_2$  musíme zapojit tlumivku s velkou indukčností.

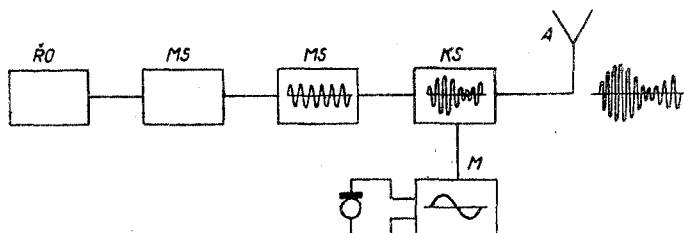
Cívka okruhu zdvojovače se navine jednovrstvově na kostru průměru 35 mm a má 30 závitů drátu průměru 0,6 mm. Délka vinutí je 30 mm.

Budič seřizujeme nastavením kondensátoru  $C_1$  do polohy, při níž řídicí oscilátor pracuje stabilně, a přesnou úpravou indukčnosti cívky  $L_1$ , abychom dostali požadované pásmo.

## V. OVLÁDÁNÍ VYSOKOFREKVENČNÍCH KMITŮ

### 12. Všeobecné poznatky o modulaci

Modulaci se nazývá pochod, jímž ovládáme vysokofrekvenční kmitý ve vysilači v souhlase s kmitý nízkofrekvenčními (zvukovými). Krátkovlnní amatéři používají při telefonním provozu tak zvané amplitudové modulace. V souhlase s nízkofrekvenčními kmitý se mění amplituda kmitů vysokofrekvenčních (na př. změny amplitudy vysokofrekvenčního proudu v antenním obvodu).

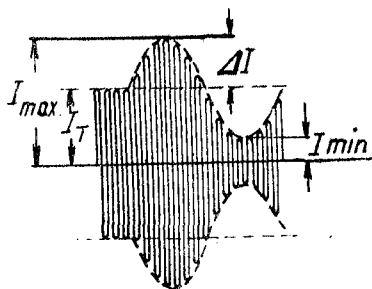


Obr. 33. Blokové schéma amatérského krátkovlnného telefonního vysilače: ŘO — řídicí oscilátor; MS — mezistupně; KS — koncový stupeň; M — modulační zařízení (modulátor)

Na obr. 33 je blokové schéma amatérského krátkovlnného vysilače s amplitudovou modulací.

Modulátor je obyčejný nízkofrekvenční zesilovač, v němž se elektrické nízkofrekvenční kmitý, vznikající v obvodu mikrofonu, zesilují na požadované napětí a výkon. Ke koncovému stupni vysilače přivádíme současně dvojí střídavé napětí — vysokofrekvenční napětí z předzesilovače a nízkofrekvenční napětí z modulátoru. Současným působením obou těchto napětí na elektronku zesilovače se mění, hovoří-li se do mikrofonu, impulsy anodového proudu a tím i amplitudy základní harmonické anodového proudu a vysokofrekvenčního proudu v antenním obvodu v souhlase s kmitý nízkofrekvenčními a mají tvar vyznačený na obr. 33 a 34.

Aby vysílání nebylo skreslováno, je nezbytné, aby změny amplitudy modulovaného vysokofrekvenčního proudu, nebo jinými slovy, tvar obalové křivky (obr. 34, čárkovaná křivka), co možno nejpřesněji vystihoval tvar nízkofrekvenčních kmitů.



Obr. 34. Průběh proudu procházejícího okruhem při modulaci

Nedopadají-li na membránu mikrofonu zvukové vlny, je modulační napětí nulové a modulace vysokofrekvenčních kmitů nenastane. Nemodulované vysokofrekvenční kmitů, vyzařované vysílacím zařízením se nazývají kmitů nosného kmitočtu, nebo krátce nosnou vlnou.

Nizkofrekvenční kmitů způsobující změny amplitudy nosných kmitů se nazývají kmitů modulujícími.

## Hloubka modulace

Čím hlasitěji bude pronesen zvuk před mikrofonem, tím větší bude amplituda modulačního napětí a tím více se změní amplituda vysokofrekvenčních kmitů. Stupeň změny amplitudy vysokofrekvenčních kmitů při modulaci nazýváme hloubkou modulace a vyjadřujeme ji poměrem přírůstku amplitudy proudu (nebo napětí) při modulaci k amplitudě proudu (nebo napětí) nosného kmitočtu.

Hloubka modulace se značí písmenem  $m$ . Její hodnotu vypočítáme z jednoho z těchto vzorců:

$$m = \frac{\Delta I}{I_T}; \quad m = \frac{I_{\max} - I_{\min}}{2 I_T}; \quad m = \frac{I_{\max} - I_{\min}}{I_{\max} + I_{\min}} \quad (72)$$

kde je  $\Delta I$  přírůstek proudu při modulaci;

$I_T$  velikost proudu nosného kmitočtu;

$I_{\max}$  maximální amplituda proudu vysokého kmitočtu při modulaci;

$I_{\min}$  minimální amplituda proudu vysokého kmitočtu při modulaci.

Hloubka modulace se často vyjadřuje v procentech. Pak je

$$m = \frac{\Delta I}{I_T} 100 \% \quad (73)$$

Čím hlubší je modulace, tím hlasitěji a dále je slyšet telefonní vysílač. Proto se vždy snažíme, aby hloubka modulace byla co největší. Neomezeně ji však zvětšovat nemůžeme; zvětšuje-li se totiž  $m$  a přibližuje-li se jeho hodnota k 100 %, může se ve tvaru obalové křivky objevit skreslení a poruší se souměrnost změny amplitudy vysokofrekvenčních proudů. Přenos pořadu se proto stane nesrozumitelným, bude provázen hučením, kolísáním, bude zkrátka skreslený. Toto skreslení je způsobeno nelineárními charakteristiky elektronky, a proto se nazývá nelineární skreslení. Zvláště velké skreslení se objevuje při přemodulování, když hloubka modulace přestoupí 100 %.

Správně seřízený vysílač lze modulovat při velmi malém nelineárním skreslení (sluchem prakticky nepozorovatelném) až do hloubky 90 až 95, a dokonce i 100 %.

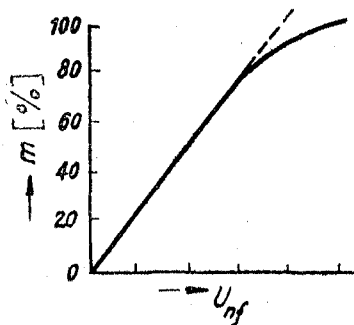
## Modulační charakteristika

Řekli jsme již, že neskreslené modulace dosáhneme pouze tehdy, odpovídá-li tvar obalové křivky modulovaného napětí přesně tvaru modulujících nízkofrekvenčních kmitů.

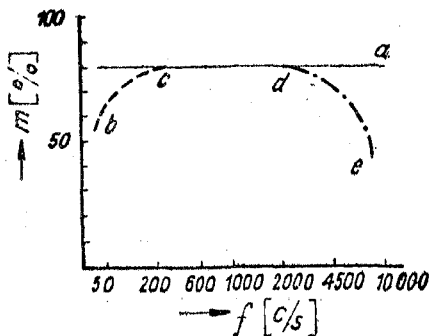
Prakticky je tento požadavek splněn, mění-li se hloubka modulace  $m$  úměrně s amplitudou modulačního napětí, t. j. existuje-li mezi těmito veličinami lineární závislost. Abychom mohli posoudit nelineární skreslení způsobené vysílačem, musíme znát závislost mezi hloubkou modulace  $m$  a amplitudou nízkofrekvenčního napětí  $U_{nf}$ . Křivka vyjadřující tuto závislost graficky (obr. 35) se nazývá dynamická modulační charakteristika. Na obr. 35 nakreslená charakteristika ukazuje, že hloubka modulace v příslušném vysílacím zařízení je úměrná modulačnímu napětí jen do 80 až 85 %, t. j. že zde dostaneme neskreslený signál pouze tehdy, nepřevyší-li hloubka modulace 80 až 85 %. Při dalším zvětšování modulačního napětí se lineární závislost  $m$  na  $U_{nf}$  poruší a tím vzniká nelineární skreslení.

## Frekvenční charakteristika

Radiotelefonní přenos modulovaných kmitů může být provázen nejen nelineárním, ale i frekvenčním skreslením. Při frekvenčním skreslení se řeč stává nepříjemnou, neprirozenou. Je těžce srozumitelná, huhňavá,



Obr. 35. Modulační charakteristika



Obr. 36. Frekvenční charakteristika

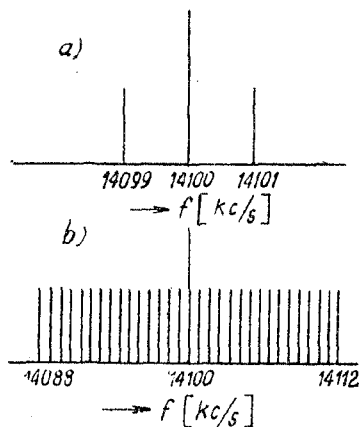
chybějí-li vysoké zvukové kmitočty, a ostrá, křiklavá, chybějí-li nejnižší zvukové kmitočty. Pro správnou reprodukci je nezbytné, aby všechny kmitočty zvukového spektra byly přenášeny stejně, t. j. aby při stejném modulačním napětí byla hloubka jejich modulace stejná.

Abychom zjistili stupeň frekvenčního skreslení, způsobeného vysílačem, kreslíme jeho frekvenční charakteristiku. Frekvenční charakteristikou vysílače pro telefonní provoz nazýváme křivku (obr. 36), jež znázorňuje graficky závislost hloubky modulace na kmitočtu modulačního napětí.

Je-li frekvenční charakteristika přímková (přímka *a*, obr. 36), znamená to, že hloubka modulace pro všechny kmitočty je stejná a vysílání není frekvenčně skreslováno. Odchyluje-li se charakteristika od přímky, svědčí to o tom, že všechny kmitočty nejsou přenášeny stejně. Tak se při poklesu charakteristiky v oblasti *de* hloubka modulace zmenšuje, přestoupí-li modulační kmitočet 3000 c/s. Budou se tedy při vysílání zeslabovat vysoké zvukové kmitočty; v oblasti *bc* se zeslabují nízké zvukové kmitočty.

Seřizujeme-li vysilač, nemusíme trvat na tom, aby propouštěl stejně silně všechny kmitočty zvukového spektra (od 20 do 16 000 c/s). v praxi

zeela postačí, bude-li kmitočtové pásmo několikrát užší; přesto bude jakost přenosu zcela uspokojivá. Naopak se často snažíme zúžit pásmo propouštěné vysilačem, protože vysilač se širokým propouštěným pásmem zaujímá příliš velkou část rozsahu, způsobuje značné poruchy u sousedních (podle kmitočtu) stanic a kromě toho se poněkud zmenšuje jeho slyšitelnost a zhoršují se podmínky příjmu. Je to způsobeno tím, že při modulaci vysilač nevysílá pouze nosnou vlnu, ale ještě t. zv. postranní pásma. Je-li na př. nosný kmitočet 14 100 kc/s a modulační kmitočet 1000 c/s, pak vysilač vyzářuje tři kmitočty — nosný (14 100 kc/s) a dva postranní, rozložené po obou stranách nosného kmitočtu a lišící se od něho o 1000 c/s (obr. 37a). Výsledek je takový, jako by



Obr. 37. Kmitočtové spektrum telefonního vysilače

tři vysilače současně pracovaly s různými kmitočty. Je zřejmé, že se při tom část energie rozdělí na postranní pásma. Vysíláme-li řeč nebo hudbu, není nosná vlna modulována jen jedním kmitočtem, ale mnoha kmitočty, na př. od 50 do 12 000 c/s. Nebude již tedy vysilač vyzářovat tři kmitočty, ale celé spektrum vysokých kmitočtů, ležící v pásmu od 14 088 do 14 112 kc/s (obr. 37b), t. j. zaujme pásmo 24 kc/s a bude rušit sousední stanice, jejichž kmitočet je v pásmu ležícím na obě strany od kmitočtu nosné vlny.

Experimentálně bylo zjištěno, že pro získání zcela uspokojivé jakosti přenosu řeči postačí, propustí-li vysilač pouze kmitočty mezi 250 až 300 c/s a 2500 až 3000 c/s. Při tom již nezaujme vysilač pásmo 24 kc/s, nýbrž pouze 6 kc/s. Tím se značně zmenší poruchy způsobené vysilačem.

Tuto šířku propouštěného pásma lze doporučit pro všechny amatérské vysilače. Omezení kmitočtového pásma se obvykle provádí v modulátoru. Klubové vysilače, vysílající někdy hudební pořady, mají mít možnost

rozšiřovat v modulátoru plynule nebo po skocích pásmo zvukových kmitů v mezích na př. 50 až 5000 c/s.

Frekvenční charakteristika amatérského telefonního vysilače má mít proto tvar nakreslený na obr. 36 (křivka *bcd*).

### Výkon telefonního vysilače

Zároveň se změnou amplitudy vysokofrekvenčního proudu při modulaci mění se i výkon kmitů v anteně, jež jsou vyzařovány vysilačím zařízením. Při nemodulovaném signálu je vyzařovaný výkon, jde-li o telefonní provoz,

$$P_{1T} = \frac{I_T^2 R_A}{2} \quad (74)$$

kde je  $P_{1T}$  výkon při telefonním provozu;  
 $R_A$  činný odpor anteny.

V tom okamžiku, kdy amplituda proudu v anteně dosáhne největší hodnoty ( $I_{\max}$ ), je vyzařovaná energie také maximální.

Z obr. 34 vidíme, že maximální amplituda proudu v anteně je

$$I_{\max} = I_T + \Delta I = I_T + mI_T = I_T (1 + m) \quad (75)$$

Z toho plyne, že maximální výkon je

$$P_{\max} = \frac{I_{\max}^2 R_A}{2} = \frac{[I_T (1 + m)]^2 R_A}{2} = \frac{I_T^2 R_A}{2} (1 + m)^2$$

t. j.

$$P_{\max} = P_T (1 + m)^2 \quad (76)$$

Při 100% modulaci ( $m = 1$ ) je maximální amplituda proudu v anteně

$$I_{\max} = I_T (1 + 1) = 2 I_T \quad (77)$$

Je tedy dvakrát větší než při telegrafním provozu a výkon

$$P_{\max} = P_T (1 + m)^2 = 4 P_T \quad (78)$$

je čtyřikrát větší. Minimální výkon je zde nulový.

Vidíme, že výkon vysilače se při modulaci neustále mění a lze jej vyjádřit určitou hodnotou jen tehdy, jde-li o provoz bez modulace. Proto určujeme výkon telefonního vysilače jako výkon kmitů jeho nosného kmitočtu (výkon při nosném kmitočtu). Ale vysilač musí mít možnost krátkodobě dávat výkon  $(1 + m)^2$ krát větší než  $P_T$  a kromě toho závisí slyšitelnost vysilače nejen na jeho výkonu, nýbrž i na hloubce modulace. Mluvíme-li tedy o hodnotách telefonního vysilače, uvádíme pro úplnost určení nejen jeho výkon při nosném kmitočtu, ale i jeho hloubku modulace.

