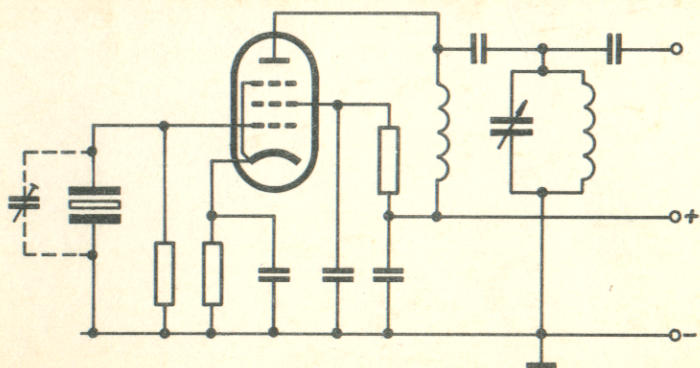


PŘEDNÁŠKY Z AMATÉRSKÉ RADIOTECHNIKY



Ing. Vladimír Mašek

BUDÍČÍ A VÝKONOVÉ ZESILOVAČE

ÚV SVAZU PRO SPOLUPRÁCI S ARMÁDOU
ÚSTŘEDNÍ RADA RADIOKLUBU SVAZARMU

2.

PŘEDNÁŠKY Z AMATÉRSKÉ RADIOTECHNIKY

Ing. Vladimír Mašek

BUDÍČÍ A VÝKONOVÉ ZESILOVAČE

ÚV SVAZU PRO SPOLUPRÁCI S ARMÁDOU
ÚSTŘEDNÍ RADA RADIOKLUBU SVAZARMU

2.

1. Úvod	7
2. Třídy zesilovačů	8
3. Teoretický návrh výkonových zesilovačů	13
4. Budicí stupně vysílačů	44
5. Koncové zesilovače výkonu	53
6. Konstrukce výkonových zesilovačů	72
7. Přídavné koncové stupně k hotovému zařízení	79
Seznam použité literatury	83
Seznam obrázků a tabulek	85

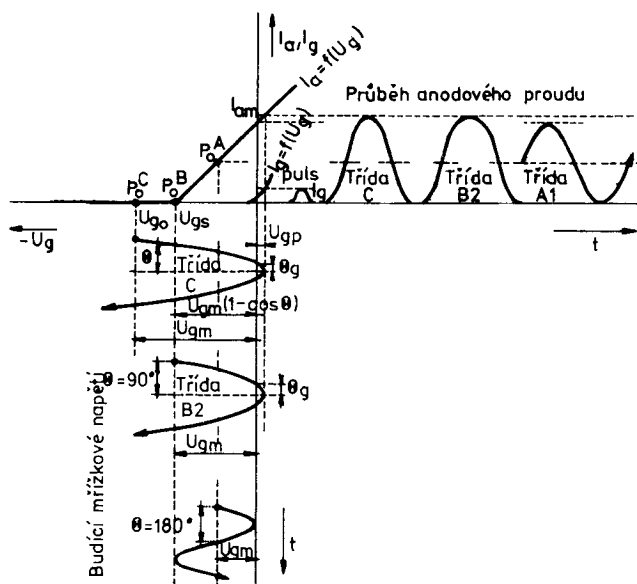
V kapitole jsou shrnuty základní poznatky o teorii a praxi výkonových vf zesilovačů, osazených elektronkami a tranzistory, které přicházejí v úvahu pro použití v amatérských zařízeních.

Nezbytnou teoretickou část, obsaženou v odst. 1.3, jsme se pokusili shrnout tak, aby měla pro amatéra přijatelný rozsah, ale na druhé straně pokud možno obsáhla většinu obvodů a příslušných vzorců, s kterými může konstruktér a uživatel amatérského vysílače přijít do styku.

Následující odstavce jsou věnovány zapojením a konstrukci budících a výkonových zesilovačů, především se zaměřením na zařízení typu přijímač-vysílač /transceiver/ a na samostatné výkonové zesilovače, doplněné praktickými příklady.

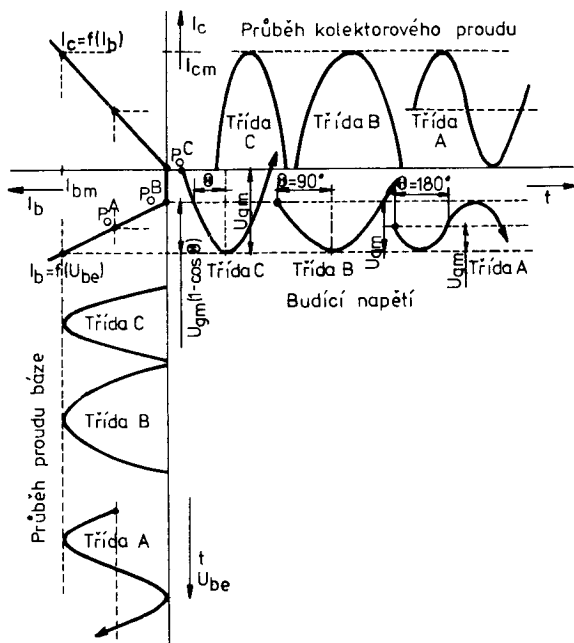
2. TŘÍDY ZESILOVAČŮ

Dříve než se budeme blíže zabývat vlastnostmi a použitím vř zesilovačů ve vysílači, je vhodné vř zesilovače nějakým způsobem klasifikovat a tedy roztrřidit. Nejužívanějším je rozdělení podle polohy pracovního bodu na přenosové charakteristice aktivního prvku - elektronky nebo tranzistoru, resp. podle velikosti úhlu otevření 2θ /obr.1 a 2/, ze kterého plynou tři základní třídy vř zesilovačů: A, B a C. U elektronkových zesilovačů roz-



Obr.1. Idealizovaná /přímková/ charakteristika elektronky a idealizované průběhy mřížkového napětí a anodového proudu pro třídy A, B a C vř výkonového zesilovače /viz text v části 3./

lišujeme asi osm tříd, a to A, A1, A2, AB1, AB2, B1, B2 a C. U tranzistorových zesilovačů obvykle hovoříme pouze o třech až čtyřech třídách: A, AB a B, C.



Obr.2. Idealizované převodní charakteristiky tranzistoru a idealizované průběhy budícího napětí, proudu báze a kolektorového proudu pro třídy A, B a C v výkonového zesilovače /viz text v části 3./

Význam úhlu otevření 2θ , resp. polovičního úhlu otevření θ /výhodného pro výpočty/ je zřejmý z obr.1 a 2, kde jsou vyznačeny idealizované převodní charakteristiky elektronky a tranzistoru. Idealizované proto, že není uvažován vliv zakřivení charakteristiky a vliv zatěžovací impedance /odporu/ v anodovém či kolektorovém obvodu.

Je-li poloviční úhel otevření $\Theta = 180^\circ$, jedná se o třídu A. Klidový pracovní bod P_0^A se nalézá na převodní charakteristice v aktivní oblasti, tj. v oblasti, kde protéká anodový /kolektorový/ proud. Je zřejmé, že pro výkonový zesilovač s plně využitým aktivním prvkem bude klidový pracovní bod přibližně ve středu převodní charakteristiky /max. výkon/. Jakmile pro libovolnou polohu klidového pracovního bodu dojde při buzení zesilovače v napětím k omezení /zániku/ anodového či kolektorového proudu i jen po část periody, nejde již o zesilovač třídy A, ale o třídu AB. Neteče-li při buzení elektronkového zesilovače mřížkový proud, tj. napětí na mřížce je vždy záporné vůči katódě, jde o zesilovač třídy A1; protéká-li v kladných špičkách budicího napětí mřížkový proud, jedná se o zesilovač třídy A2. Znamená to, že pro třídu A2 potřebujeme na rozdíl od třídy A1 určitý budicí výkon.