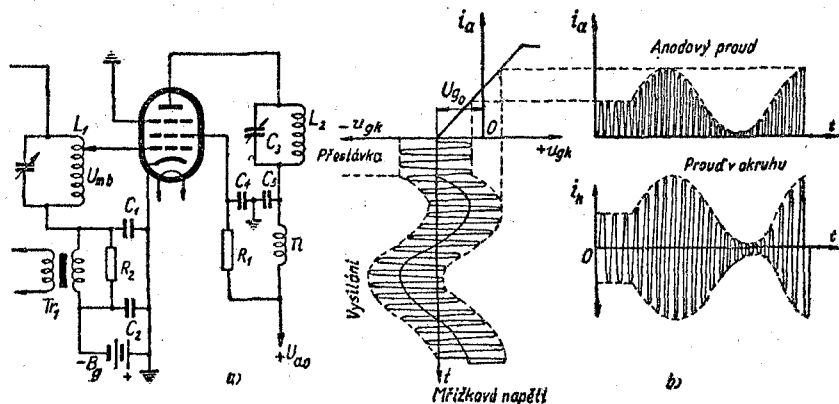
## Druhy modulace

Moderní vysílače modulujeme působením nízkofrekvenčního napětí na jednu nebo současně na několik elektrod elektronky jednoho ze stupňů vysílače. Podle toho, ke které elektrodě elektronky přivádíme modulační napětí, rozeznáváme tyto druhy modulace: modulaci řídicí mřížky, stínící mřížky, brzdící mřížky, anodovou modulaci a konečně anodovou modulaci se současnou modulací stínící mřížky, t. j. kombinaci anodové a mřížkové modulace.

V amatérských vysílačích se moduluje většinou koncový stupeň a někdy předzesilovací stupeň. Pak pracuje koncový stupeň jako zesilovač modulovaných kmitů.

### 13. Mřížková modulace změnou předpětí

Na obr. 38a je uvedeno zapojení pro mřížkovou modulaci změnou předpětí. K řídicí mřížce elektronky přivádíme současně budící střídavé vysokofrekvenční napětí se stálou amplitudou  $U_{mb}$ , předpětí  $U_{g0}$  ze samostatného zdroje proudu  $B_g$  a modulační napětí  $U_{mf}$  ze sekundáru výstupního transformátoru modulátoru  $Tr_1$  (modulačního transformátoru).



Obr. 38. Zapojení pro mřížkovou modulaci změnou předpětí

Nedopadají-li na mikrofon zvukové vlny, je modulující napětí nulové a na řídicí mřížce elektronky jsou pouze dvě napětí: předpětí  $U_{g0}$  a budící napětí  $U_{mb}$ . Pak je anodový proud tvořen množstvím impulsů stejné velikosti a v anodovém okruhu a anteně je střídavý vysokofrekvenční proud se stálou amplitudou.

Při hovoru před mikrofonem se na sekundáru modulačního transformátoru objeví střídavé nízkofrekvenční napětí. Skládá se s napětím baterie  $B_g$  a mění podle nízkofrekvenčních kmitů záporné předpětí na mřížce



elektronky zesilovače. Proto se začne měnit velikost impulsů anodového proudu elektronky a amplituda vysokofrekvenčního proudu v okruhu a anteně. Na obr. 38b jsou graficky znázorněny pochody probíhající při modulaci.

Připomeňme, že modulace řídicí mřížky lze použít jen tehdy, pracuje-li elektronka jako zesilovač ve třídě B nebo C. U zesilovačů třídy A zásadně nelze použít tohoto druhu modulace.

### Výpočet modulovaného zesilovače

Při návrhu vysilače určeného pro telefonní provoz bývá obvykle prvním požadavkem určitý výkon při nosném kmitočtu  $P_T$ , určitá hloubka modulace  $m$  a co nejmenší skreslení. Při výpočtu musí konstruktér určit všechny ostatní hodnoty zesilovače, a to:  $\bar{U}_{g0}$ ,  $U_{mb}$ ,  $P_g$ ,  $\eta$ ,  $I_{a0}$ ,  $P_0$ ,  $P_a$  atd., a také modulační napětí  $U_{mf}$  a výkon modulatoru  $P_m$ .

Protože se výkon zesilovače mění při modulaci v mezích od

$$P_{\max} = P_T (1 + m)^2$$

do

$$P_{\min} = P_T (1 - m)^2 \quad (79)$$

musíme potřebné hodnoty počítat pro dva případy: pro nosný kmitočet a pro maximální okamžitý výkon. Velikost  $P_{\min}$  nás pokud jde o výpočet nezajímá, protože při něm je výkon zesilovače velmi malý a zesilovač tedy pracuje za velmi výhodných podmínek.

### Výpočet zesilovače pro maximální výkon

Ukázalo se, že při mřížkové modulaci změnou předpětí má zesilovač, chceme-li dosáhnout lineární modulace, v okamžiku maximálního výkonu pracovat ve stavu nedobuzeném nebo v krajním případě ve stavu kriticky vybudzeném, při čemž impuls anodového proudu má být menší, než je nasycený proud elektronky.

Úhel otevření volíme při maximálním výkonu do  $240^\circ$ .

Podle požadovaného  $P_{1\max}$  volíme druh a počet elektronek a počítáme potom zesilovač ze vzorců uvedených v článku „Výpočet koncového stupně pro požadovaný výkon“. Výpočtem určíme  $\xi_{\max}$ ,  $I_{a1\max}$ ,  $I_{a0\max}$ ,  $P_{a\max}$ ,  $\eta_{\max}$ ,  $R_e$ ,  $U_{mb}$ ,  $U_{g0\max}$ . Index „max“ zdůrazňuje, že vypočítané hodnoty se vztahují na práci zesilovače při maximálním výkonu.

### Výpočet zesilovače pro výkon při nosném kmitočtu

Při zesilování samotného nosného kmitočtu má předpětí na mřížce značnou hodnotu, a to větší než při maximálním okamžitém výkonu. Podle toho se zmenšují proudy, výstupní napětí, výkon a účinnost. Zesilovač pracuje ve stavu silně nedobuzeném.

Všechny hodnoty zesilovače, zesilujícího samotný nosný kmitočet, můžeme vypočítat z těchto vztahů:

Proudy

$$I_{aT} = \frac{I_{a1 \max}}{1 + m} \quad (80)$$

$$I_{a0T} = \frac{I_{a0 \max}}{1 + m} \quad (81)$$

Výstupní napětí a činitel využití anodového proudu

$$U_{maT} = \frac{U_{ms \max}}{1 + m} \quad (82)$$

$$\xi_T = \frac{\xi_{\max}}{1 + m} \quad (83)$$

Výkony

$$P_{IT} = \frac{P_{\max}}{(1 + m)^2} \quad (84)$$

$$P_{0T} = \frac{P_{0 \max}}{1 + m}; P_{aT} = P_{0T} - P_{IT} \quad (85)$$

Účinnost

$$\eta_T = \frac{\eta_{\max}}{1 + m} \quad (86)$$

Při 100% modulaci ( $m = 1$ ) dostaneme

$$P_{IT} = \frac{P_{\max}}{4} \quad (87)$$

$$P_{0T} = \frac{P_{\max}}{2} \quad (88)$$

$$\eta_T = \frac{\eta_{\max}}{2} \quad (89)$$

Protože při telefonním provozu je účinnost zesilovače malá, je anodová ztráta větší a může dosáhnout větší hodnoty než při maximálním okamžitém výkonu. Proto přezkoušíme při výpočtu, není-li při telefonním provozu anodová ztráta větší než přípustná hodnota.

Předpětí  $U_{g0T}$  se pro 100% modulaci určí z těchto vzorců:

$$U_{g0T} = \frac{U_{g0 \max} - U_{g0 \min}}{2} \quad (90)$$

kde je  $U_{g0 \min}$  předpětí, při němž  $P_1 = 0$ .

$$U_{g0 \min} = U'_{g0} - U_{mb} \quad (91)$$

Je-li hloubka modulace menší než 100 %, pak je

$$U_{g0T} = \frac{U_{g0 \max} - m U_{g0 \min}}{2} \quad (92)$$

Amplituda modulačního nízkofrekvenčního napětí se určuje jako rozdíl předpětí při maximálním výkonu a výkonu při nosném kmitočtu

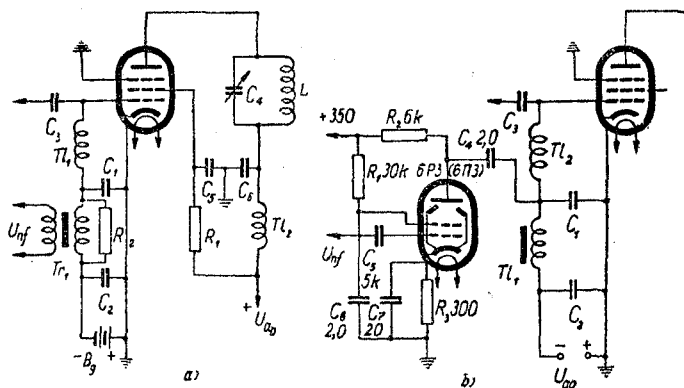
$$U_{m \text{ nf}} = U_{g0 \max} - U_{g0T} \quad (93)$$

Efektivní hodnota modulačního napětí, kterou musí ukázat voltmetr na střídavý proud, zapojený na výstupu modulátoru, bude

$$U_{\text{nfef}} = 0,707 U_{m \text{ nf}} \quad (94)$$

Základní zapojení pro mřížkovou modulaci změnou předpětí

Na obr. 39 jsou uvedena základní zapojení pro mřížkovou modulaci, jichž se používá v amatérských krátkovlnných vysilačích.



Obr. 39. Zapojení pro mřížkovou modulaci

Na obr. 39a je zapojení s transformátorem a paralelním napájením mřížky vysokofrekvenčním a nízkofrekvenčním napětím. Budičí napětí přivádíme přes kondensátor  $C_3$  a předpětí a nízkofrekvenční napětí přes tlumivku  $TL_1$ . Kondensátor  $C_1$  blokuje obvody předpětí a výstup modulátoru a chrání je, aby do nich nepronikly vysokofrekvenční proudy. Jeho kapacitu volíme mezi 500 až 1000 pF. Zvětšovat jeho kapacitu ještě více se nedoporučuje, protože by se již znatelně projevil vliv této kapacity, připojené paralelně k sekundáru výstupního transformátoru; omezovaly by se amplitudy vysokých kmitočtů zvukového spektra. Kondensátor  $C_2$  zamezuje nízkofrekvenčnímu proudu přístup do obvodu baterie pro předpětí. Jeho kapacita se má volit mezi 2 až 5  $\mu\text{F}$ .

Co do činnosti jsou obě zapojení (obr. 38a a 39a) rovnocenná. Volba příslušného zapojení je v podstatě dána zapojením předzesilovacího stupně (nemůžeme na př. použít prvního zapojení, je-li předzesilovací stupeň napájen seriově) a také konstrukčními hledisky.

Na obr. 39b je uvedeno zapojení s proměnným odporem a tlumivkou, navržené A. L. Mincem. V tomto zapojení je koncový stupeň modulátoru odporově vázaným zesilovačem, a proto je zde frekvenční skreslení menší než při použití zapojení s modulačním transformátorem. V uvedeném zapojení je  $T_1$  obyčejná nízkofrekvenční tlumivka,  $R_2$  odpor zátěže modulátoru,  $C_4$  oddělovací kondensátor. Význam součástí  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$  a j. je stejný jako v předcházejících zapojeních.

Na závěr se musíme zmínit o tom, že při modulaci řídicí mřížky změnou předpětí se mřížkové proudy elektronky zesilovače, zatěžující modulátor, mění nelineárně a spolu se změnou  $U_{g0}$  způsobují v modulátoru nelineární skreslení. Proto musíme při této modulaci použít modulátoru poměrně velkého výkonu a zatížit jej přídatným činným odporem (obr. 38a a 39a, odpor  $R_2$ ), který spotřebuje výkon 2 až 3krát větší než mřížkový obvod zesilovače, chceme-li, aby skreslení bylo malé. Tak pro 100W vysilač musí mít modulátor výkon 3 až 4 W. Kromě toho musí mít koncová elektronka modulátoru co nejmenší vnitřní odpor. Prakticky dosáhneme nejlepších výsledků, použijeme-li v koncovém stupni modulátoru elektronky 6P3 (6P6) nebo 6L6, zvláště je-li ve stupni zavedena záporná zpětná vazba.

#### 14. Zesílení modulovaných kmitů

Pro zjednodušení modulačního zařízení se někdy ve vysilačích moduluje předzesilovací stupeň. Tehdy pracuje koncový stupeň jako zesilovač modulovaných kmitů.

Jedno z takových zapojení je na obr. 40. Zde se moduluje předzesilovací stupeň mřížkově změnou předpětí. K řídicí mřížce elektronky koncového stupně vysilače přicházejí již modulované vysokofrekvenční kmitů.

Zesilování modulovaných kmitů má mnoho zvláštností.

Výzkumy bylo zjištěno, že se modulované kmitů zesilují neskresleně jen tehdy, pracuje-li zesilovač ve stavu nedobuzeném s úhlem otevření blízkým  $180^\circ$ . Pracuje-li elektronka koncového stupně s úhlem otevření menším než  $180^\circ$ , zvětšuje se hloubka modulace; je tím větší, čím menší je úhel otevření. Této vlastnosti zapojení se někdy využívá k dosažení 100% modulace, je-li hloubka modulace předzesilovacího stupně nedostatečná. Je-li však hloubka modulace koncového stupně příliš velká, vznikají značná nelineární skreslení.

Je-li úhel otevření větší než  $180^\circ$ , je hloubka modulace malá a vznikají rovněž velká nelineární skreslení.

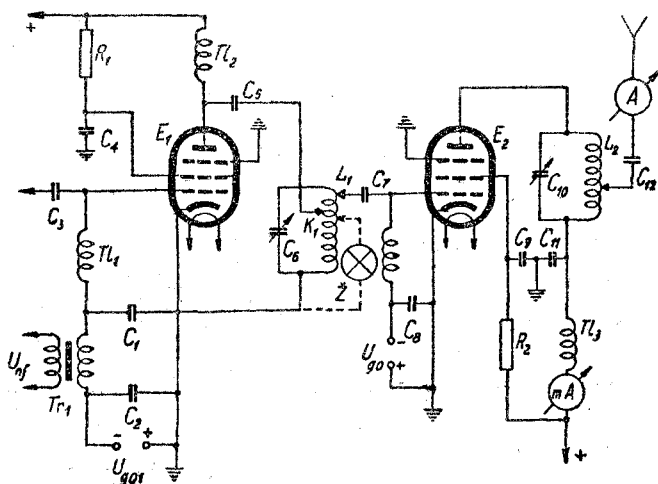
Výpočet stupně pro maximální okamžitý výkon provádíme stejně jako při mřížkové modulaci změnou předpětí, ale pro úhel otevření  $180^\circ$ ;

výpočet stupně pro výkon při nosném kmitočtu se liší pouze v tom, že předpětí mřížky  $U_{g0}$  zůstává stejné, ale zmenšuje se budící napětí z hodnoty  $U_{mb \max}$  na hodnotu  $U_{mbT}$ .

Velikost  $U_{mbT}$  vypočítáme ze vzorce:

$$U_{mbT} = \frac{U_{mb \max}}{1 + m} \quad (95)$$

Nízkofrekvenční napětí, potřebné pro modulaci, se určuje při výpočtu předzesilovacího stupně.



Obr. 40. Zapojení zesilovače modulovaných kmitů

Žadanych pracovních podmínek předzesilovacího stupně nejlépe dosáhneme přemístováním posuvné odbočky k anodě  $K_1$  anebo tím, že dodatečně zatěžujeme zesilovač na př. žhavicí žárovkou  $Z$  (obr. 40, čárkovaně). V tomto případě bude žárovka též indikátorem.

Předpětí řídicí mřížky elektronky koncového stupně se musí přivádět ze samostatného zdroje proudu.

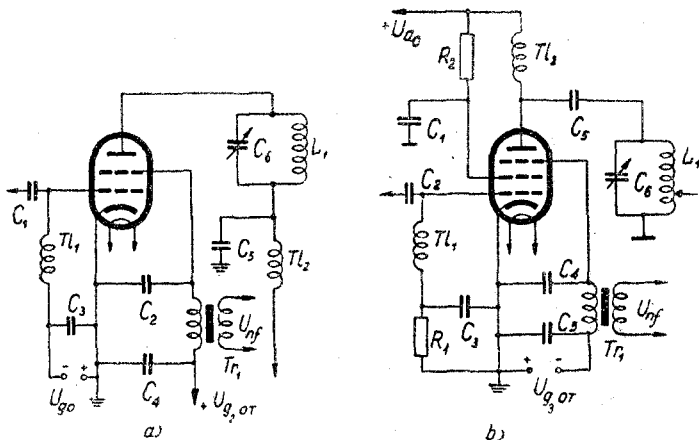
Na závěr poznamenejme, že toto zapojení se seřizuje obtížněji než všechna ostatní zapojení s jinými druhy modulace, a proto doporučujeme jeho použití pouze velmi zkušeným amatérům.

## 15. Modulace stínicí mřížky

Modulace stínicí mřížky (obr. 41a) se může použít, je-li koncový stupeň osazen tetrodou nebo pentodou. Při tomto druhu modulace se nízkofrekvenční napětí přivádí z modulátoru k stínicí mřížce elektronky zároveň s napětím stejnosměrným. Lineární modulace je zde možná podobně

jako v předcházejících zapojeních pouze tehdy, pracuje-li elektronka jako zesilovač třídy B nebo C a je-li zesilovač ve stavu nedobuzeném.

Modulace stínicí mřížky nemá ve srovnání s popsány mi již druhy modulace žádnou přednost, ale má jen mnoho podstatných nedostatků: Vyžaduje modulátor poměrně velkého výkonu, velké modulační napětí a kromě toho musíme paralelně k stínicí mřížce připojit velký kondensá-



Obr. 41. a) zapojení pro modulaci stínicí mřížky; b) zapojení pro modulaci brzdící mřížky

tor  $C_2$ , abychom zajistili její nulový vysokofrekvenční potenciál; tím však zhoršíme frekvenční charakteristiku (omezují se amplitudy vysokých zvukových kmitočtů). To nemá ovšem velký význam pro amatérské vysíláče určené jen pro vysílání řeči.

Pro tyto nedostatky se modulace stínicí mřížky používá dosti zřídka a pro amatérské vysíláče ji nedoporučujeme.

## 16. Modulace brzdící mřížky

Zapojení koncového stupně vysíláče s modulací brzdící mřížky je na obr. 41b. V tomto zapojení je při telefonním provozu přiváděno k brzdící mřížce elektronky určité záporné napětí  $U_{g_{30}T}$ . Kromě toho je k ní též přiváděno nízkofrekvenční napětí  $U_{nf}$  ze sekundáru modulačního transformátoru  $Tr_1$ . Aby brzdící mřížka měla nulový vysokofrekvenční potenciál, spojujeme ji s kostrou přes kondensátor  $C_4$  kapacity 500 až 700 pF. Mluví-li se do mikrofону, objevuje se na sekundáru modulačního transformátoru nízkofrekvenční napětí, které se skládá s napětím baterie  $U_{g_{30}T}$  a mění napětí brzdící mřížky v rytmu nízkofrekvenčních kmitů. Tím se mění velikost impulsů anodového proudu a tím i amplituda vysokofrekvenčního proudu v anteně.

Výpočet zesilovače s modulací brzdící mřížky je jednoduchý. Nejdříve vypočítáme, jako v předcházejících případech, zesilovač pro maximální okamžitý výkon  $P_{1\max} = P_T (1 + m)^2$  a potom můžeme určit potřebnou hodnotu záporného předpětí brzdící mřížky  $U_{g_{0T}}$  pro telefonní provoz:

$$U_{g_{0T}} = 0,5 \left( U_{g_{0\max}} - \frac{U_{a0}}{\mu_{ag_s}} \right) \quad (96)$$

kde je  $U_{g_{0\max}}$  napětí brzdící mřížky při maximálním výkonu;  $\mu_{ag_s}$  zesilovací činitel elektronky pro brzdící mřížku.

Bývá obvykle v pentod uveden v tabulkách.

Modulační nízkofrekvenční napětí určíme podle vzorce:

$$U_{mf} = U_{g_{0\max}} - U_{g_{0T}} \quad (97)$$

Výkon vysilače je pro telefonní provoz při tomto druhu modulace přibližně stejný jako při modulaci řídicí mřížky změnou předpětí. Ale modulace brzdící mřížky má ve srovnání s modulací řídicí mřížky změnou předpětí některé výhody. Napětí brzdící mřížky zůstává při modulaci nebo po větší část modulační doby záporné (po celou dobu tehdy, je-li  $U_{g_{0\max}}$  nulové), a proto se v obvodu brzdící mřížky neztrácí téměř žádná část výkonu modulatoru. To dovoluje značně zjednodušit modulační zařízení a zmenšit jeho výkon.

Při této modulaci je větší část frekvenční charakteristiky lineární, a proto se zmenšují nelineární skreslení. Prakticky lze při vhodné volbě hodnot odporů  $R_1$  a  $R_2$ , zapojených v obvodu řídicí a brzdící mřížky, neskresleně vysílat při hloubce modulace do 90 až 95 %.

Mřížkový proud se při modulaci téměř nemění. Proto je zátěž modulatoru prakticky stále stejná a tím se zlepšují pracovní podmínky celého stupně.

Můžeme tedy dojít k závěru, že modulace brzdící mřížky je nejlepší ze všech druhů mřížkové modulace. Proto můžeme toto zapojení doporučit pro amatérské krátkovlnné vysilače.

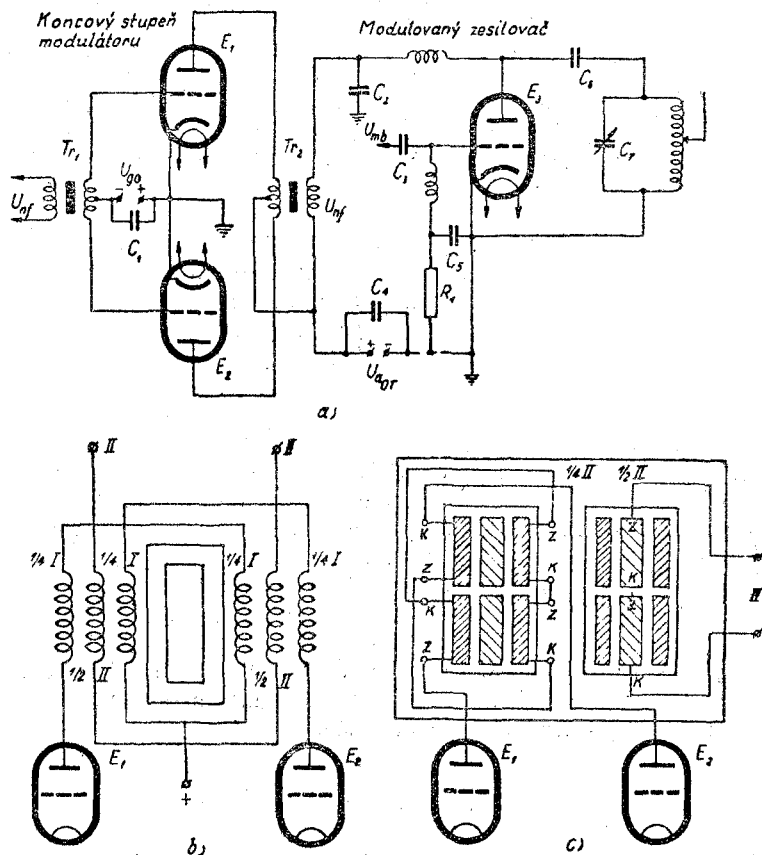
## 17. Anodová modulace

Zapojení koncového stupně vysilače s anodovou modulací je na obr. 42a. V tomto zapojení je v serii se zdrojem anodového proudu zapojen sekundár modulačního transformátoru  $Tr_2$ , a proto se mění, mluvíme-li před mikrofonom, anodové napětí zesilovací elektronky, rovnající se součtu napětí zdroje anodového proudu  $U_{a0T}$  a nízkofrekvenčního napětí  $U_{mf}$  na sekundáru modulačního transformátoru, v rytmu nízkofrekvenčních kmitů.

Na rozdíl od jiných způsobů modulace musí být zesilovač při anodové modulaci ve stavu přebuzeném a jen v bodě maxima se stává kriticky vybuzeným. Je-li přebuzen, má zesilovač v tomto zapojení dosti velkou

účinnost (asi 70 %), a proto může mít vysilač s anodovou modulací dvakrát větší střídavý výkon než při všech ostatních druzích modulace.

Na obr. 43 jsou nakresleny křivky vysvětlující činnost zesilovače při modulaci. Z průběhu křivek vidíme, že při nulovém modulačním napětí, když se zesilují jen nosné kmity, je anodové napětí konstantní a má hod-



Obr. 42. a) zapojení pro anodovou modulaci; b) a c) správné rozložení vinutí výstupního transformátoru

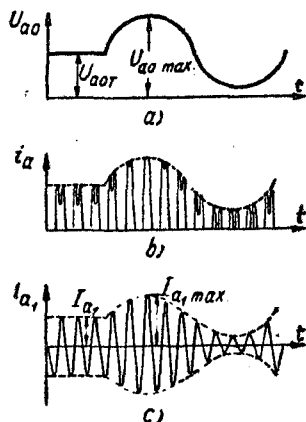
notu  $U_{a0T}$  (obr. 43a); konstantní zůstává i velikost a tvar impulsů anodového proudu (obr. 43b). Při kladné půllné modulačního napětí se anodové napětí zvětšuje, a proto se zmenšuje stupeň přebuzení a tím i hloubka sedla impulsu anodového proudu. Se zmenšením hloubky sedla se zvětšuje amplituda základní harmonické anodového proudu a amplituda antenního proudu. Amplituda proudu základní harmonické dosahuje



maxima v tom okamžiku, kdy se anodové napětí rovná  $U_{a0 \max}$  a stupeň vybuzení je kritický. Poklesne-li potom anodové napětí, je zesilovač přebuzen. Proto má impuls anodového proudu uprostřed opět sedlo, zmenšující základní harmonickou.

Z počátku je hloubka sedla nevelká, ale s postupným zmenšováním anodového napětí se sedlo prohlubuje a příslušně se zmenšuje amplituda základní harmonické anodového proudu.

Zvolíme-li vhodně pracovní podmínky zesilovače, změní se amplitudy základní harmonické anodového proudu úměrně se změnou anodového napětí, a proto je modulační charakteristika až do 100% modulace přímková. Použití přebuzeného stavu vede v tomto zapojení k znatelnému vzrůstu mřížkového proudu a mřížkové ztráty. Proto se doporučuje, chceme-li zlepšit teplotní podmínky obvodu řídicí mřížky a také vyrovnat počátek modulační charakteristiky, použít samočinného předpětí, vytvářeného mřížkovým proudem.



Obr. 43. Diagram vysvětlující činnost vysíláče s anodovou modulací

### Výpočet pro maximální okamžitý výkon

Velikost anodového napětí při zesilování samotného nosného kmitočtu  $U_{a0T}$  při anodové modulaci se obvykle volí tak, aby se rovnala jmenovitému anodovému napětí  $U_{a0jm}$  pro telegrafní provoz. Některé elektronky však nevydrží dvojnásobné anodové napětí, které vzniká při špičce modulačního napětí. Pro takové elektronky volíme  $U_{a0T}$  takto:

$$U_{a0T} = (0,75 \text{ až } 0,8) U_{a0jm} \quad (98)$$

Pro maximální výkon dosahuje napětí hodnoty

$$U_{a0 \max} = U_{a0T} (1 + m) \quad (99)$$

Při 100% modulaci ( $m = 1$ )

$$U_{a0 \max} = 2 U_{a0T} \quad (100)$$

Při maximálním anodovém napětí musí zesilovač mít výkon

$$P_{1 \max} = P_{1T} (1 + m)^2$$

Zesilovač pracuje v tomto okamžiku ve stavu kriticky vybuzeném nebo málo přebuzeném.

Podle uvedených již vzorců pro výpočet stupně pro určitý střídavý výkon vypočítáme zesilovač i pro maximální výkon. Při tom volíme

$\xi = 0,95$ . Výpočtem máme určit potřebný ekvivalentní odpor okruhu  $R_{o\text{ opt}}$ , budící napětí je  $U_{mb}$ , předpětí  $U_{g0}$  a odpor v mřížkovém obvodu  $R_g$ . Podotkněme, že vypočítaná anodová ztráta  $P_{a\text{ max}}$  je hodnota okamžitá, a proto může překročit přípustnou hodnotu, uvedenou v katalogu.

V mnohých případech představují amatéři již hotové vysílače určené pro telegrafní provoz na anodovou modulaci. Při tom často nemůže elektronka, použitá v koncovém stupni, dodat výkon dovolený koncesními podmínkami pro příslušnou třídu při telefonním provozu. V takovém případě vypočítáme nejdříve zesilovač pro maximální střídavý výkon, zvolíme-li  $U_{a0\text{ max}} = (1,5 \text{ až } 2) U_{a0\text{ jm}}$  a pak určíme výkon vysílače pro telefonní provoz

$$P_{1T} = \frac{P_{1\text{ max}}}{(1 + m)^2} \quad (101)$$

Takto vypočítaný výkon při telefonním provozu  $P_{1T}$  bude maximální pro danou elektronku.

Výpočet zesilovače pro výkon při nosném kmitočtu.