U tranzistorových zesilovačů nemají třídy A1 a A2 význam, protože ve třídě A vždy trvale protéká proud bází.

Je-li poloviční úhel otevření v intervalu $90^\circ < \Theta < 180^\circ$, jedná se o zesilovač třídy AB. Klidový pracovní bod pro třídu AB se nalézá v té části převodní charakteristiky aktivního prvku, kdy prvkem protéká přiměřeně malý klidový proud. Pro malé budicí napětí se tedy elektronkový stupeň chová jako zesilovač třídy A, pro vyšší budicí napětí nejdříve jako třída AB1, kdy neteče mřížkový proud a pro ještě vyšší budicí napětí jako třída AB2, kdy teče mřížkový proud a zesilovač vyžaduje budicí výkon.

U tranzistorových stupňů opět nemají třídy AB1 a AB2 význam.

Od zesilovače třídy AB je již jen krůček k zesilovači třídy

B, kdy poloviční úhel otevření $\Theta = 90^\circ$. Teoreticky by neměl v klidovém pracovním bodě P_0^B protékat žádný anodový /kolektorový/ proud. Ve skutečnosti způsobuje ohyb převodní charakteristiky aktivního prvku malý klidový proud a nastavení třídy B se tím komplikuje. Přesnou třídu B lze např. určit tak, že obsah třetí harmonické v anodovém /kolektorovém/ proudu je minimální /obr.3/. Obdobně jako u tříd A a AB lze rozlišit třídy B1 a B2.

Při polovičním úhlu otevření $\Theta < 90^\circ$ je zesilovač ve třídě C. Klidový pracovní bod P_0^C se nalézá na převodní charakteristice mimo aktivní oblast, klidový stejnosměrný proud je nulový. Při malém budicím napětí neteče u elektronkového zesilovače mřížkový proud. Výkon takového zesilovače by však byl malý a proto zesilovače třídy C vždy budíme tak, že teče mřížkový proud. Z toho důvodu se neužívá rozdělení na třídy C1 a C2.

Dalším zásadním rozdělením vř zesilovačů ve vysílači je rozdělení na zesilovače lineární a nelineární. U lineárních zesilovačů je amplitudová charakteristika, tj. závislost výstupního napětí /výkonu/ na vstupním napětí /výkonu/ lineární /přímková/ minimálně v požadovaném rozsahu amplitud vstupního napětí. Nelineární zesilovač tento požadavek nesplňuje, resp. "linearita" je nevyhovující. Dosažení požadované linearity amplitudové charakteristiky přináší především u tranzistorových zesilovačů určité problémy, které nedovolují dosahovat v lineárním provozu plného /maximálního/ výkonu jako v provozu nelineárním. Příčinou je nerovnoměrnost /nonlinearita/ charakteristik aktivních prvků, projevující se především u tranzistorů.

Linearitu zesilovače posuzujeme nejčastěji podle obsahu in-

termodulačních produktů ve výstupním signálu při tzv. 2-tónové zkoušce, kdy zesilovač budíme dvěma kmitočtově blízkými signály stejné amplitudy.

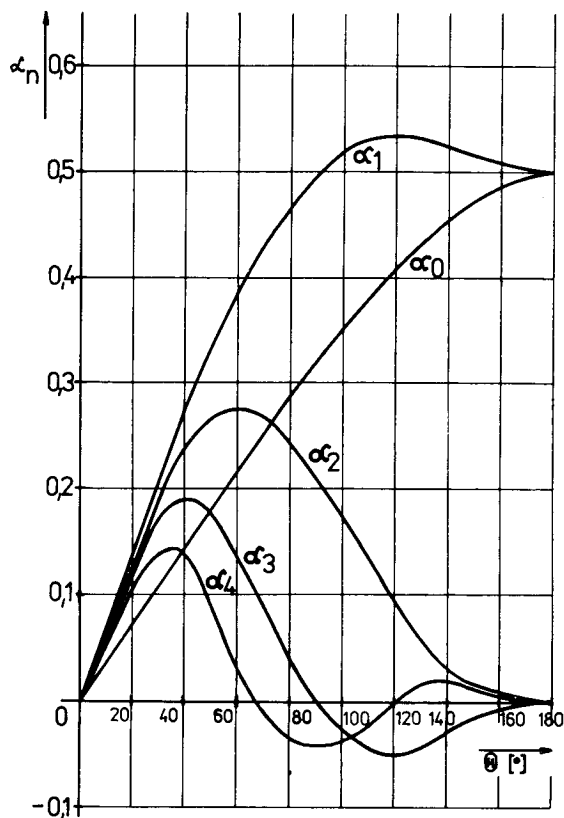
Z předchozího je zřejmé, že za lineární zesilovače lze považovat vš zesilovače všech tříd vyjma třídy C. I třídu C však lze v lineárním zesilovači použít, jak uvedeme v odstavci 4. Určité problémy vznikají u tříd A2, B2 a AB2, kdy protékající mřížkový proud při maximu vstupního napětí způsobí omezením amplitudy zkreslení, je-li předchozí zesilovač pouze napěťovým a ne výkonovým zesilovačem. V těchto případech zavádíme automatickou regulaci úrovně buzení, tzv. ALC /automatic level control/.

3. TEORETICKÝ NAVRH VÝKONOVÝCH ZESILOVAČŮ

V tomto odstavci shrneme stručně základy teorie vf výkonových zesilovačů nejdříve s elektronkami a potom s tranzistory. Zároveň uvedeme řadu praktických vztahů a jejich aplikaci v amatérské praxi.

Při návrhu výkonového zesilovače s elektronkou vycházíme obvykle z těchto základních údajů: požadovaný výstupní výkon, budicí napětí, resp. budicí výkon /výkonový zisk/, kmitočet či kmitočtové pásmo, kapacity elektrod a typy elektronek, které jsou k dispozici. Typ elektrony určuje max. stejnosměrné napětí na anodě, max. anodový ztrátový výkon, max. špičkový anodový proud a řadu dalších důležitých veličin, často i doporučené zapojení, potřebný budicí výkon při některých kmitočtech apod. V mnoha případech konstrukční katalogy elektronek a různé aplikační údaje výrobce či v literatuře uvedená zapojení poskytnou dostatek údajů pro volbu zapojení, že není nutné stupeň teoreticky navrhovat a počítat. Máme-li dostatek pramenů a informací, lze tento způsob označit za optimální po mnoha stránkách. Vyžaduje však dostatek zkušeností a znalostí, protože ne vždy všechny uváděné údaje, závěry a doporučení bývají správná a úplná. Musíme kvalifikovaně srovnávat, kombinovat a doplňovat a tak navrhnout s minimem práce optimální řešení. Musíme tedy občas teorie použít, zejména některých pro praxi upravených vztahů.