Při zesilování samotného nosného kmitočtu se anodové napětí zmenšuje o hodnotu  $1 + m$  a bude

$$U_{a0T} = \frac{U_{a0\text{ max}}}{1 + m} \quad (102)$$

Stejnoseměrná složka anodového proudu je analogicky

$$I_{a0T} = \frac{I_{a0\text{ max}}}{1 + m} \quad (103)$$

a výkony

$$P_{1T} = \frac{P_{1\text{ max}}}{(1 + m)^2}; \quad P_{0T} = \frac{P_{0\text{ max}}}{(1 + m)^2}; \quad P_{aT} = \frac{P_{a\text{ max}}}{(1 + m)^2} \quad (104)$$

Účinnost zesilovače je v tomto případě přibližně stejná jako při maximálním okamžitém výkonu.

Abychom mohli přezkoušet teplotní pracovní podmínky elektronky zesilovače, musíme znát střední hodnotu anodové ztráty při modulaci

$$P_{a\text{ stt}} = P_{aT} \left( 1 + \frac{m^2}{2} \right) \quad (105)$$

Tento výkon je při 100% modulaci 1,5krát větší než  $P_{aT}$  při zesílení samotného nosného kmitočtu a určuje ohřev anody elektronky. Proto nesmí přesahovat hodnotu přípustnou pro daný druh elektronky.

Dále stanovíme amplitudu modulačního napětí

$$U_{m\text{ nt}} = mU_{a0T} \quad (106)$$

Výstupní výkon modulátoru  $P_M$  vypočítáme ze vzorce

$$P_M = P_{0T} \frac{m^2}{2} \quad (107)$$

Tyto vzorce ukazují, že pro dosažení 100% modulace při anodové modulaci musíme mít složité modulační zařízení s výkonem rovnajícím se přibližně 70 % celkového výkonu vysilače při telegrafním provozu a s výstupním napětím rovnajícím se napětí zdroje anodového proudu  $U_{a0T}$ .

Koncový stupeň takového modulátoru je nejlépe dělat jako dvojčinný zesilovač (obr. 42) třídy B. Abychom nemuseli konstruovat pro napájení koncového stupně modulátoru samostatný síťový zdroj značného výkonu, je výhodné použít modulačních elektronek ( $E_1$  a  $E_2$ ), vyžadujících anodové napětí  $U_{a0}$  rovnající se napětí  $U_{a0T}$  a napájet je z téhož síťového zdroje, který napájí i koncový stupeň vysilače.

Koncový stupeň modulátoru počítáme stejně jako obyčejný nízkofrekvenční zesilovač příslušného výkonu. Při tom používáme vzorce zahrnujícího i ztráty v modulačním transformátoru

$$P_M = 1,1 P_{0T} \frac{m^2}{2} \quad (108)$$

Odpor zátěže modulátoru  $R_n$  necht se rovná odporu zesilovače pro stejnosměrný proud  $R_z$

$$R_n = R_z = \frac{U_{a0T}}{I_{a0T}} \quad (109)$$

Jakost činnosti telefonního vysilače s anodovou modulací značně závisí na vlastnostech a konstrukci modulačního transformátoru, protože nevhodný modulační transformátor může způsobit velká nelineární a frekvenční skreslení. Proto musíme věnovat náležitou pozornost jeho zhotovení.

Počítáme-li modulační transformátor, musíme si především uvědomit, že sekundárním vinutím modulačního transformátoru protékají proudy, které napájejí zesilovač. Stejnosměrný proud  $I_{a0T}$  magnetuje jádro, a proto musíme značně zvětšit jeho rozměry.

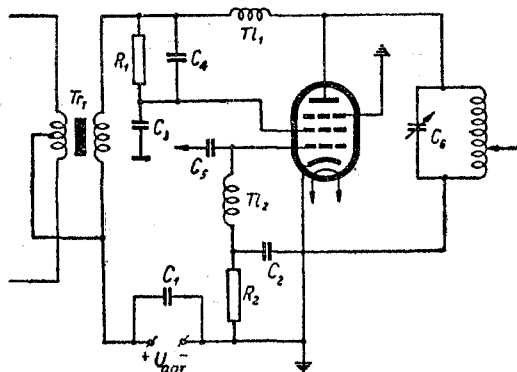
Nelineární skreslení vzniká při nesouměrné činnosti obou polovin primárního vinutí transformátoru a také při příliš velké rozptylové indukčnosti. Kromě toho vede rozptylová indukčnost k poklesu frekvenční charakteristiky při vysokých zvukových kmitočtech. Chceme-li toto skreslení zmenšit, musíme transformátor vyrobit přesně souměrný a vinutí umístíme tak, abychom zajistili malý rozptyl mezi celým sekundárním vinutím a oběma polovinami vinutí primárního. Správně rozložené vinutí je pro různá jádra na obr. 42b a 42c.

Při stavbě vysilače s anodovou modulací musíme mít na zřeteli, že při

špičkách modulačního napětí je napětí přiváděné k anodě elektronky zesilovače dvakrát větší než napětí zdroje  $U_{a0T}$  a výstupní napětí se rovná  $4 U_{a0T}$ . Proto musí jednotlivé součástky vydržet dvojnásobné napětí zdroje; kondensátor a izolace musí vydržet čtyřnásobné napětí zdroje.

## 18. Anodová modulace se současnou modulací stínicí mřížky

Anodové modulace můžeme zásadně použít nejen pro triody v modulaném stupni, ale i pro tetrody a pentody. U tetrod však prakticky nedosáhneme hluboké anodové modulace pro dynatronové jevy, vznikající



Obr. 44. Zapojení pro anodovou modulaci se současnou modulací stínicí mřížky

v elektronce při malých zbytkových anodových napětích. U pentod se nevyskytuje dynatronový jev, a proto můžeme dosáhnout při jejich použití velké, až 100% hloubky modulace. Při velkých hloubkách modulace vytváří však rychlý růst mřížkových proudů obtížné teplotní pracovní podmínky pro stínicí mřížku elektronky, jež někdy takové namáhání nevydrží a elektronka se poškodí. Proto obvykle nepoužíváme u zesilovačů osazených tetrodami nebo pentodami čistě anodové modulace, ale současné modulace anody a stínicí mřížky.

Při této modulaci se současně s anodovým napětím mění napětí stínicí mřížky. V okamžiku, kdy je anodové napětí minimální, je mřížkové napětí také minimální. Proto se tu proud stínicí mřížky tak rychle nezvětšuje a teplotní pracovní podmínky stínicí mřížky se znatelně zlepšují.

Zapojení zesilovače se současnou modulací anody a stínicí mřížky je na obr. 44. Stínicí mřížka je tu napájena anodovým napětím přes srážecí odpor  $R_1$ . Aby se při vysílání nezeslabovaly vysoké tóny, jsou blokovací kondensátory  $C_3$  a  $C_4$  zapojeny za sebou jako dělič napětí a poměr jejich kapacit se rovná poměru anodového napětí  $U_{a0T}$  k napětí stínicí mřížky  $U_{g0T}$ .

## 19. Telegrafní provoz

Vysokofrekvenční kmity se ovládají při vysílání telegrafii telegrafním klíčem. Při stisknutí klíče se v anteně objeví kmity a vysílá se signál; není-li klíč stisknut, nevzduřují se kmity. Takové řízení vysokofrekvenčních kmitů nazýváme telegrafní manipulací nebo klíčováním.

Na jakost telegrafní manipulace se kladou velmi přísné požadavky. Základní z nich jsou:

1. Klíčování ve vysilači má být provedeno tak, aby při rozpojeném klíči v ovládaném stupni anodový proud zanikl, t. j. aby nenastávalo žádné vyzářování.
2. Během klíčování nemá vysilač na sousedních kmitočtech způsobovat poruchy příjmu v blízkých přijímačích.
3. Při klíčování se nemá kmitočet vyráběných kmitů měnit.

Klíčovat můžeme zásadně libovolný stupeň vysilače, obvykle přerušujeme jeden z napájecích obvodů elektronky (na př. anodový obvod nebo obvod stínící mřížky, nebo přerušíme obvod katody a pod.), nebo uzavřeme elektronku záporným napětím, jež přivedeme k jedné z jejích mřížek. Klíčování v anodovém obvodu se používá velmi zřídka a pouze ve vysilačích malého výkonu. Zapojíme-li totiž klíč do tohoto obvodu, je pod plným anodovým napětím. Je to především nebezpečné pro operátora a potom vzniká při přerušení obvodu silné jiskření, jež způsobuje velké poruchy v přijímačích umístěných blízko vysilače; kromě toho se rychle opalují kontakty klíče.

Zapojíme-li klíč do obvodu katody (obr. 45), není již pod plným anodovým napětím a jiskření je značně menší. Proto se tento druh klíčování značně rozšířil a používá se ho hlavně v mezistupních a koncových stupních vysilačů malého výkonu, jež mají poměrně malé anodové napětí (do 300 až 350 V).

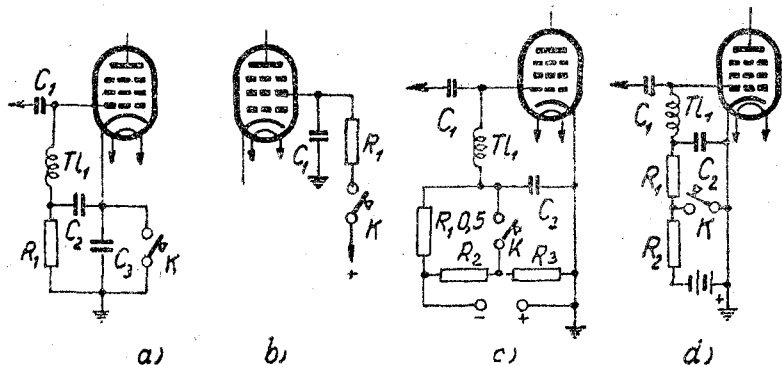
Zapojení z obr. 45b, při němž je klíč zapojen v obvodu stínící mřížky, může být použito v libovolném stupni vysilače. Ale pro koncový stupeň toto zapojení nedoporučujeme, protože by nastalo při rozpojeném klíči určité pronikání vysokofrekvenční energie do anteny, což znesnadní příjem.

Dokonalejší je klíčování v obvodu řídicí mřížky elektronky (obr. 45c a 45d). Při tomto zapojení se při rozpojeném klíči přivádí k řídicí mřížce elektronky velké záporné předpětí, jež úplně uzavře elektronku. Při stisknutém klíči se k mřížce přivádí buď normální předpětí (obr. 45c), nebo používáme-li samočinného předpětí, uzemníme její obvod připojením ke kostře (obr. 45d). Výhody těchto zapojení jsou v tom, že obvodem klíče protéká malý proud, nevzniká jiskření a neopalují se kontakty. Podobně můžeme klíčovat brzdicí mřížku elektronky.

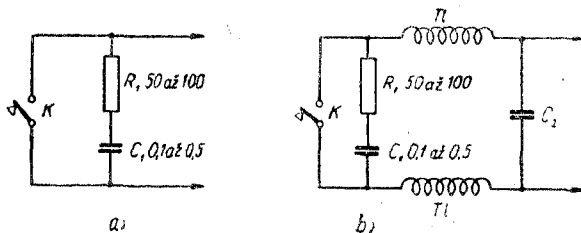
Většinou klíčujeme některý z mezistupňů, protože potom klíčem protéká menší proud, nebo postačí menší záporné závěrné napětí. Jindy

zapojujeme klíč do obvodu řídicího oscilátoru, což umožní tak zvaný semiduplexní provoz.

V obou případech můžeme získat předpětí pro řídicí mřížky elektronek následujících po klíčovaném stupni jen ze samostatného zdroje nebo použít samočinného předpětí, vytvořeného jen katodovým proudem elektronky. Nikdy však nesmíme ve stupních následujících za klíčovaným stupněm použít samočinného předpětí, vytvořeného mřížkovým proudem, protože při rozpojeném klíči by bylo napětí na řídicích mřížkách těchto elektronek nulové a mohly by se poškodit.



Obr. 45. Různé způsoby zapojení telegrafního klíče



Obr. 46. a) zhášecí filtr; b) zapojení filtru pro zeslabení poruch způsobených telegrafním klíčem

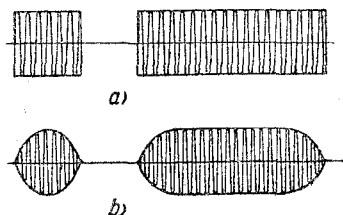
Abychom zmenšili opalování kontaktů klíče a zeslabili poruchy, jež vznikají při klíčování jiskřením, musíme použít v obvodu klíče zvláštního zhášecího filtru. Zapojení takového filtru je na obr. 46a. Kromě toho zapojujeme do klíčovacího obvodu vysokofrekvenční filtr (obr. 46b),

Indukčnost tlumivek se volí v mezích 10 až 15 mH, kapacita kondensátoru od 1000 do 1000 000 pF. Přesněji určíme jejich hodnoty případ od případu. Vysokofrekvenční filtr a součástky zhášecího filtru se musí umístit přímo u klíče.

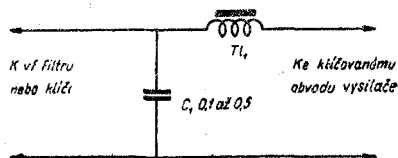
Poruchy nevznikají při klíčování pouze jiskřením. Velký význam má

také tvar vyzářovaných signálů. Mají-li vyzářované signály pravouhlý tvar (obr. 47a), pak vyzářuje vysílač kromě základního kmitočtu ještě četné kmitočty v postranních pásmech, jež způsobují v přijimačích umístěných blízko vysílače silné poruchy v podobě praskání.

Abychom odstranili takové poruchy, použijeme nejlépe signálů se zaobleným tvarem (obr. 47b).



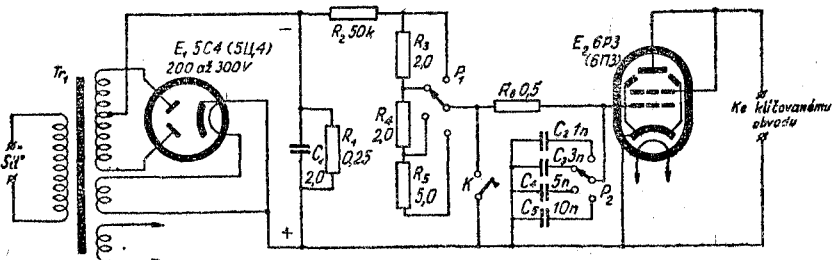
Obr. 47. Tvar signálů při klíčování



Obr. 48. Zapojení nízkofrekvenčního filtru pro klíčování

Tento tvar signálu získáme, zapojíme-li do klíčovacího obvodu nízkofrekvenční filtr (obr. 48). Tlumivka filtru má indukčnost asi 20 až 30 H, kapacita kondensátoru  $C_1$  se nastaví pokusně.

Ještě lepších výsledků dosáhneme, použijeme-li elektronického relé (obr. 49). Oblý tvar signálu zde vzniká takto: Při stisknutí klíče se spojí řídicí mřížka elektronky s kathodou přes odpor  $R_6$ . Ale protože je mezi



Obr. 49. Zapojení elektronického relé

mřížkou a kathodou zapojen ještě jeden z kondensátorů  $C_2$  až  $C_5$ , nebude mít záporné napětí na mřížce nulovou hodnotu ihned, nýbrž bude se postupně zmenšovat, dokud se kondensátor úplně nevybije přes odpor  $R_6$ . Současně se začne zmenšovat vnitřní odpor elektronky, přes který se uzavírá klíčovaný obvod, a proto i proud v anteně se bude zvětšovat pozvolna. Při rozpojení klíče se pochod opakuje obráceně: Záporné napětí na mřížce se postupně zvětšuje (kondensátor se nabíjí přes jeden z odporů). Jakmile dosáhne určené hodnoty, uzavře elektronku elektronického relé a klíčovaný obvod se rozpojí. Měníme-li přepínači  $P_1$ ,  $P_2$

hodnoty odporů a kapacit v obvodu řídicí mřížky, prodlužujeme nebo zkracujeme dobu narůstání signálu a tím můžeme zvolit nejvhodnější tvar signálu.

V zásadě můžeme elektronické relé zapojit do libovolného stupně vysilače, ale nejlepších výsledků dosáhneme, zapojíme-li je současně do obvodů stínících mřížek elektronek dvou až tří mezistupňů. Při tom musíme uvážit, že na vnitřním odporu elektrony vznikne úbytek napětí (podle druhu elektrony a proudu protékajícího klíčovaným obvodem) velikosti několika desítek voltů a jindy několika set voltů.

Abychom omezili tento úbytek na minimum, musí mít elektronka relé minimální vnitřní odpor. Tak elektronekou 6P3 můžeme klíčovat obvod stínící mřížky koncového stupně nebo několika mezistupňů vysilače, elektronekou 6S5 — jednoho z mezistupňů.

Použití nízkofrekvenčního filtru anebo elektronkového relé v řídicím oscilátoru nedává dobré výsledky. Nepodaří se zde docela odstranit praskání a kromě toho se bude s narůstáním signálu měnit i kmitočet vyráběných kmitů.



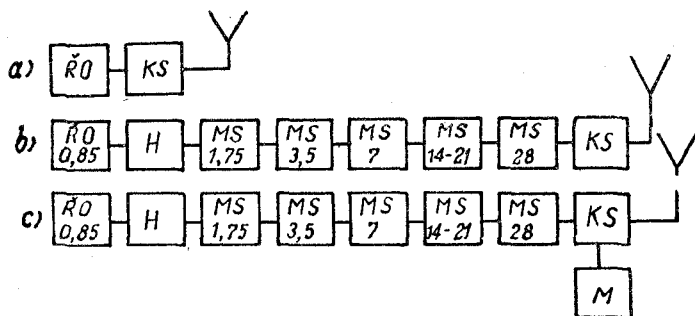
# VI. PODSTATA KONSTRUKCE A SEŘIZOVÁNÍ VYSILAČE

## 20. Návrh zapojení

### Blokové schéma

Návrh vysilače začíná obvykle sestavením blokového schématu a určením potřebného počtu mezistupňů.

Typické blokové schéma vysilače třídy C je na obr. 50a. Jak vidíme z obrázku, je velice jednoduché a skládá se pouze ze dvou stupňů: řídicího oscilátoru a koncového stupně.



Obr. 50. Bloková schémata amatérských vysilačů: ŘO — řídicí oscilátor (čísla udávají kmitočet v Mc/s, na nějž je řídicí oscilátor naladěn); H — oddělovací stupeň; MS — mezistupně (čísla — kmitočet v Mc/s); KS — koncový stupeň; M — modulátor

Značně složitější je blokové schéma vysilače třídy B (obr. 50b) a třídy A (obr. 50c). V těchto vysilačích je prvním stupněm řídicí oscilátor malého výkonu, jehož kmitočet je nějakým způsobem stabilisován. Druhý stupeň, používaný pro zvětšení stability kmitočtu vyráběných kmitů, je oddělovací stupeň. Pak následují mezistupně, pracující jako násobiče kmitočtu, a konečně koncový stupeň.

U amatérských vysilačů není požadovaný počet mezistupňů v podstatě určen požadovaným výkonem, ale jejich rozsahem. Tak má-li na př. vysilač pracovat na pěti amatérských pásmech, a to na 160m (1,715 až 2,00 Mc/s), 40 m (7 až 7,2 Mc/s), 20 m (14,00 až 14,4 Mc/s), 14 m (21,090 až 21,51 Mc/s) a 10 m (28 až 30 Mc/s), navrhujeme jeho blokové schéma a rozdělení vln na jednotlivé stupně takto:

Nejdříve určíme kmitočet řídicího oscilátoru. Protože nejdelší je vlna 160 m a protože koncový stupeň musí pracovat s jiným kmitočtem než řídicí oscilátor, chceme-li získat velkou stabilitu kmitočtu, zvolíme pro řídicí oscilátor kmitočet 0,86 až 0,95 Mc/s.

V anodovém obvodu prvního zdvojovače (třetí stupeň) vzniká kmitočet 1,75 Mc/s (160 m), druhého — 3,5 Mc/s (80 m), třetího — 7 Mc/s (40 m),

čtvrtého — 14 Mc/s (20 m) a pátého — 28 Mc/s (10 m). Osmým stupněm vysilače je konečně koncový stupeň. Je-li čtvrtý mezistupeň zdvojovačem, vzniká v něm kmitočet 21 Mc/s (14 m).

Navrhujeme-li vysilač pouze pro pásma 7,14, 21 a 28 Mc/s, pak zvolíme kmitočet řídicího oscilátoru mezi 3,5 až 3,6 Mc/s a počet stupňů vysilače můžeme zmenšit na šest.

Některí amatéři vynechávají oddělovací stupeň a koncový stupeň je pak pro 10 m pásmo zároveň zdvojovačem. Pak má vysilač jen čtyři stupně, ale zmenší se stabilita kmitočtu vyrálených kmitů a použití koncového stupně zároveň jako zdvojovače vede k značnému zmenšení výkonu vysilače v 10 m pásmu.

Zmenšit počet stupňů vysilače můžeme také rozšířením rozsahu řídicího oscilátoru, na př. přepínáme-li jeho okruh tak, aby při práci vysilače na pásmu 1,75 Mc/s pracoval s kmitočtem od 0,86 do 0,95 Mc/s; při práci na pásmu 3,5 Mc/s — s kmitočtem od 1,75 Mc/s do 1,8 Mc/s atd.

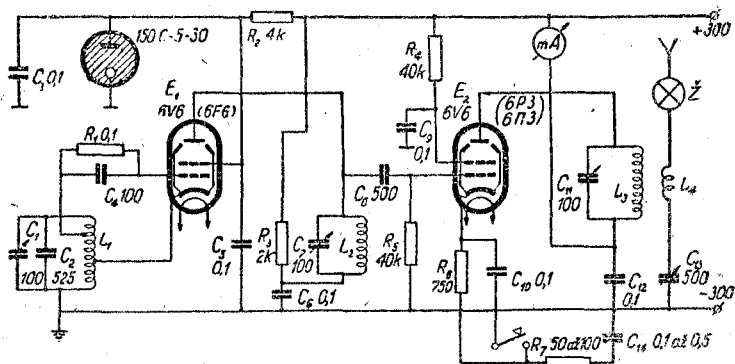
Ale tato metoda je dosti složitá a lze ji doporučit pouze zkušeným amatérům.

Blokové schéma vysilače třídy C se tedy navrhuje podle obr. 50a, třídy B — podle obr. 50b a třídy A — podle obr. 50c.

## Základní zapojení

Po sestavení blokového schématu vysilače můžeme přistoupit k návrhu základního zapojení.

Zapojení vysilače třídy C je na obr. 51. Řídicí oscilátor má elektronku 6F6 nebo 6V6 v zapojení s elektronovou vazbou a pracuje jako zdvojovač. Koncový stupeň je osazen elektronikou 6V6 nebo 6P3. Činnost vysilače kontrolujeme miliampérmetrem, zapojeným do anodového obvodu elektronky koncového stupně, a indikační žárovkou Ž, zapojenou do antenního obvodu.



Obr. 51. Základní zapojení vysilače třídy C

Hodnoty cívek jsou tyto: Cívka  $L_1$  je navinuta jednovrstvově na keramické kostře průměru 35 mm a má 45 závitů smaltovaného drátu průměru 0,35 mm. Odbočka ke katodě elektronky je vyvedena z 11. závitu, k mřížce — z 30. závitu. Délka vinutí je 20 mm. Cívka  $L_2$  průměru 30 mm má 55 závitů smaltovaného drátu průměru 0,4 mm, navinutých těsně vedle sebe. Cívka  $L_3$  má vinutí se závity ležícími těsně vedle sebe na kostře průměru 60 mm; počet závitů smaltovaného drátu průměru 1,2 mm je 32. Cívka  $L_4$  má 8 závitů smaltovaného drátu průměru 0,5 mm, navinutých na lepenkovém prstenci a pohybuje se ztuha po kostře cívky  $L_3$ .

Uvedené zapojení je jednoduché a nevyžaduje dalšího vysvětlení. Proto nebudeme o něm pojednávat podrobněji.

Zastavíme se nyní dále u otázky, jak navrhnout základní zapojení složitějšího vysilače třídy A (obr. 52).

U takových vysilačů bývá řídicí oscilátor osazen některou z přijímacích elektronek: 6K7, 6SK7, 6Ž7, 6SJ7 atd. v zapojení s elektronovou vazbou, při čemž se pro zvětšení stability kmitočtu vyráběných kmitů nezapojuje do anodového obvodu kmitavý okruh, ale vysokofrekvenční tlumivka nebo činný odpor s hodnotou 10 000 až 20 000  $\Omega$ .

Následující oddělovací stupeň pracuje bez mřížkových proudů. Používá se v něm obvykle zesilovacích elektronek typu 6F6, 6V6, 6AC7, 6AG7 a j. Jako v řídicím oscilátoru je i zde v anodovém okruhu elektronky zapojena vysokofrekvenční tlumivka. Aby se však oddělovací stupeň nerozkmital (podle zapojení laděná anoda — laděná mřížka), musí mít tlumivky v anodových obvodech těchto stupňů různé hodnoty, protože tvoří spolu s vlastní kapacitou, výstupní kapacitou elektronky, vstupní kapacitou následující elektronky a kapacitou spojující kmitavé oscilátoru. Mřížkové předpětí můžeme přivádět ze samostatného zdroje nebo použít samočinného předpětí, vytvořeného anodovým proudem elektronky. Protože při činnosti oddělovacího stupně neprotéká mřížkový proud, nemusíme zapojovat do mřížkového obvodu jeho elektronky vysokofrekvenční tlumivku. Můžeme ji zcela nahradit odporem 0,1 až 0,3  $\Omega$ .

Všechny mezistupně mají mít totéž zapojení se stejnými elektronkami. Jednotlivé mezistupně se navzájem liší pouze hodnotami anodových okruhů a vysokofrekvenčních tlumivek v anodových (nebo mřížkových) obvodech. Předpětí je nejlépe přivádět ze samostatného zdroje, nebo použijeme samočinného předpětí vytvořeného katodovým proudem. Používat samočinného předpětí vytvořeného mřížkovým proudem se nedoporučuje, protože se tím značně zkomplikuje přepínání rozsahů a kromě toho pak nelze klíčovat řídicí oscilátor nebo jeden z mezistupňů.

Pro kontrolu činnosti elektronek a naladění všech mezistupňů nepoužíváme ve vysilači několika měřidel. Postačí jedno měřidlo, které připojujeme přepínačem ke zkoušenému stupni. Abychom zjednodušili přepínač a zapojení vysilače, vyjmeme z měřidla bočník a do anodových

obvodů jednotlivých elektronek zapojíme příslušné bočníky přístroje:  $R_6, R_{13}, R_{16}, R_{19}, R_{22}$  a  $R_{25}$ .

V zásadě je lhostejné, napájíme-li mezistupně paralelně nebo seriově. Prakticky se však používá, přivádíme-li k mřížkám následujících stupňů samočinné předpětí vytvářené katodovým proudem, napájení paralelního, při samostatném zdroji předpětí pak napájení seriového.

Pro koncový stupeň je nevhodnější napájení seriové a mřížkové předpětí se získává ze samostatného zdroje. V anodovém, v mřížkovém a antenním obvodu se zapojí příslušná měřidla. Při tom miliampérmetr v mřížkovém obvodu bude mít desetkrát menší rozsah, než miliampérmetr zapojený v anodovém obvodu.

Stínící mřížku můžeme napájet dvojím způsobem: přes srážecí odpor nebo z usměrňovače pro mezistupně. Přednost prvního způsobu je v tom, že poškodí-li se zdroj anodového napětí, nehrozí nebezpečí elektronece koncového stupně; při druhém způsobu značně vzroste, poruší-li se anodový usměrňovač, při stisknutém klíči proud stínící mřížky a elektronka se poškodí. První způsob má však také značné nedostatky: Vyžaduje dosti velký odpor (30 až 40 W pro 100W vysilač), zvětšený výkon vysokonapětového usměrňovače o hodnotu  $\Delta P = U_{a0} I_{g,0}$  a konečně musíme při přechodu na telefonní provoz změnit hodnotu zapojeného odporu.

Proto se pro napájení stínící mřížky koncové elektronky častěji používá druhého způsobu.

Klíč je v zapojení na obr. 52 zapojen do katodového obvodu prvního zdvojovače.