Na obr.1 je naznačen idealizovaný tvar pulsu anodového proudu výkonového zesilovače s polovičním úhlem otevření Θ . Budicí střídavé napětí má amplitudu U_{gm} , poloha klidového pracovního



Obr.3. Poměrný obsah stejnosměrné složky α_0 střídavých harmonických složek α_n v anodovém /kollektorovém/ proudu v zesilovači v závislosti na polovičním úhlu otevření Θ

bodů P_0 je určena pevným předpětím U_{go} . Napětí U_{gs} je dáno zlomem idealizované převodní charakteristiky /přímky/. Napětí U_{gm} vyvolá v anodovém obvodu pulsy anodového proudu o maximální

hodnotě I_{am} . Fourierovým rozvojem lze určit velikost stejnosměrné složky i střídavých harmonických složek anodového proudu v závislosti na velikosti polovičního úhlu otevření Θ . Tyto tzv. Schulzovy koeficienty jsou znázorněny graficky na obr.3. Složka a_0 představuje stejnosměrný anodový proud

$$I_{a0} = a_0 \cdot I_{am} \quad /1/$$

složka a_1 představuje první harmonickou, tj. obecně a_n je n-tá harmonická a tedy její amplituda /špičková hodnota/

$$I_{an} = a_n \cdot I_{am} \quad /2/$$

Z obr.3 vidíme, že pro každou harmonickou existuje při určité hodnotě úhlu Θ maximum koeficientu a_n , odpovídající maximálnímu výkonu n-té harmonické a že s rostoucím n rychle klesá dosažitelný výkon násobičů kmitočtu. Lze tedy z obr.3 určit z hlediska max. výstupního výkonu /ne účinnosti/ optimální poloviční úhel otevření

$$\Theta_{opt} = \frac{120}{n} \quad /^\circ/ \quad /3/$$

Optimální úhel Θ pro první harmonickou je tedy 120° , tj. provoz ve třídě AB s velkým klidovým proudem, blížícím se třídě A. Takovýto provoz však lze těžko nazvat optimálním, protože klidový stejnosměrný příkon je příliš velký a lineárně lze zesilovat již ve třídě B, tj. prakticky s velmi malým klidovým proudem. Přitom pokles koeficientu a_1 /a tedy i výstupního výkonu/ pro třídu B / $\Theta = 90^\circ$ / je nepatrný /z 0,535 na 0,50/.

Lze dokázat, že třída B a s ní související třídy AB /AB1, AB2/ s malým klidovým proudem / $\Theta < 110^\circ$ / jsou nejvhodnější

pracovním režimem výkonového zesilovače pro různé druhy provozu, tj. zejména A3J /SSB/, A1 /CW/, F3 /FM/. Pro A3 /AM/ signál obvykle lineární zesilovače nepoužíváme, protože výkon nosné bez modulace může být roven nejvýše pouze 1/4 jejich max. výkonu, je-li AM signál modulován až ke 100%. Abychom předchozí tvrzení dokázali, dokončíme teoretické výpočty. Stejnoseměrné anodové napětí označíme U_{ao} a stejnosměrný příkon zesilovače bude

$$P_p = U_{ao} \cdot I_{ao} = \alpha_o \cdot I_{am} \cdot U_{ao} \quad /4/$$

Užitečný /výstupní/ výkon zesilovače je dán amplitudou /tj. špičkovou hodnotou/ U_{an} vf napětí n-té harmonické na anodě a amplitudou I_{an} anodového proudu n-té harmonické, tj.

$$P_u = \frac{1}{2} U_{an} \cdot I_{an} = \frac{1}{2} \frac{\alpha_1}{\alpha_o} \xi \cdot U_{ao} \cdot I_{ao} = \frac{1}{2} \frac{\alpha_1}{\alpha_o} \xi P_p \quad /5/$$

Aby tomu tak bylo, musí být v anodě zapojen dynamický zatěžovací odpor

$$R_{dn} = \frac{U_{an}}{I_{an}} \quad /6/$$

tvořený zatíženým LC obvodem, který potlačuje všechny ostatní harmonické vyjma n-té. Max. rozkmit anodového napětí U_{an} se může blížit až stejnosměrnému anodovému napětí U_{ao} , což vyjadřujeme tzv. činitelem využití anodového napětí

$$\xi = \frac{U_{an}}{U_{ao}} \quad /7/$$

který dosahuje u vysílacích elektronek velkých výkonů hodnoty až 0,95. Při malých výkonech je střední hodnota ξ asi 0,8. Pro

elektronky s velkou strmostí a vyšším anodovým napětím je ξ až 0,9, naopak pro triody s malým anodovým napětím bude menší než 0,8. Aby se hodnota ξ blížila jedné, volíme napětí U_{ao} nejvyšší, jak dovoluují katalogové údaje elektronky při daném kmitočtu. Činitel ξ je omezen především tím, že zbytkové napětí na anodě při pulsu anodového proudu I_{am} musí být minimálně vyšší než kladné budicí napětí na mřížce elektronky U_{gp} /obr.1/.

Výraz pro dynamický zatěžovací odpor upravíme na tvar

$$R_{dn} = \frac{U_{an}}{I_{an}} = \frac{a_o}{a_n} \xi \frac{U_{ao}}{I_{ao}} \quad /8/$$

Podíl U_{ao}/I_{ao} nazveme stejnosměrným odporem elektronky R_{ss} . Má význam pro návrh modulátoru, jedná-li se o anodově modulovaný stupeň /odpor R_{ss} představuje přibližně zatěžovací impedanci modulátoru/. Hodnotu podílu a_o/a_n určujeme z obr.3 pro danou hodnotu Θ . Vztah /8/ v praxi často zjednodušujeme takto:

$$\begin{aligned} \text{Tř.A: } R_d &\doteq 0,8 \frac{U_{ao}}{I_{ao}} & \text{Tř.AB: } R_d &\doteq 0,6 \frac{U_{ao}}{I_{ao}} \\ \text{Tř.B: } R_d &\doteq 0,55 \frac{U_{ao}}{I_{ao}} & \text{Tř.C: } R_d &\doteq 0,5 \frac{U_{ao}}{I_{ao}} \end{aligned} \quad /9/$$

Požadovaná velikost zatěžovacího odporu může zásadním způsobem ovlivnit realizovatelnost anodového LC obvodu.

Vypočteme ještě anodovou účinnost η_a a ztrátový výkon P_z na anodě elektronky zesilovače dosazením ze vztahů /4/ a /5/:

$$\eta_a = \frac{P_u}{P_p} = \frac{1}{2} \frac{a_n}{a_o} \cdot \xi \quad /10/$$

$$P_u = \eta_a \cdot P_p, \quad P_z = P_p - P_u = 1 - \eta_a \cdot P_p \quad /10/$$

Vztahů /10/ využijeme k připomenutí několika obecných, ale zásadních poznatků. Odečtíme z obr.3 hodnoty koeficientů α_0 a α_1 pro jednotlivé třídy zesilovačů, vypočítáme z /10/ teoretickou $\xi = 1/$ a praktickou $\xi = 0,8/$ anodovou účinnost η_a , příkon P_p , užitečný $P_u/$ a ztrátový $P_z/$ výkon na anodě elektronky pro elektronku s dovoleným špičkovým proudem $I_{am} = 0,5$ A a anodovým napětím $U_{ao} = 1000$ V a výsledky uspořádáme do tabulky 1.