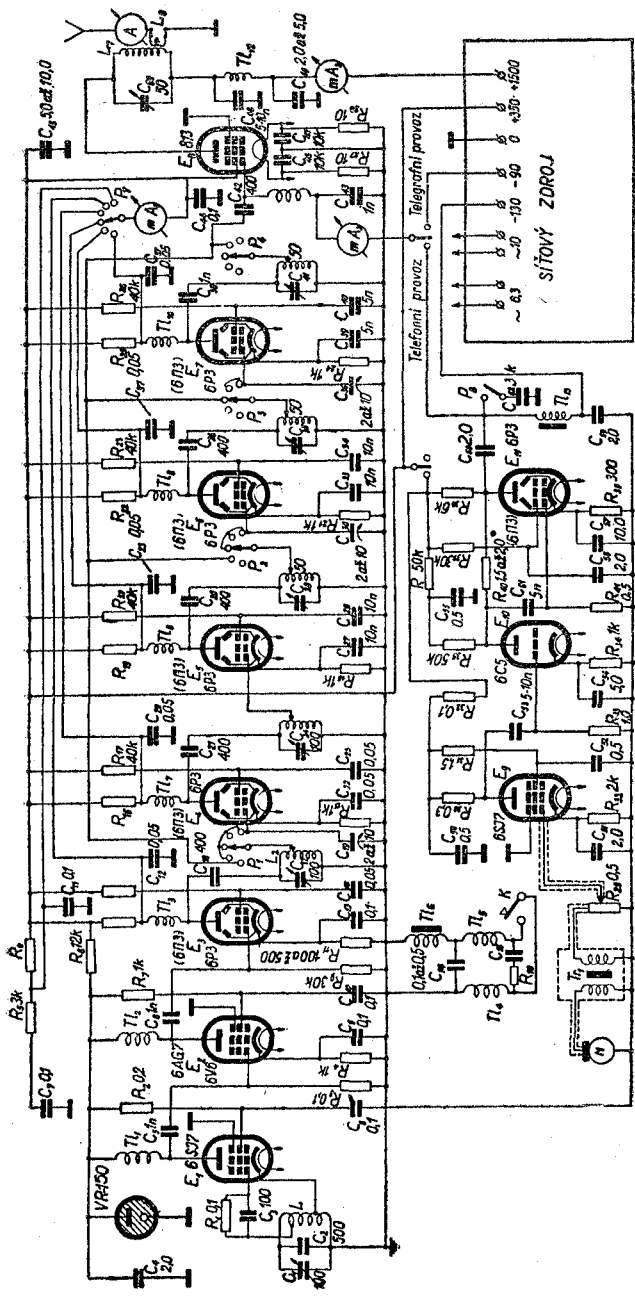
Vysilač se moduluje jedním z popsaných již způsobů. V popisovaném zapojení se používá mřížkové modulace. Modulátor je obyčejný třístupňový nízkofrekvenční zesilovač se zápornou zpětnou vazbou. Při vysílání řeči se výstup přemostuje kondensátorem  $C_{62}$  kapacity 2 až 3 nF, který omezuje amplitudy vysokých kmitočtů.

Rozsahy přepínáme přepínači  $P_1, P_2, P_3, P_4$ , které jsou umístěny na společné ose a zapínají určitý počet zdvojovačů, potřebný pro určitý rozsah, a přepínáním nebo záměnou cívek koncového stupně. Doladovací kondensátory  $C_{19}, C_{30}$ , a  $C_{36}$  v mřížkových obvodech elektronek zdvojovačů vyrovnávají vstupní kapacity elektronek mezistupňů a elektronky koncového stupně. Jejich velikost se nastaví tak, aby se při přepnutí obvodu z mřížky libovolného zdvojovače na mřížku elektronky koncového stupně nerozladovaly anodové okruhy mezistupňů.

Ostatní detaily zapojení, jako na př. vazba s antenou, vazba mezi stupni atd., byly již podrobně probrány v předcházejících kapitolách.

Zapojení vysilače třídy B se liší od probraného zapojení pouze tím, že se v koncovém stupni používá elektronky menšího výkonu.

Po návrhu zapojení můžeme přistoupit k výpočtu základních hodnot vysilače. Začínáme s výpočtem koncového stupně.



Obr. 52. Základní zapojení vysílače třídy A

## 21. Všeobecné pokyny pro konstrukci

Vysilač můžeme vestavět do úhelníkové kostry s vodorovnou částí zvednutou o 5 až 7 cm, nebo jej konstruujeme svisle, při čemž stupně umísťujeme v několika patrech. V zásadě není významné, jsou-li stupně umístěny vodorovně nebo svisle. Důležité je umístit je tak, aby bylo lze lehece uskutečnit vazbu mezi jednotlivými stupni, aby koncový stupeň nebyl blízko řídicího oscilátoru a neměl vliv na jeho činnost a konečně, aby součástky řídicího oscilátoru nebyly vystaveny tepelnému působení elektronek koncového stupně a jednotlivých mezistupňů. Tak na př. při svislé konstrukci vysilače má být řídicí oscilátor umístěn dole a koncový stupeň s modulátorem v horní části atd.

Rozměry vysilače se nemají příliš zmenšovat, protože se přitom zvětšuje ohřev součástek a tím se zmenšuje stabilita kmitočtu vyrátěných kmitů.

Kromě toho se při zmenšování rozměrů vysilače různé součástky a stínící kryty přibližují k anodovému okruhu koncového stupně. Tím se vnáší do okruhu přídavné ztráty a zmenšuje se výkon vysilače.

Abychom zmenšili různé nežádoucí vazby, jež způsobují rozkmitání jednotlivých stupňů, omezili vznik parazitních kmitů, zhoršení tónu atd., musíme jednotlivé stupně oddělit stínícími kryty. Zvláště pečlivě musíme odstínit řídicí oscilátor a oddělovací stupeň.

Panely, kostry a stínící kryty vyrobíme z 1,5 až 2 mm tlustého hliníkového, mosazného, měděného nebo v nejhorším případě ocelového plechu. Součástky musí být dobře připevněny ke kostře.

Umístíme je tak, aby byly vysokofrekvenční spoje co nejkratší; tak na př. kondensátory spojující se zemí různé elektrody elektronek musíme umístit přímo u objímky elektronky a pod. Nikdy nesmíme dopustit, aby se součástky a vodiče, které jsou pod vř potenciálem mřížkového a anodového obvodu téže elektronky, montovaly vedle sebe a nebyly odděleny stínícími kryty.

Montáž provedeme pečlivě a všechny spoje pájíme. Napájecí obvody spojujeme nejlépe jednožilovým izolovaným drátem (na př. s polyvinylchloridovou izolací); pro obvody vysokého kmitočtu používáme holého měděného drátu průměru 1,5 až 2 mm nebo lépe nřčěných pásků.

Celá konstrukce musí být umístěna v kovové skříní. V bočních stěnách skříně vyvrtáme několik děr průměru 5 až 8 mm, aby se vysilač lépe chladil.

## 22. Seřizování a ladění vysilače

Dříve než přistoupíme k seřizování a ladění vysilače, pečlivě ověříme podle schématu správnost zapojení a pevnost všech spojů. Teprve po příslušné kontrole můžeme zapnout vysilač. Nezapneme však všechny stupně najednou. Výhodnější je seřizovat vysilač po stupních, počínajíc řídicím oscilátorem.

## Seřizování řídicího oscilátoru

Jsou-li všechny spoje správně provedeny, omezí se seřizování řídicího oscilátoru jen na volbu nejvhodnější vazby okruhu s elektronkou, kapacity kompenzačního kondensátoru, na nastavení požadovaného kmitočtu a konečně na cejchování stupnice.

O metodách volby nejvhodnější vazby elektronky s okruhem a také nejvhodnější kapacity kompenzačního kondensátoru jsme dosti podrobně pojednali v kapitole IV, a proto se nyní věnujeme otázce nastavení požadovaného kmitočtu a cejchování stupnice.

Obvykle bývá při seřizování řídicího oscilátoru nejobtížnější určit kmitočet jím vyráběných kmitů, protože často bývá nesnadné odlišit základní kmitočet oscilátoru od jeho četných harmonických. Použijeme-li nejjednoduššího absorpčního vlnoměru, nedosáhneme žádoucího výsledku. Proto určujeme kmitočet a cejchujeme nejlépe krátkovlnným přijímačem s přesnou stupnicí nebo záznejovým vlnoměrem.

Chceme-li zjistit základní kmitočet, nemusíme přijímačem hledat přímo kmitočet-oscilací vyráběných řídicím oscilátorem. Postačí najít kmitočty dvou sousedních harmonických a z jejich rozdílu určíme hledaný kmitočet. Najdeme-li na př. záznejě řídicího oscilátoru na 9, 12, 15, 18 Mc/s atd., je základní frekvence

$$f_1 = 12 - 9 = 3 \text{ Mc/s}$$

nebo

$$f_1 = 15 - 12 = 3 \text{ Mc/s a pod.}$$

Touto metodou můžeme určit kmitočet oscilátoru i tehdy, nevyskytuje-li se v rozsahu přijímače základní kmitočet oscilátoru.

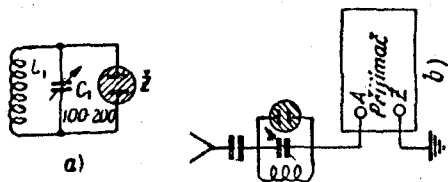
Po zjištění kmitočtu oscilátoru nastavíme požadovanou hodnotu kmitočtu změnou hodnot okruhu.

Potom přesně cejchujeme stupnici vysilače tím, že přijímač nebo záznejový vlnoměr naladíme na nulové záznejě.

## Naladění prvního zdvojovače

Po seřizení řídicího oscilátoru přistoupíme k naladění a seřizení prvního zdvojovače. Proto odpojíme od anodového okruhu zdvojovače  $L_2C_{17}$  (obr. 52) mřížkový obvod následujícího stupně, přepínačem  $P_7$  zapojíme do anodového obvodu elektronky  $E_3$  miliampérmetr  $mA_1$  a zapneme napájecí zdroj mezistupňů. Potom naladíme okruh  $L_2C_{17}$  na druhou harmonickou kmitočtu řídicího oscilátoru  $f_2 = 2 f_1$  (v našem případě na kmitočet 1,75 Mc/s). Indikátorem ladění může být miliampérmetr  $mA_1$  v anodovém obvodu: v okamžiku resonance se jeho výchylka zřetelně zmenší. Není-li po ruce indikátor ladění, ladíme tak, aby jas indikační žárovky — doutnavky nebo trpasličí žárovky induktivně vázané s okruhem jedním až dvěma závity drátu — byl maximální.

Při špatném vyladění nebo nesprávném počtu závitů cívky okruhu zdvojovače může v anodovém okruhu vzniknout místo druhé třetí harmonická atd. nebo i základní kmitočet. Pro určení kmitočtu kmitů okruhu  $L_2C_{17}$  si sestrojíme nejjednodušší absorpční vlnoměr. Takový vlnoměr se skládá z cívky  $L_1$  (obr. 53a), proměnného kondensátoru  $C_1$  a doutnavky  $Z$ . Vážeme-li induktivně cívku vlnoměru s cívku anodového okruhu zdvojovače  $L_{17}$ , pak při naladění vlnoměru do resonance s kmitočtem vznikajícím v okruhu  $L_2C_{17}$ , se doutnavka rozsvítí.



Obr. 53. Zapojení absorpčního vlnoměru

Je pochopitelné, že je stupnice vlnoměru při takovém způsobu cejchování dosti hrubá, ale i taková malá přesnost úplně postačí k určení řádu harmonické, vznikající v okruhu zdvojovače.

Pro rozšíření vlnového rozsahu vlnoměru můžeme jeho cívku dělat výměnnou.

Po naladění okruhu  $L_2C_{17}$  (obr. 52) na požadovaný kmitočet můžeme přistoupit k seřízení koncového stupně a k jeho naladění na tento kmitočet.

### Seřizování a naladění koncového stupně pro telegrafní provoz

Přibližně ke středu cívky  $L_2$  okruhu zdvojovače připojíme přepínačem  $P_1$  a posuvnou odbočkou mřížkový obvod elektronky koncového stupně vysilače, k řídicí mřížce elektronky  $E_3$  přivedeme potřebné záporné předpětí a pak zapneme anodové napětí a napětí stínící mřížky. Abychom chránili elektronku koncového stupně před poškozením, zmenšíme anodové napětí elektronky při ladění o 25 až 30 % (na př. zmenšením střídavého napětí na primáru síťového transformátoru). Antenu k vysilači nepřipojujeme.

Protože se při připojení mřížkového obvodu elektronky  $E_3$  koncového stupně k okruhu zdvojovače tento okruh poněkud rozladí, začneme seřizovat tím, že okruh doladíme do resonance zmenšením kapacity proměnného kondensátoru  $C_{17}$ . Pak naladíme anodový okruh koncového stupně  $L_7C_{60}$ . Při naladění tohoto okruhu do resonance se náhle zvětší mřížkový proud elektronky koncového stupně a její anodový proud se zmenší. Správnost vyladění přezkoušíme absorpčním vlnoměrem.

Pak zatížíme koncový stupeň umělou antenou nebo jiným zařízením (na př. žárovkou 25 až 150 W podle výkonu vysilače) a zvětšíme anodové napětí na normální hodnotu. Je možné, že se okruh zapojením umělé zátěže poněkud rozladí. Proto nejdříve okruh doladíme do resonance



na maximální jas zatěžovací žárovky. Potom změnou vazby zatěžovací žárovky s okruhem a jeho doladováním se dále snažíme dosáhnout maximálního jasu žárovky. Při tom bude elektronka koncového stupně ve stavu kriticky vybuzeném nebo lehce přebuzeném. O tom se můžeme přesvědčit porovnáním údajů anodového měřidla  $mA_3$  a mřížkového měřidla  $mA_2$ .

Stav, kterého jsme dosáhli, stále ještě nebude odpovídat výpočtu. O tom, jak se od něho liší, můžeme soudit podle údaje anodového miliampérmetru. Je-li výchylka miliampérmetru  $mA_{a0}$ , ukazujícího hodnotu stejnosměrné složky anodového proudu  $I_{a0}$ , menší, než je vypočítaná hodnota  $I_{a0}$ , svědčí to o tom, že budicí napětí je malé a výkon vysilače je také malý. Zvětšíme tedy budicí napětí přemístěním posuvné odbočky na cívce  $L_2$  (okruh  $L_2C_{17}$  musíme po změně vazby opět doladit do resonance) a zvětšováním vazby zatěžovací žárovky s okruhem  $L_7C_{60}$  znovu dosáhneme kritického vybuzení. Ukazuje-li miliampérmetr  $mA_3$  hodnotu větší, než je požadovaná, zmenšíme budicí napětí. To děláme tak dlouho, dokud anodový proud elektronky koncového stupně nedosáhne vypočítané hodnoty.

Stupeň vybuzení elektronky koncového stupně můžeme lehce posoudit podle údajů mřížkového a anodového miliampérmetru. Často však nezapojujeme do mřížkového obvodu koncové elektronky žádné měřidlo. Pak posuzujeme stupeň vybuzení pouze přibližně podle výchylky anodového miliampérmetru. V kritickém stavu je při vyladění anodového okruhu do resonance údaj měřidla menší o 10 až 15 %, v přebuzeném větší o více než 15 %, v nedobuzeném menší o více než 10 %.

Po vyladění a seřízení koncového stupně odpojíme zatěžovací žárovku, jež nahrazovala antenu, a připojíme skutečnou antenu. Pak se snažíme změnou vazby anteny s okruhem opět dosáhnout kritického stavu vybuzení elektronky koncového stupně. Je přirozené, že po připojení anteny a také při volbě vazby s antenou musíme okruh vždy doladit do resonance.

## Výstraha

Okruh  $L_7C_{60}$  má vysoké napětí proti zemi. Proto nezapomeňte při každém přepínání v anodovém okruhu elektronky koncového stupně vysilače vypínat vysoké napětí a vybit kondensátory filtru. Při vyladování stupně buďte opatrní a pozorní.