Tabulka 1

Účinnost η_a , příkon P_p , užitečný výkon P_u , ztrátový výkon P_z v elektronkového zesilovače ve třídách A až C při $I_{am} = 0,5$ A a $U_{ao} = 1000$ V /viz text v odst. 3/

Třída	Pol. úhel otevř. $\theta [^\circ]$	Koeficienty		Účinnost η_a		Anod. proud I_{ao} /mA/	$U_{ao} = 1000$ V, $\xi = 0,8$		
		α_0	α_1	$\xi = 1$	$\xi = 0,8$		Příkon P_p /W/	Výkon P_u /W/	Ztráta P_z /W/
A	180	0,50	0,50	0,50	0,40	250	250	100	150
AB	120	0,405	0,535	0,66	0,53	202	202	107	95
AB	100	0,35	0,52	0,74	0,59	175	175	103	72
B	90	0,32	0,50	0,77	0,625	160	160	100	60
C	60	0,22	0,39	0,90	0,72	110	110	80	30

Porovnáním hodnot v tabulce 1. zjistíme, že v lineárním provozu /tř. A až B/ by bylo možné dosáhnout teoreticky účinnosti blízké se 80%, prakticky však jen okolo 60% /při max. výkonu/. V nelineárním provozu /tř.C/ lze dosáhnout účinnosti až 90% /výjimečně i více/, praktická hodnota je ale jen okolo 70 až

80%. Z těchto hodnot okamžitě plynou pro určitý max. příkon hodnoty P_u a P_z , dovolující rychlý odhad vhodnosti určité elektronky /nebo i tranzistoru/ pro zamýšlený zesilovač /koncový stupeň/. Dále zjišťujeme, že při plném využití dovoleného špičkového /emisního/ proudu I_{am} je max. výkon pro všechny třídy A až B prakticky stejný, ale příkon a především ztrátový tepelný výkon na anodě elektronky je ve třídě A podstatně vyšší než ve třídě B.

Lze tedy znovu konstatovat, že provoz ve třídě A je vhodný pouze pro menší výkony, tj. pro budicí stupně, kdy nevyužíváme plně výkonových možností daného aktivního prvku, ale požadujeme maximální výkonový zisk. Naproti tomu pro výkonový zesilovač /koncový stupeň/ je pro lineární provoz optimální tř. C /pro elektronkové i tranzistorové zesilovače/ a pro lineární provoz třída B pro elektronkové zesilovače a třída AB pro tranzistorové zesilovače.

K uváděnému lineárnímu provozu je třeba připomenout, že hodnoty v tabulce 1. jsou odvozeny z teoretických vztahů, platných pro idealizované, tj. přímkové charakteristiky aktivního prvku /obr.2/. Pro přesné výpočty je nutné znát skutečný průběh charakteristik /obvykle se používá charakteristik konstantního proudu/.

Hovoříme-li o výkonovém zisku, musíme se ještě zmínit o určení budicího výkonu elektronkového vř zesilovače. Obdobně jako jsme určili poměrný obsah stejnosměrné a střídavých složek v pulsu anodového proudu lze určit tytéž veličiny z pulsu mřížkového proudu, jehož poloviční úhel otevření Θ_g je nutně podstatně menší než Θ /obr.1/. Amplituda první harmonické mřížkového proudu I_{g1} pak určuje potřebný budicí výkon

$$P_b = \frac{1}{2} \cdot U_{gm} \cdot I_{g1} = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_{gs} + U_{gp}}{1 - \cos \Theta} \cdot I_{g1} \quad /11/$$

který se rozděluje na ztrátový výkon na mřížkovém odporu /svo-
du/ R_g

$$P_{R_g} = R_g \cdot I_{go}^2 \quad /12/$$

kde I_{go} je stejnosměrný mřížkový proud, a na ztrátový výkon na
mřížce elektronky

$$P_{gz} = P_b - P_{R_g} \leq P_b \quad /13/$$

Lze vyjádřit i další veličiny, např. vstupní odpor jako podíl
 U_{gm} / I_{g1} atd. Hodnota U_{gp} je špičková hodnota kladného napětí
na mřížce elektronky, potřebná pro dosažení špičkového mřížko-
vého proudu, odpovídajícího I_{g1} . Problém v určení budicího vý-
konu tkví pouze v časté neznalosti průběhu mřížkových charakte-
ristik a příslušných maximálních dovolených hodnot. Na druhé
straně však lze provést následující úvahu. Protože poloviční
úhel otevření Θ_g je podstatně menší než Θ , plyne z obr.3,
že poměr koeficientů a_1/a_0 se přibližně rovná dvěma. Protože
 $I_{go} = a_0 \cdot I_{gm}$ a $I_{g1} = a_1 \cdot I_{gm}$, bude

$$I_{g1} = \frac{a_1}{a_0} I_{go} \doteq 2 \cdot I_{go} \quad /14/$$

Vztah /11/ pak upravíme na tvar

$$P_b = U_{gm} \cdot I_{go} = \frac{U_{gs} + U_{gp}}{1 - \cos \Theta} I_{go} \quad /15/$$

kde úhel Θ závisí na třídě zesilovače. Známe-li nyní maximál-

ní přípustnou hodnotu $I_{go \max.}$, plyne z /15/ přibližně $P_b \max.$. Známe-li naopak maximální ztrátový výkon na mřížce $P_{gz \max.}$, plyne ze /13/, že $P_b \max \leq P_{gz \max}$ a ze vztahu /15/ určíme maximální hodnotu I_{go} . V podrobnějších katalogích bývá u výkonových /vysílacích/ elektronek, zejména pro vyšší kmitočty, alespoň jedna z hodnot uváděna. Ze vztahu /15/ současně plyne, že pro třídu B2 $\theta = 90^\circ$ bude budicí výkon $P_b \doteq U_{gs} \cdot I_{go}$, pro zesilovač ve třídě C $\theta = 60^\circ$ je P_b přibližně třikrát vyšší a pro ztrojovač kmitočtu $\theta = 40^\circ$ bude P_b dokonce asi šestkrát vyšší než pro třídu B.

U lineárních zesilovačů na KV pásmech bývá I_{go} většinou téměř nulový, dosahuje vyšších hodnot pouze při maximálním budícím napětí /špičky SSB signálu/. Ze vztahu /15/ lze pak soudit, že potřebný budicí výkon je nulový a k buzení zesilovače postačuje tzv. napěťový zesilovač. Ve skutečnosti však i zde musí budicí zesilovač dodávat určitý výkon, který hradí ztráty v jeho zatěžovacím odporu, tvořeném LC obvodem, zapojeným mezi oběma stupni. Na vyšších kmitočtech a zejména pak na VKV pásmech se projeví další ztráty v reálné části vstupní impedance elektronky.

Podíl výstupního užitečného výkonu P_{u_a} budicího výkonu P_b určuje výkonové zesílení vř zesilovače. Hodnota výkonového zisku elektronkových zesilovačů nás zajímá především na VKV pásmech, na KV pak hlavně u zesilovačů s uzemněnou mřížkou, jejichž malý vstupní odpor má za následek malé výkonové zesílení vůči zesilovačům s uzemněnou katodou.

U tranzistorových zesilovačů je dosažitelný výkonový zisk jedním ze zásadních parametrů při návrhu výkonového zesilovače.

Lze dokázat, že hodnota výkonového zesílení je ve třídě B asi o 3 dB nižší než ve třídě A /vstupní odpor naopak stoupne na dvojnásobek/ a ve třídě C bude zisk asi o 6 dB nižší podle velikosti úhlu otevření /vstupní odpor obdobně stoupne/.

Vztahy /8/ a /9/ byla určena hodnota dynamického zatěžovacího odporu R_d . Věnujme se nyní provedení anodového LC obvodu, kterým transformujeme zatěžovací odpor R_z na R_d a současně jím potlačujeme /filtrujeme/ nežádoucí harmonické kmitočty na výstupu vysílače. V budicím stupni jej používáme jako vazební obvod mezi anodou budicí a mřížkou koncové elektronky. Nejčastěji používanější zapojení výstupních LC obvodů jsou na obr.4. Zapojení s přímou vazbou na obr. 4 a/, b/, c/ se používají především jako vazební obvody v budicích stupních, Collinsův člen, resp. "článek na obr. 4 d/ je téměř výlučně výstupním obvodem amatérských KV vysílačů s elektronkami na koncovém stupni. Podobně obvody s nepřímou vazbou na obr. 4 e/, f/, g/ jsou nejčastějším výstupním obvodem amatérského elektronkového VKV vysílače, zejména obvod se sériovou vazbou na obr. 4 f/ a symetrický obvod na obr. 4 h/.

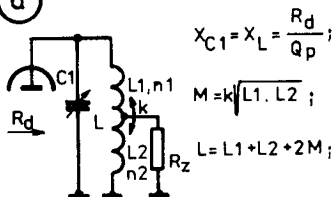
Anodový LC obvod, zatížený odporem R_z se musí na anodě elektronky jevit jako dynamický zatěžovací odpor o hodnotě R_d . K tomuto odporu je paralelně připojen ztrátový rezonanční odpor nezatíženého paralelního LC obvodu

$$R_o = \omega L Q_o = X_L Q_o = \frac{Q_o}{\omega C} = X_C \cdot Q_p \quad /17/$$

a lze vyjádřit účinnost η_o přenosu výkonu jednoduchým LC obvodem do zátěže ve tvaru

$$\eta_o = 1 - \frac{Q_p}{Q_o} \quad /18/$$

(a)



$$X_{C1} = X_L = \frac{R_d}{Q_p};$$

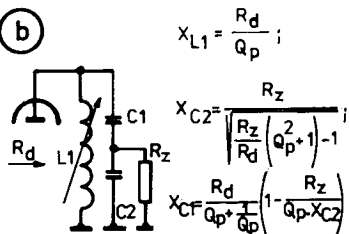
$$M = k \sqrt{L_1 \cdot L_2};$$

$$L = L_1 + L_2 + 2M;$$

$$\frac{R_z}{R_d} = \left(\frac{L_2 + M}{L} \right)^2 \pm k \left(\frac{n_2}{n_1} \right)^2 \text{ pro: } k \rightarrow 1$$

$$L \sim n^2$$

(b)



$$X_{L1} = \frac{R_d}{Q_p};$$

$$X_{C2} = \frac{R_z}{\sqrt{\frac{R_z}{R_d} \left(Q_p^2 + 1 \right) - 1}};$$

$$X_{C1} = \frac{R_d}{Q_p + \frac{1}{Q_p} \left(1 - \frac{R_z}{Q_p X_{C2}} \right)}$$

pro: $Q_p^2 \frac{R_d}{R_z} > 1$ bude:

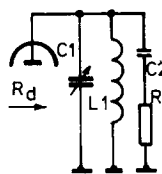
$$X_{C2} = X_{L1} \sqrt{\frac{R_z}{R_d}} \quad a$$

podm.:

$$Q_p^2 \frac{R_d}{R_z} - 1$$

$$X_{C1} = X_{L1} - X_{C2}$$

(c)



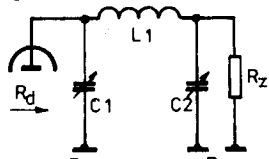
$$X_{L1} = \frac{R_d}{Q_p};$$

$$X_{C2} = R \sqrt{\frac{R_d}{R_z} - 1};$$

$$X_{C1} = X_{L1} \left(\frac{1}{1 - \frac{X_{C2}}{Q_p R_z}} \right);$$

podmínka: $R_d > R_z$

(d)

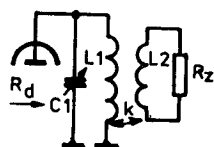


$$X_{C1} = \frac{R_d}{Q_p}; X_{C2} = \frac{R_z}{\sqrt{\frac{R_z}{R_d} \left(Q_p^2 + 1 \right) - 1}};$$

$$X_{L1} = \frac{R_d}{Q_p + \frac{1}{Q_p} \left(1 + \frac{R_z}{Q_p X_{C2}} \right)}; \text{ podmínka: } Q_p^2 \frac{R_d}{R_z} - 1$$

Obr.4. Zapojení výstupních LC obvodů s přímou vazbou /a, b, c, d/ a nepřímou vazbou /e, f, g, h/. V hodnotě kapacity C1 je zahrnuta výstupní kapacita elektronky. Podrobnější údaje jsou v textu odst. 3

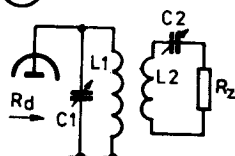
(e)



$$X_{C1} = X_{L1} = \frac{R_d}{Q_p} ;$$

$$X_{L2} = R_z ; k = \sqrt{\frac{2}{1 + Q_p}} ;$$

(f)

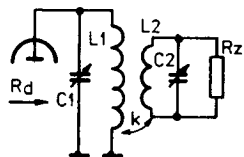


$$X_{C1} = X_{L1} = \frac{R_d}{Q_{p1}} ;$$

$$X_{C2} = X_{L2} = R_z Q_{p2} ;$$

$$k = \frac{1}{\sqrt{Q_{p1} Q_{p2}}}$$

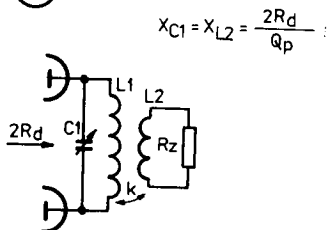
(g)



$$X_{C1} = X_{L1} = \frac{R_d}{Q_{p1}} ; X_{C2} = X_{L2} = \frac{R_z}{Q_{p2}} ;$$

$$k = \frac{1}{\sqrt{Q_{p1} Q_{p2}}}$$

(h)



$$X_{C1} = X_{L2} = \frac{2R_d}{Q_p} ;$$

vazba podle (f) a (g) ;

Obr.4.

Z hlediska dostatečného potlačení harmonických kmitočtů a současně velké účinnosti η_0 obvykle volíme Q_p v rozsahu 5 ... 20, na VKV pásmech pak bývá horní mez Q_p až několikanásobně vyšší, protože hodnoty Q_0 jsou podstatně lepší než na KV pásmech. Nyní probereme postupně obvody na obr.4. Pro vazbu na odbočku cívky dle obr.4 a/ platí

$$X_{C1} = X_L = \frac{R_d}{Q_p} \quad \text{a} \quad \frac{R_z}{R_d} = \left(\frac{L_2 + M}{L} \right)$$

kde $M = k \cdot \sqrt{L_1 \cdot L_2}$ je vzájemná indukčnost mezi L_1 a L_2

k je tzv. činitel vazby mezi L_1 a L_2

$$L = L_1 + L_2 + 2M.$$

V případě, že vazba mezi L_1 a L_2 je tak těsná, že k se blíží 1 a lze současně předpokládat, že $L \sim n^2$, pak určení odbočky na cívce se zjednoduší na

$$\frac{R_z}{R_d} \doteq k \left(\frac{n_2}{n} \right)^2 \approx \left(\frac{n_2}{n} \right)^2$$

Pro vazbu na kapacitní odbočku dle obr. 4 b/ platí

$$X_{L1} = \frac{R_d}{Q_p} \quad X_{C2} = \frac{R_z}{\sqrt{\frac{R_z}{R_d} (Q_p^2 + 1)} - 1}$$

/19/

$$X_{C1} = \frac{R_d}{Q_p + \frac{1}{Q_p}} \left(1 - \frac{R_z}{Q_p \cdot X_{C2}} \right)$$