## Další seřizování

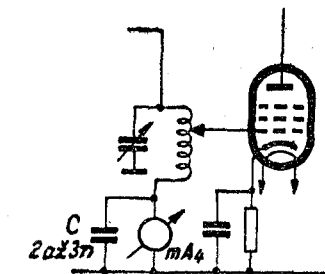
Po seřízení vysilače pro kmitočet 1,75 Mc/s přistoupíme k jeho seřízení pro vyšší kmitočet (7 Mc/s). Přepínači  $P_1$  a  $P_2$  odpojíme mřížkový obvod elektronky koncového stupně od okruhu  $L_2C_{17}$  a připojíme jej k anodovému okruhu třetího zdvojovače  $L_4C_{29}$ . Současně připojíme mřížkový obvod elektronky druhého zdvojovače k okruhu  $L_2C_{17}$ . Při tom se okruh

$L_2C_{17}$  vlivem nestejné kapacity elektronek  $E_4$  a  $E_8$  poněkud rozladí. Změnou kapacity doladovacího kondensátoru  $C_{19}$  opět doladíme okruh  $L_2C_{17}$  do resonance. Pak postupujeme stejně jako při ladění prvního zdvojovače. Je žádoucí, aby elektrony zdvojovačů byly poněkud přebuzeny.

Protože k mřížce elektrony přivádíme zcela určité napětí, rovnající se napětí budicímu přiváděnému k mřížce elektrony koncového stupně, upravujeme pracovní podmínky zdvojovače přesnějším nastavením hodnoty odporu v katodovém obvodu elektrony.

Přezkoušet stav vzbuzení můžeme přibližně podle zmenšení výchylky měřidla  $mA_1$ , ladíme-li anodový okruh do resonance. Ale lépe je při ladění zapojit do mřížkového obvodu zdvojovače miliampérmetr  $mA_4$  (obr. 54) a porovnat údaje mřížkového měřidla  $mA_4$  a anodového měřidla  $mA_1$ .

Podmínky pro činnost zdvojovače upravujeme při normálním zatížení anodového okruhu mřížkovým obvodem následující elektrony.



Obr. 54. Zapojení miliampérmetru

Skončíme-li seřizování zdvojovačů, musíme pro příslušné pásmo naladit i koncový stupeň.

Pro všechna ostatní pásma seřizujeme vysilač stejně jako pro pásma 1,75 a 7 Mc/s.

### Seřizování vysilače pro telefonní provoz

Přístupovat k seřizování vysilače pro telefonní provoz se doporučuje až po skončení seřizení pro telegrafní provoz. Začneme tím, že přepneme vysilač na telefonní provoz. Proto nejdříve seřídíme stupeň pro telegrafní provoz, nastavíme nejvhodnější vazbu s antenou a pak změníme napětí té elektrody koncové elektrony, k níž budeme přivádět modulační napětí, na hodnotu potřebnou pro telefonní provoz. Tak při modulaci řídicí mřížky změnou předpětí zvětšíme předpětí řídicí mřížky, při modulaci stínící mřížky její napětí zmenšíme a pod. Při tom se mají výchylky měřidel v antenním a anodovém obvodu zmenšit přibližně na polovinu. Zajímavé při tom je, že nastavíme-li nyní opět nejvhodnější vazbu anteny s okruhem, výkon vysilače se zvětší; abychom se však vyvarovali nelineárního skreslení po převedení vysilače na telefonní provoz, nesmíme změnit vazbu anteny s okruhem, nýbrž ji ponecháme tak, jak jsme ji nastavili pro telegrafní provoz.

Při vysílání se nesmí výchylka anodového miliampérmetru  $mA_4$  ztelně změnit (obr. 52). Jen při velké hloubce modulace (při špičkách) se anodový proud obvykle zmenší o 4 až 5 %. Velké změny výchylky

svědčí o značném nelineárním skreslení. Výchylka ampérmetru  $A$  v antenním obvodu se při vysílání musí zvětšovat a při 100% modulaci, je-li v antenním obvodu zapojen tepelný ampérmetr (nebo ampérmetr s termo-elektrickým článkem), zvětší se jeho výchylka o 22% (ne však dvojnásobně). Velké zvětšení výchylky antenního měřidla svědčí o značném nelineárním skreslení.

Při seřizování vysilače pro telefonní provoz se amatéři nejčastěji setkávají s těmito jevy:

1. Hovoří-li se do mikrofonu, zmenšuje se výchylka měřidla  $mA_3$  (anodový proud se zmenšuje). Příčinou jsou nesprávně nastavené pracovní podmínky pro telefonní provoz. Musíme zvětšit mřížkové předpětí elektronky, je-li však shodné s vypočítanou hodnotou, zmenšíme velikost budícího napětí.

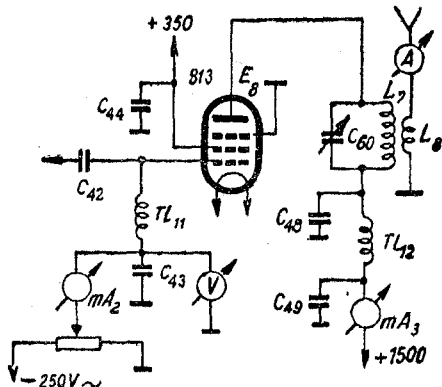
2. Hovoří-li se do mikrofonu, zvětšují se výchylky měřidla  $mA_2$ . Příčinou je velké záporné mřížkové předpětí elektronky.

3. Při slabém zvuku před mikrofonem se výchylky měřidla v antenním obvodu zvětšují a při normálním zvuku se téměř nemění nebo se zmenšují. To je způsobeno přemodulováním. Musíme zmenšit modulační napětí.

Prakticky lze nejpřesněji nastavit pracovní bod pro telefonní provoz a tím značně zjednodušit postup při seřizování vysilače, nakreslíme-li statickou modulační charakteristiku, znázorňující závislost proudu v okruhu nebo v anteně na napětí té elektrody, ke které přivádíme modulační napětí. V našem případě to bude závislost mezi antenním proudem a mřížkovým předpětím. Pro sestavení statické modulační charakteristiky si sestavíme zapojení podle obr. 55. Charakteristiku zakreslíme takto: Z počátku vysilač seřídíme pro telegrafní provoz, pak měníme potenciometrem  $P_1$  napětí  $U_{g0}$  a pro různé hodnoty  $U_{g0}$  zapisujeme údaje měřidla v antenním obvodu. Z naměřených hodnot nakreslíme diagram. Má průběh podle obr. 56. Potom stanovíme potřebné hodnoty. Stejným směrem mřížkové napětí  $U_{g0T}$  volíme tak, aby pracovní bod pro telefonní provoz byl uprostřed přímkové části charakteristiky. Amplituda modulačního napětí se rovná rozdílu

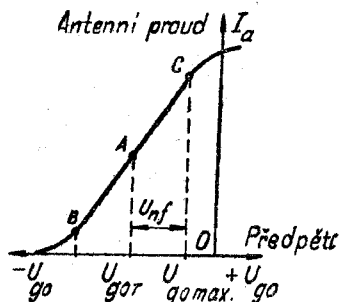
$$U_{mf} = U_{g0 \max} - U_{g0T} \quad (110)$$

Jestliže jsme určili pracovní bod tímto způsobem, není již prakticky třeba vysilač dodatečně seřizovat.



Obr. 55. Zapojení pro snímání modulační charakteristiky

Poznamenejme, že nedostatečná jakost přenosu při telefonním provozu může být způsobena nejen špatným seřizováním vysilače, ale i špatnou činností mikrofону a modulátoru. Proto musíme postupovat při seřizování těchto částí vysilačního zařízení stejně pečlivě jako při seřizování vlastního vysilače. Abychom zabránili bruceňí vlivem střídavého proudu, vznikajícímu působením magnetických polí a indukovanými proudy vyšších zvukových kmitočtů, musíme mikrofonní obvody a celý modulátor pečlivě odstínit.



Obr. 56. Modulační charakteristika

### 23. Parasitní kmity ve vysilačích

Parasitní kmity, vznikající v jednotlivých stupních vysilače, porušují jeho normální činnost, vedou k zhoršení tónu, ke skreslení při telefonním provozu, zmenšují stabilitu kmitočtu, zmenšují výkon a někdy se jimi mohou poškodit jednotlivé součástky a elektronky. Proto musíme zjistit, nevznikají-li ve

vysilači parasitní kmity, a odstranit je. To je jeden z nejdůležitějších úkolů při seřizování vysilače.

Amatéri se nejčastěji setkávají s těmito druhy parasitních kmitů: s rozkmitáním jednoho z mezistupňů nebo koncového stupně a s tak zvanými tlumivkovými a ultrakrátkovlnnými (ukv) parasitními kmity.

Nejčastěji se rozkmitá koncový stupeň, při čemž kmitočet vznikajících parasitních kmitů je blízký k pracovnímu kmitočtu vysilače. Zkoušku stupně na rozkmitání můžeme provádět měřidly zapojenými do anodového a mřížkového obvodu elektronky, doutnavkou nebo indikační žárovkou; při rozkmitání stupně mají měřidla v obou obvodech ukázat (vypneme-li řídicí oscilátor) téměř stejnou výchylku jako při normální činnosti vysilače; doutnavka nebo indikační žárovka, vázaná s okruhem, se rozsvítí.

Tlumivkové parasitní kmity vznikají nejčastěji v oddělovacím stupni, méně často v seriově napájených mezistupních. Kmitavé okruhy se v tomto případě tvoří z indukčnosti tlumivkových cívek a kapacity částí zapojení (elektronek, spojů, vazebních kondensátorů a pod.). Proto bývá kmitočet tím vznikajících parasitních kmitů značně nižší než pracovní kmitočet vysilače.

Zjistit parasitní tlumivkové kmity můžeme podle nadměrného ohřevu tlumivek (má-li stupeň dostatečně velký výkon) nebo doutnavkou, kterou přibližujeme k tlumivce zkoušeného stupně. Řídicí oscilátor má být při zkoušce vypnut.

Ultrakrátkovlnné parasitní kmity vznikají obvykle na kmitočtech 60 až 100 Mc/s. Kmitavé okruhy se v tomto případě tvoří z indukčnosti

přívodů elektronky, spojovacích vodičů a z kapacit mezi elektrodami a kapacit mezi spoji. Proto vznikají v přívodech elektronky při ukv parazitních kmitoch velké vysokofrekvenční proudy, jež mohou způsobit jejich přepálení (na př. mřížkového vývodu) anebo poškození elektronky. Tyto ultrakrátkovlnné parazitní kmity zjistíme doutnavkou, kterou přibližujeme přímo k vývodům elektronky. Řídicí oscilátor přitom ovšem vypneme.

Parazitní kmity vznikají nejčastěji nevhodným umístěním součástek, spojovacích vodičů a špatným stíněním. Abychom tedy zabránili jejich vzniku, musíme dodržet, pokud jde o umístění součástek a montáž, zásady, o nichž jsme mluvili v kapitole „Všeobecné pokyny pro konstrukci“. Kromě toho musíme mít na zřeteli, že svodové kondensátory (na př. stínících mřížek) mají být bezindukční. Abychom zabránili vzniku tlumivkových parazitních kmitů, použijeme v sousedních stupních tlumivek s nestejnou indukčností. Ultrakrátkovlnné parazitní kmity odstraňujeme obvykle tím, že do mřížkového obvodu elektronky zapojujeme přímo k objímce elektronky bezindukční odpor 50 až 100  $\Omega$  a do anodové ho obvodu (přímo u anody) tlumivku, jež má 5 až 10 závitů drátu průměru 1 až 1,5 mm. K tlumivce připojujeme obvykle paralelně bezindukční (hmotový) odpor 10 až 30  $\Omega$  pro 1,5 až 2 W. Tlumivku navineme přímo na odporové tělísko.

## 24. Základní pravidla bezpečnostní techniky

1. Vysilač a síťový zdroj mají být vestavěny do skříně nebo uzavřeny v krytech tak, abychom vyloučili náhodný dotyk operátora s vodiči a součástkami, jimiž prochází proud.

2. Při konstrukci skříně nesmíme zapomenout na ochranné zařízení, které odpojí vysoké napětí, sejmeme-li kryt nebo vyjmeme-li ze skříně vysilač nebo usměrňovač.

3. Všechny vnější kovové části zařízení (kryt, kovové skřínky a pod.) musí být uzemněny.

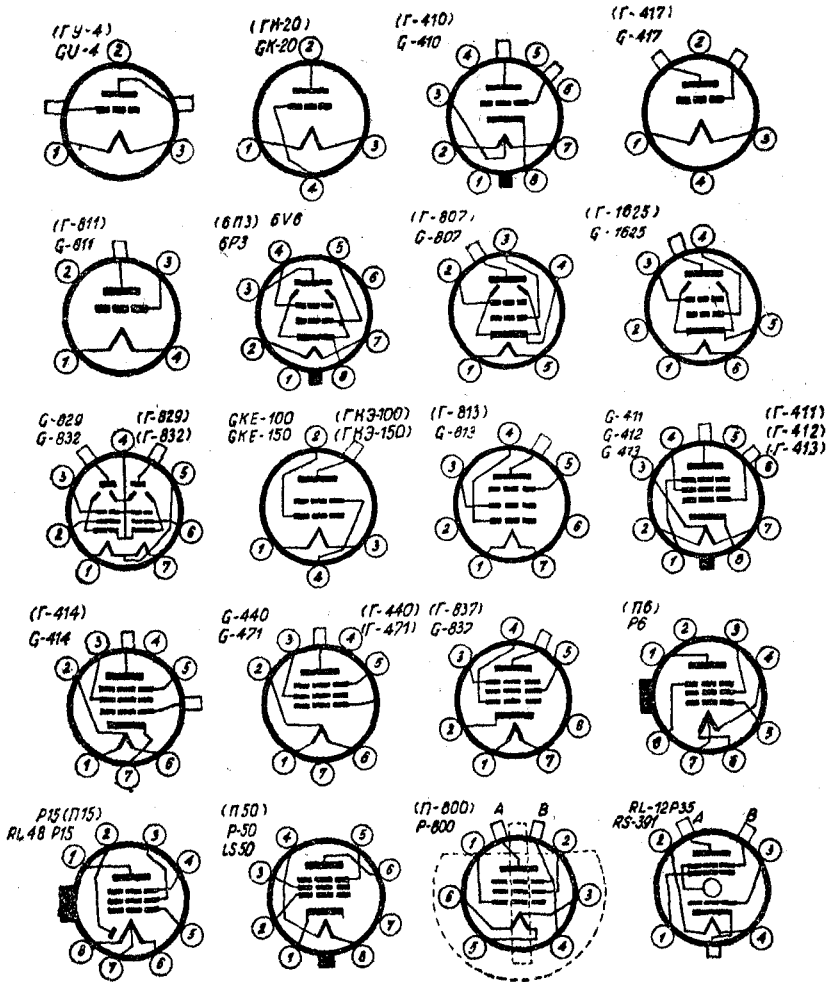
4. Stanice má mít antenní přepínač, jímž při bouřce spojíme antenu se zemí.