Pro $R_z Q_p^2 \gg R_d$ a $Q_p \gg 1$ se vztahy zjednoduší na

$$X_{C2} = X_{L1} \cdot \sqrt{\frac{R_z}{R_d}} \quad \text{a} \quad X_{C1} = X_{L1} - X_{C2}$$

Kapacitní vazba na obr. 4 c/ se používá více u tranzistorů a platí

$$X_{L1} = \frac{R_d}{Q_p} \quad X_{C2} = R_z \sqrt{\frac{R_d}{R_z} - 1}$$

/20/

$$X_{C1} = X_{L1} \cdot \frac{1}{1 - \frac{X_{C2}}{Q_p \cdot R_z}}$$

V obou případech /obr. 4 b/, c/ musí být $R_d > R_z$. Výpočet π článku /obr.4 d/ je poněkud složitější. Pro realizovatelnost π článku musí být splněn vztah

$$Q_p^2 > \frac{R_d}{R_z} - 1 \quad /21/$$

Při určení prvků zapojení se vychází z postupné transformace prvků zapojení na paralelní LC obvod. Lze použít čistě početní nebo početně grafickou metodu, nebo různých grafů a tabulek, kterých již bylo zpracováno velké množství. Těžko říci, který postup je optimální. Uvedeme jeden z výpočtů:

$$X_{C1} = \frac{R_d}{Q_p} \quad \text{tj.} \quad C_1 = \frac{1}{\omega_o \cdot X_{C1}}$$

$$X_{C2} = \frac{R_z}{\sqrt{\frac{R_d}{R_z} (Q_p^2 + 1) - 1}} \quad \text{tj.} \quad C_2 = \frac{1}{\omega_o \cdot X_{C2}} \quad /22/$$

$$X_{L1} = \frac{R_d}{Q_p + \frac{1}{Q_p}} \left(1 + \frac{R_z}{Q_p \cdot X_{C2}} \right) \quad \text{tj.} \quad L_1 = \frac{X_{L1}}{\omega_o}$$

Vypočtená hodnota C_1 musí být realizovatelná, tj. větší než anodová kapacita elektronky a rozptylová kapacita anodové tlumivky. V opačném případě musíme hodnotu Q_p zvýšit nebo snížit R_d , tj. snížit U_{a0} a zvýšit I_{a0} /viz vztahy 9/.

Pro obvod na obr. 4 e/ platí

$$X_{C1} = X_{L1} = \frac{R_d}{Q_p} \quad X_{L2} = R_z \quad k = \sqrt{\frac{2}{1 + Q_p}} \quad /23/$$

Obvody s paralelní /obr. 4 g/ a sériovou /obr. 4 f/ vazbou jsou přibližně ekvivalentní /jako L a C/:

$$X_{C1} = X_{L1} = \frac{R_d}{Q_{p1}} \quad k = \frac{1}{Q_p} = \frac{1}{\sqrt{Q_{p1} Q_{p2}}} \quad /24/$$

$$\begin{array}{ll} \text{sériová} & \text{paralelní} \\ \text{vazba: } X_{C2} = X_{L2} = R_z \cdot Q_{p2} & \text{vazba: } X_{C2} = X_{L2} = \frac{R_z}{Q_{p2}} \end{array}$$

Výhodou je snížení činitele vazby k v poměru $\sqrt{2Q_{p2}}$ - krát vůči neladěné, odporové vazbě podle obr. 4 e/ a zvýšení potlačení harmonických kmitoťů.

V některých případech, zejména na VKV pásmech, používáme symetrický výstupní obvod /obr. 4 h/. Potřebný dynamický zatěžovací odpor je v tomto případě dvojnásobný, výhodou je snížení vlivu výstupní kapacity elektronky na poměr L/C obvodu. Platí pro něj

$$X_{C1} = X_{L1} = \frac{2R_d}{Q_p}$$

ostatní prvky vypočteme podle druhu vazby na R_z z výše uvedených vzorců.

Zbývá ještě určit potlačení harmonických kmitočtů. Předpokládáme-li, že činitel jakosti Q_p se nemění pro harmonické kmitočty, lze pro jednoduchý výstupní obvod určit potlačení n -té harmonické ze vztahu

$$b_n = 20 \log \frac{a_1}{a_n} \left(n - \frac{1}{n} \right) Q_p \quad /25/$$

Např. pro lineární zesilovač třídy B ($\theta = 90^\circ$) až třídy AB ($\theta = 100^\circ$) odečteme z obr.3, že $a_1/a_2 > 2,4$, $a_3/a_1 \rightarrow 0$, $a_1/a_4 > 12,5$ atd. Z /25/ pro $Q_p = 10$ /20/ vypočteme $b_2 \geq 31$ /37/ dB, $b_3 \rightarrow \infty$, $b_4 \geq 53$ /60/ dB atd. Vidíme, že i pro lineární zesilovač je potlačení druhé harmonické menší než požadovaných 40 dB minimálně. I zde je tedy vhodné použít další selektivní člen na výstupu vysílače /anténní laděný člen/. Pro třídu C má poměr a_1/a_2 až téměř poloviční hodnotu a potlačení druhé harmonické se zhorší o 6 dB.

Věnujme se nyní tranzistorovým vf zesilovačům. Probranou teorií elektronkových zesilovačů lze většinou aplikovat s malými rozdíly na tranzistorové zesilovače, pokud pracovní kmitočet je podstatně nižší než mezní kmitočet f_t . U tranzistorových zesilovačů odpovídá zbytkovému napětí tzv. vf saturační napětí, které bývá znatelně vyšší než stejnosměrné saturační napětí dané tzv. mezní přímkou ve stejnosměrných kolektorových charakteristikách a je závislé na kmitočtu, typu tranzistoru a liší se i u jednotlivých kusů téhož typu tranzistoru. Zejména u typů, které nejsou určeny pro zesilování vf výkonu, může být saturační napětí podstatně vyšší než několik V. U vf výkonových tranzistorů bývá saturační napětí asi 10 ... 15% doporučeného napájecího napětí a proto činitel využití kolektorového

napětí bývá okolo 0,9. Zásadním rozdílem vůči elektronkám je nízká vstupní impedance, způsobující potřebu podstatně vyššího budicího výkonu především na KV pásmech a existence tzv. druhého průrazu v výkonových tranzistorů.

Idealizované převodní charakteristiky a idealizované průběhy proudu a napětí v výkonových tranzistorových zesilovačích jsou na obr.2. Při kmitočtech srovnatelných s hodnotou f_t se uplatňují především rekombinační doby a dochází k posuvu a zkreslení průběhu kolektorového a bázeového proudu vůči sinusovému budicímu napětí. V idealizovaném případě lze ze vztahů /5, 6, 7/ určit výstupní výkon pro $\xi = 0,9$ takto

$$P_u = 0,4 \frac{U_{ao}^2}{R_d} = 0,4 \frac{U_{ce}^2}{R_d} \quad /26/$$

kde U_{ce} je stejnosměrné napětí mezi kolektorem a emitorem tranzistoru. Tento výkon lze pro dnešní v výkonové tranzistory považovat za maximální, tzv. saturační výkon ve třídě C ($U_{be} \leq 0$). Ze /26/ vypočteme zatěžovací odpor

$$R_d = 0,4 \frac{U_{ce}^2}{P_u} \quad /27a/$$

Lze též použít známějšího vztahu

$$R_d = 0,5 \frac{U_{ce}^2}{P_u} = \frac{U_{ce}^2}{2P_u} \quad /27b/$$

neboť přesnost výpočtů z idealizovaných charakteristik nelze očekávat lepší než asi 20%.

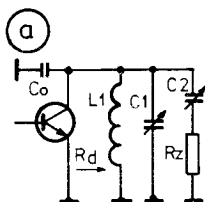
Zatěžovací odpor, určený ze /27a/ je vhodný pro zesilovače ve třídě C s maximálním výkonem. U lineárních zesilovačů ve

třídě B a AB nelze využít hodnoty saturačního vř výkonu pro silně rostoucí nelinearitu kolektorových charakteristik v okolí velkých kolektorových proudů a malých napětí. Musíme proto tyto zesilovače budít menším výkonem a výstupní výkon bude též nižší. Neznamená to ovšem, že jejich zatěžovací odpor budeme počítat z /27/ pro tento snížený výstupní výkon. Optimální hodnota R_d bude sice obvykle poněkud vyšší než R_d pro saturační výkon, ale nebude rovna hodnotě R_d , určené pro zvolený nižší výstupní výkon.

Výstupní obvody tranzistorových zesilovačů navrhujeme principiálně stejně jako u elektronek. Rozdíl je pouze v tom, že činitel jakosti Q_p bývá nižší, a to okolo 5 pro úzkopásmové zesilovače a blíží se jedné, případně až nule u zesilovačů širokopásmových. Typická zapojení výstupních, vstupních a přizpůsobovacích obvodů jsou na obr.5.

Zapojení na obr. 5a/, b/ jsou shodná se zapojeními na obr. 4c/, b/ a také vztahy /20, 21/ zůstávají v platnosti, pokud lze hodnotu kapacity C_o zanedbat vůči výsledné kapacitě LC obvodu, resp. v zapojení na obr. 5a/ se C_o odečte od C_l , je-li $C_o < C_l$. V opačném případě se kolektor tranzistoru připojí na odbočku cívk L_l , pro jejíž určení použijeme vztahy na obr. 4a/.

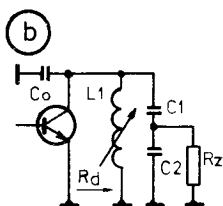
Výstupní kapacita $C_o = (1,5 \dots 2) C_{ob}$. Obvykle se volí $C_o = 2C_{ob}$.



$$X_{L1} = \frac{R_d}{Q_p}; \quad X_{C2} = R \sqrt{\frac{R_d}{R_z} - 1}$$

$$X_{C1} = X_{L1} \cdot \frac{1}{1 - \frac{X_{C2}}{Q_p R_z}}$$

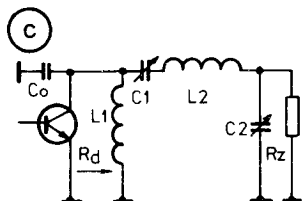
C_0 odečteme od vypočtené hodnoty C_1 ,
pokud je $C_0 < C_1$.



$$X_{L1} = \frac{R_d}{Q_p}; \quad X_{C2} = \frac{R_z}{\sqrt{\frac{R_z}{R_d} (Q_p^2 + 1) - 1}}; \quad X_{C1} = \frac{R_d}{Q_p + \frac{1}{Q_p}} \left(1 - \frac{R_z}{Q_p X_{C2}} \right)$$

Pro: $Q_p^2 \gg \frac{R_d}{R_z} > 1$ bude: $X_{C2} = X_{L1} \sqrt{\frac{R_z}{R_d}}$ a $X_{C1} = X_{L1} - X_{C2}$

podm.: $Q_p^2 > \frac{R_d}{R_z} - 1$; $C_0 \ll \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \doteq C_1$

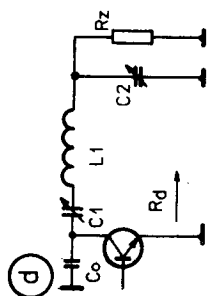


podmínka: $R_z > R_d$; $X_{C1} = Q_p R_d$

$$X_{L1} = \frac{X_{C0}}{\frac{X_{C0}}{X_{C1}} + 1} = \frac{X_{C1}}{\frac{X_{C1}}{X_{C0}} + 1}; \quad X_{L2} = \frac{R_z R_d}{X_{C2}} + X_{C1}$$

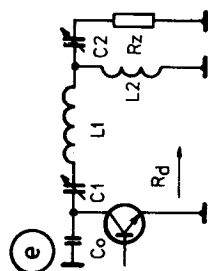
$$X_{C2} = \frac{R_z}{\sqrt{\frac{R_z}{R_d} (Q_p^2 + 1) - 1}} \doteq \sqrt{\frac{R_z}{R_d} - 1}$$

Obr.5. Zapojení vstupních, výstupních a přizpůsobovacích LC obvodů
u tranzistorových vf zesilovačů výkonu /viz odst. 3/



$$X_{C1} = X_{C0} \left(q_p \frac{X_{C0}}{R_d} - 1 \right); \quad X_{C2} = \frac{R_z}{\left(\frac{q_p^2 + 1}{q_p^2} \cdot \frac{R_d R_z}{X_{C0}^2} - 1 \right) \sqrt{\frac{R_z R_d}{X_{C0}^2} - 1}}; \\ X_{L1} = \frac{X_{C0}^2}{R_d} \left(q_p + \frac{R_z}{X_{C2}} \right) = X_{C1} + X_{C0} \left(\frac{X_{C0}}{X_{C2}} \cdot \frac{R_z}{R_d} + 1 \right);$$

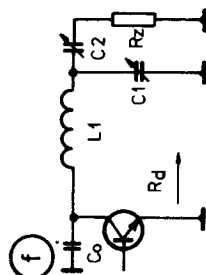
podm.: $\frac{R_d}{q_p} < X_{C0} < R_d R_z \left(1 + \frac{1}{q_p^2} \right) = R_d \cdot R_z$



$$X_{L1} = X_{C0} \left(q_p \cdot \frac{X_{C0}}{R_d} + \sqrt{\frac{R_z}{R_d}} \right); \quad X_{L2} = X_{C0} \sqrt{\frac{R_z}{R_d}};$$

$$X_{C1} = X_{C0} \left(q_p \cdot \frac{X_{C0}}{R_d} - 1 \right); \quad X_{C2} = X_{L2} = \frac{R_z}{q_p};$$

podmínka: $q_p > \frac{\sqrt{R_z R_d}}{X_{C0}}$

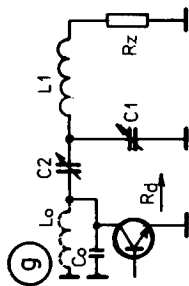


$$X_{L1} = R_d q_p + X_{C0};$$

$$X_{C2} = R_z \sqrt{\frac{R_d}{R_z} \left(\frac{q_p^2}{q_p + 1} - 1 \right)}; \quad X_{C1} = \frac{R_d (q_p^2 + 1)}{q_p - \sqrt{\frac{R_d}{R_z} (q_p^2 + 1)}} - 1$$

podmínka.: $q_p^2 > \frac{R_d}{R_z} - 1; \left(\frac{X_{C0}}{R_d} \right)^2 \gg 1;$

Obr. 5.