5. Paralelně k výstupu usměrňovače musíme zapojit bočník, přes nějž se vybijí kondensátory filtru při vypnutí zařízení.

6. Při seřizování zařízení buďte opatrní a pozorní. Měníte-li něco ve vysilači (výměna jednotlivých součástek a elektronek, přemisťování posuvné odbočky a pod.), vždy vypněte síťový zdroj. Nezapomeňte při tom vybit kondensátory filtru!

# TABULKY

Tab. I. Vyslači elektroniky — zapojení patie



Tab. 11. Náhrada za sovětské elektronky uvedené v knize

Sovětská elektronka	Přibližná náhrada (typy Tesla)	Nutná opatření a odchylky hodnot	Sovětská elektronka	Přibližná náhrada (typy Tesla)	Nutná opatření a odchylky hodnot
6SJ7	EF 6n — pentoda s přímou charakteristikou pro n zesílení, anodou nebo mřížkovou detekci	změna patice, změna žhavení	P-50 (II-50)	RL 65a	žhavení 10 V/2A, změna patice, $U_{s0}$ maximálně 2000 V, $P_{s0} \text{ pr} = 65 \text{ W}$ , $I_{s0} = 125 \text{ mA}$
6K7	EF 6n	změna žhavicího proudu, změna patice, nehodí se pro seriově žhavicí přístroje	6SK7	EF 12 — pentoda pro vf zesílení nebo detekci	změna patice, změna žhavicího proudu, menší předpětí
6G5	EM 11 — magické oko, žhavicí proud jen 0,2 A	změna patice, změna žhavicího proudu	6J7 6Ž7 (6JK7)	EF 12	změna patice, změna žhavicího proudu, menší předpětí
RV 12— P-2000	obvykle se nenahrazuje — výprodejní typ. Mezi typy Tesla dosud není 12 V typ s malým žhavicím proudem				
6F6 (6Ф6)	EL 3 — koncová pentoda	změna patice, změna žhavicího proudu, menší mřížkové předpětí			
6V6 6P3 (6II3)	není přímá náhrada Tesla. Lze užít EL 3 — koncová pentoda	změna patice, změna žhavicího proudu (je dvojnásobný), větší zatěžovací impedance, větší strmost	6AG7	přímá náhrada není. Možno užít buď EL 3 nebo EL 11 nebo EL 12	strmost 9 mA/V, změna žhavení, změna patice, změna předpětí, strmost 15 mA/V (EL 12)

Tab. III. Charakteristické hodnoty

Druh elektronky	Žhavicí napětí V	Žhavicí proud A	Anodové napětí V	Napětí stínící mřížky V	Napětí brzdicí mřížky V	Priváděné mříž- kové předpětí V
	$U_{zh}$	$I_{zh}$	$U_{a0}$	$U_{g,0}$	$U_{g,0}$	$U'_{g0}$
<b>1. Vysilací</b>						
GU-4 (ГУ-4) . . . . .	7	1,8	700	—	—	— 45
GK-20 (ГК-20) . . . . .	5,6	0,85	750	—	—	— 6
G-410 (Г-410) . . . . .	10/20	0,45/0,225	400	—	—	— 12
G-417 (Г-417) . . . . .	5	1,15	400/750	—	—	— 14
G-811 (Г-811) . . . . .	6,3	4	1250	—	—	— 20
<b>2. Vysilací</b>						
6P3 (6П3) . . . . .	6,3	0,9	400	250	—	— 25
G-807 (Г-807) . . . . .	6,3	0,9	600	250	—	— 25
G-1625 (Г-1625) . . . . .	12,6	0,45	600	250	—	— 25
G-832 (Г-832) . . . . .	6,3/12,6	1,6/1,8	500	200	—	— 40
G-829 (Г-829) . . . . .	6,3/12,6	2,25/1,125	500	200	—	— 30
GKE-100 (ГКЭ-100) . . . . .	11	2	1500	250	—	— 32
G-813 (Г-813) . . . . .	10	5	1500	300	0	— 45
GKE-150 (ГКЭ-150) . . . . .	11	6,3	3000	500	—	— 70
<b>3. Vysilací</b>						
G-411 (Г-411) . . . . .	10/20	0,6 /0,3	400	250	30	— 25
G-412 (Г-412) . . . . .	10/20	0,45/0,23	750	250	40	— 15
G-413 (Г-413) . . . . .	10/20	1/0,5	750	250	40	— 25
G-414 (Г-414) . . . . .	10/20	3,0 /1,5	1500	350	40	— 40
G-414 (Г-414) . . . . .			750	350	40	— 40
G-440 (Г-440) . . . . .	20	3,0	1500	400	50	— 30
G-471 (Г-471) . . . . .	20	3,0	1500	400	50	—
G-837 (Г-837) . . . . .	12,6	0,7	500	200	0	— 2,5
P-6 (П-6) . . . . .	4,2	0,33	250	250	0	— 15
P-15 (П-15) . . . . .	4,8	0,68	400	200	0	—
P-50 (П-50) . . . . .	12,6	0,7	1000	300	0	— 2,5
P-800 (П-800) . . . . .	12,6	11	3000	600	0	—160
RL-48P15 . . . . .	4,8	0,68	400	200	0	— 15
RL-12P35 . . . . .	12,6	0,7	800	200	0	—
RS-391 . . . . .	12,6	1,4	1500	450	0	—
LS-50 . . . . .	12,6	0,68	1000	800	0	—35 *)
RS-384 . . . . .	12,6	9	3000	600	0	—160



### vysílačích elektronek

Emisní proud mA	Jmenovitý vý- kon W	Anodová zúráta W	Střnost mA/V	Průnik	Zesilovač čísel brzdící mřížky	Vnitřní kapacita pF			Mezný kmitočet při plném anod- ovém napětí Mc/s	Zapojení patice
						mřížka-anoda	vstupní	výstupní		
$I_e$	$P_{jm}$	$P_{ap}$	$S$	$D$	$\mu$	$C_{ag}$	$C_{vst}$	$C_{výst}$	$F_{max}$	
<b>triody</b>										
75	10	35	1,4	0,08	—	2,1	1,4	1,9	85	1
200	25	20	1,75	0,019	—	4	—	—	20	2
200	10	10	4	0,042	—	2,9	2,7	0,9	—	3
200	10/20	20	1,7	0,055	—	3,1	1,9	1,0	—	4
350	115	50	—	0,006	—	5,5	5,5	0,6	60	5
<b>tetrody</b>										
250	20	20,5	6,0	0,007	—	1,0	12	11	12	6
350	40	25	6,0	0,003	—	0,2	11	7	60	7
350	40	25	6,0	0,003	—	0,2	11	7	60	8
220	26	15	3,5	0,006	—	0,05	7,5	3,8	200	9
550	83	40	8,5	0,005	—	0,1	15,2	6,5	200	9
500	100	80	2,5	0,004	—	0,05	15,2	10,5	200	10
600	200	100	7,5	0,004	—	0,2	16,3	4	60	11
420	150	100	1,8	0,004	—	0,05	—	—	20	10
<b>pentody</b>										
400	20	20	6,0	0,01	4	0,3	9,5	7,5	50	12
300	25	20	3,8	0,002	4	0,1	6,5	6	20	12
400	50	40	4,7	0,002	4	0,22	12	11	20	12
500	160	100	6,0	0,002	—	0,15	21	19	20	13
500	100	100	6,0	0,002	—	0,15	21	19	20	13
1000	300	150	4,2	0,004	6	0,15	15	18	20	14
850	250	125	5,0	0,004	6	0,15	15	18	20	14
200	20	12	3,4	—	—	0,12	16	10	20	15
50	5	7,5	6,0	—	—	0,1	9,7	18,8	100	16
120	12	15	4,0	—	—	0,15	12	14	30	17
360	50	40	5,0	0,004	3	0,09	14,5	10	60	18
1900	800	450	4,5	0,004	7,3	0,05	25	30	20	19
200	12	15	4,0	0,004	7,1 <sup>1)</sup>	0,15	14 <sup>1)</sup>	12 <sup>1)</sup>	75 <sup>1)</sup>	17
600	35	35	2,8	0,01	—	0,05	18,5	9,5	60	20
500	100	110	4,5 <sup>1)</sup>	0,005	5,9 <sup>1)</sup>	—	—	—	60	20
460 <sup>1)</sup>	50	40	5,0	0,004	3	0,09	13,5	11	120	18
2000	800	450	5,0	0,003 <sup>1)</sup>	3,2 <sup>1)</sup>	0,05	24	31	50	19

Tab. IV. Provozní hodnoty

Druh elektronky	Anodové napětí V	Mřížkové předpětí V	Napětí stínící mřížky V	Napětí brzdící mřížky V
	$U_{a0}$	$U_{g0}$	$U_{s0}$	$U_{z0}$
1. Telegrafní				
6P3 (6П3) . . . . .	400	— 25	250	—
G-807 (Г-807) . . . . .	600	— 45	250	—
G-1625 (Г-1625) . . . . .	600	— 45	250	—
G-411 (Г-411) . . . . .	400	— 55	250	15
G-412 (Г-412) . . . . .	750	— 40	250	40
G-413 (Г-413) . . . . .	750	— 55	250	40
	1000	— 50	250	40
G-414 (Г-414) . . . . .	750	— 60	350	40
	1000	— 60	350	40
	1500	— 60	350	40
G-813 (Г-813) . . . . .	1500	— 70	300	0
P-50 (П-50) . . . . .	1000	— 80	300	0
	1000	— 60	300	0
RL-12P35. . . . .	800	— 80	200	0
RS-391 . . . . .	1500	— 120	400	0
2. Telefonní provoz				
G-411 (Г-411) . . . . .	400	— 55	170	— 50
G-412 (Г-412) . . . . .	750	— 40	200	— 60
G-413 (Г-413) . . . . .	750	— 55	200	— 60
	1000	— 50	200	— 50
G-414 (Г-414) . . . . .	750	— 60	285	— 30
	1500	— 60	220	— 60
RL-12P35. . . . .	800	— 80	200	— 250
RS-391 . . . . .	1500	— 100	575	— 135
3. Telefonní provoz				
6P3 (6П3) . . . . .	400	— 40	250	—
G-807 (Г-807) . . . . .	600	— 70	250	—
G-414 (Г-414) . . . . .	1500	— 65	350	40
G-813 (Г-813) . . . . .	1500	— 120	300	0
RL-12P35. . . . .	800	— 100	200	0
RS-391 . . . . .	1500	— 135	400	0

\*) Tyto hodnoty v tab. II a III byly upraveny podle katalogů fy Telefunken

vysílačích elektronek

Amplituda budicího napětí V	Amplituda napětí nízkého kmitočtu V	Anodový proud mA	Proud stínící mřížky mA	Střídavý výkon W	Ekvivalentní odpor okruhu $\Omega$
$U_{mb}$	$U_{mf}$	$I_{a0}$	$I_{g,0}$	$P_1$	$R_e$

provoz

40	—	60	7	20	3600
65	—	100	7	40	6200
65	—	100	7	40	6200
75	—	115	5	30	1900
75	—	57	11	25	7500
110	—	90	15	45	5000
75	—	65	10	50	9000
135	—	190	45	100	2800
110	—	150	35	120	3750
100	—	120	30	150	7300
140	—	180	20	190	5200
100	—	130	10	85	4750
60	—	100	9	65	6000
90	—	90	20	50	4800
140	—	150	23	140	4000

(modulace brzdicí mřížky)

75	70	53	11	8,5	1900
115	80	32	14	8,5	7300
120	80	55	19	17	3500
100	70	60	26	15	3500
160	50	92	53	26,5	3750
160	80	90	46	50	4900
100	250	45	23	12 <sup>1)</sup>	4500
115	135	75	45	35	5400

(modulace řídicí mřížky)

40	20	30	—	6	3600
65	35	50	—	10	6200
90	45	110	20	65	6000
140	50	90	10	50	5200
90	25	40 <sup>1)</sup>	6	12 <sup>2)</sup>	4800
115	35	70	10	35	5400

z r. 1943 a podle katalogu „Vademecum elektronek“ z r. 1947. (Pozn. překl.)

# O B S A H

Úvod . . . . .	3
<b>I. Základní poznatky o činnosti zesilovačů a oscilátorů</b> . . . . .	<b>5</b>
1. Zesilovače . . . . .	10
2. Oscilátory . . . . .	17
<b>II. Koncový stupeň</b> . . . . .	<b>21</b>
3. Volba elektronky a pracovních podmínek . . . . .	21
4. Výpočet koncového stupně vysilače pro telegrafní provoz . . . . .	24
5. Zapojení a jejich prvky . . . . .	31
<b>III. Mezistupně vysilače</b> . . . . .	<b>44</b>
6. Násobiče kmitočtu . . . . .	44
7. Předzesilovací stupeň . . . . .	46
<b>IV. Budiče</b> . . . . .	<b>53</b>
8. Řídicí oscilátor . . . . .	53
9. Stabilisace kmitočtu krystalem . . . . .	61
10. Oddělovací stupeň . . . . .	63
11. Krátký souhrn poznatků a praktické zapojení . . . . .	64
<b>V. Ovládání vysokofrekvenenčních kmitů</b> . . . . .	<b>67</b>
12. Všeobecné poznatky o modulaci . . . . .	67
13. Mřížková modulace změnou předpětí . . . . .	72
14. Zesílení modulovaných kmitů . . . . .	76
15. Modulace stínicí mřížky . . . . .	77
16. Modulace brzdící mřížky . . . . .	78
17. Anodová modulace . . . . .	79
18. Anodová modulace se současnou modulací stínicí mřížky . . . . .	84
19. Telegrafní provoz . . . . .	85
<b>VI. Podstata konstrukce a seřizování vysilače</b> . . . . .	<b>89</b>
20. Návrh zapojení . . . . .	89
21. Všeobecné pokyny pro konstrukci . . . . .	94
22. Seřizování a ladění vysilače . . . . .	94
23. Parasitní kmitý ve vysilačích . . . . .	100
24. Základní pravidla bezpečnostní techniky . . . . .	101
<b>Tabulky</b> . . . . .	<b>102</b>

K. A. Šulgin

## STAVBA AMATÉRSKÝCH KRÁTKOVLNŇNÝCH VYSILAČŮ

Vydání první, vyšlo v prosinci 1953, 108 stran, 56 obrázků, 4 tabulky. Vydalo Státní nakladatelství technické literatury, n. p., Spálená 51, Praha II. Rada elektrotechnické literatury. Jazyková úprava: Dobroslava Vařečková. Tiskové korektury: Věra Tluková. Technická redaktorka: Vlasta Kovářová. Obálku navrhla: Jaroslava Burešová. 301 05 38 — 53674/1/52/III/2 — 1100 — 4 %. Sazba 25. 7. 1953, tisk 20. 11. 1953, 5200 výtisků. 3,375 PA, 7,64 AA, 7,84 VA. II—5—A—L 26.

Papír: text 222, 86/22, 70 g, obálka 403, 63 × 95, 200 g. Vytiskla Práce 01, n. p., Praha, ze sazby.

Cena Kčs 8,—. (1. X. 1953)