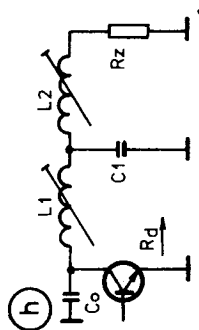


$$X_{L1} = R_Z Q_P i$$

$$X_{C1} = \frac{R_Z (Q_P^2 + 1)}{Q_P - \left| \frac{R_Z}{R_d} (Q_P^2 + 1) \right| - 1} i$$

$$X_{C2} = R_d \cdot \left| \frac{R_Z}{R_d} (Q_P^2 + 1) \right| - 1 i$$

$$\text{podmínka: } Q_P^2 > \frac{R_d}{R_Z} - 1; \left(\frac{X_{C0}}{R_d} \right)^2 \gg \frac{X_{C0}}{X_{C2}} > 1$$

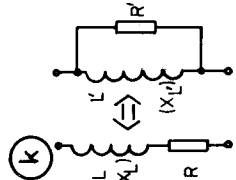


$$X_{L1} = R_d Q_P + X_{C0} i$$

$$X_{L2} = R_Z \left| \frac{R_d}{R_Z} (Q_P^2 + 1) \right| - 1 i$$

$$X_{C1} = \frac{R_d (Q_P^2 + 1)}{Q_P - \left| \frac{R_d}{R_Z} (Q_P^2 + 1) \right| - 1} i$$

$$\text{podmínka: } Q_P^2 > \frac{R_d}{R_Z} - 1; \left(\frac{X_{C0}}{R_d} \right)^2 \gg 1 i$$

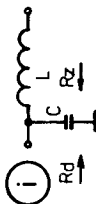


$$R' = R (Q^2 + 1) i$$

$$X_{L'} = X_L \left(1 + \frac{1}{Q^2} \right) i$$

$$Q = \frac{X_L}{R} = \frac{R'}{X_{L'}} i$$

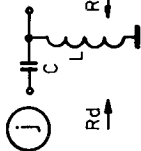
$$X_L = \omega L$$



$$X_L = R_Z Q_P i$$

$$Q_P = \left| \frac{R_d}{R_Z} - 1 \right| i$$

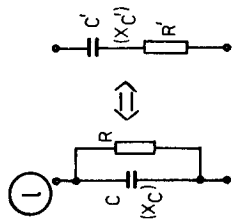
$$X_C = \frac{R_d R_Z}{X_L} = \frac{R_d}{Q_P} i$$



$$X_C = R_Z Q_P i$$

$$Q_P = \left| \frac{R_d}{R_Z} - 1 \right| i$$

$$X_L = \frac{R_d R_Z}{X_C} = \frac{R_d}{Q_P} i$$



$$X_{C'} = \frac{X_C}{1 + Q^2} i$$

$$R' = \frac{R}{1 + \frac{1}{Q^2}} i$$

$$Q = \frac{X_C}{R} = \frac{R'}{X_{C'}} i \quad X_C = \frac{1}{\omega C}$$

Obr. 5.

Pro zapojení na obr. 5 c/ platí

$$R_z > R_d, \quad X_{C1} = Q_p R_d \quad X_{L1} = \frac{X_{Co}}{\frac{X_{Co}}{X_{C1}} + 1}$$

$$X_{C2} = \frac{R_z}{\sqrt{\frac{R_z}{R_d} \cdot \frac{Q_p^2 + 1}{Q_p^2} - 1}} = \frac{R_z}{\sqrt{\frac{R_z}{R_d} - 1}} \quad /28/$$

$$X_{L2} = \frac{R_z R_d}{X_{C2}} + X_{C1}$$

Zapojení na obr. 5 d/ lze použít pro X_{Co} vyhovující podmínce $R_d/Q_p < X_{Co} < R_d R_z \left(1 + 1/Q_p^2\right) \doteq R_d R_z$ a platí pro něj vztahy

$$X_{C1} = X_{Co} \left(X_{Cp} \cdot \frac{Q_p}{R_d} - 1 \right)$$

$$X_{L1} = \frac{X_{Co}^2}{R_d} \left(Q_p + \frac{R_z}{X_{C2}} \right) \quad /29/$$

$$X_{C2} = \frac{R_z}{\sqrt{\frac{Q_p^2 + 1}{Q_p^2} \cdot \frac{R_d \cdot R_z}{X_{Co}^2} - 1}}$$

Zapojení na obr. 5 e/ se užívá málo i když je realizovatelné pro $Q_p > \sqrt{R_z R_d / X_{Co}}$, tj. téměř obecně a platí pro něj

$$\begin{aligned}
 X_{L1} &= X_{Co} \left(Q_p \cdot \frac{X_{Co}}{R_d} + \sqrt{\frac{R_z}{R_d}} \right) & X_{L2} &= X_{Co} \cdot \sqrt{\frac{R_z}{R_d}} \\
 X_{C1} &= X_{Co} \left(Q_p \cdot \frac{X_{Co}}{R_d} - 1 \right) & X_{C2} &= X_{Co} \cdot \sqrt{\frac{R_z}{R_d}} - \frac{R_z}{Q_p}
 \end{aligned}
 \quad /30/$$

Zapojení na obr. 5 f/ patří k nejčastěji užívaným zapojením a platí pro něj

$$\begin{aligned}
 Q_p^2 &> \frac{R_d}{R_z} - 1 & X_{L1} &= R_d \cdot Q_p + X_{Co} & \left(\frac{X_{Co}}{R_d} \right)^2 &>> 1 \\
 X_{C2} &= R_z \sqrt{\frac{R_d}{R_z} (Q_p^2 + 1)} - 1 & & & & /31/ \\
 X_{C1} &= \frac{R_d (Q_p^2 + 1)}{Q_p - \sqrt{\frac{R_d}{R_z} (Q_p^2 + 1)} - 1}
 \end{aligned}$$

Zapojení na obr. 5 g/ je obrácené zapojení z obr. 5 f/ a platí vztahy

$$\begin{aligned}
 Q_p^2 &> \frac{R_d}{R_z} - 1 & X_{L1} &= R_z \cdot Q_p & \left(\frac{X_{Co}}{R_d} \right)^2 &>> \frac{X_{Co}}{X_{C2}} > 1 \\
 X_{C1} &= \frac{R_z (Q_p^2 + 1)}{Q_p - \sqrt{\frac{R_z}{R_d} (Q_p^2 + 1)} - 1} & & & & /32/ \\
 X_{C2} &= R_d \cdot \sqrt{\frac{R_z}{R_d} (Q_p^2 + 1)} - 1
 \end{aligned}$$

V případě, že nelze splnit uvedenou podmínku pro C_0 , C_2 a R_d , tj. C_0 je příliš velká, je možné kompenzovat C_0 přídavnou indukčností L_0 /očárkovaně na obr. 5 g/ a tím snížit hodnotu C_0 . Kompenzace je ovšem úzkopásmová a tak se používá pouze na vyšších kmitočtech, zejména na VKV pásmech. Hodnota L_0 musí být taková, aby paralelní obvod $L_0 C_0$ rezonoval pod pracovním kmitočtem, tj. na pracovním kmitočtu jej lze nahradit kapacitou nižší než C_0 a sériovým odporem /nebo paralelním ztrátovým odporem/.

Zapojení na obr. 5 h/ lze použít při ladění změnou indukčnosti a platí vztahy

$$Q_p^2 > \frac{R_d}{R_z} - 1 \quad X_{L1} = R_d \cdot Q_p + X_{C0} \quad \left(\frac{X_{C0}}{R_d} \right)^2 \gg 1$$

$$X_{L2} = R_z \cdot \sqrt{\frac{R_d}{R_z} (Q_p^2 + 1) - 1} \quad /33/$$

$$X_{C1} = \frac{R_d (Q_p^2 + 1)}{Q_p + \sqrt{\frac{R_d}{R_z} (Q_p^2 + 1) - 1}}$$

Zapojení na obr. 5 i/, j/ jsou tzv. L-články a používáme je pro přizpůsobování impedancí R_d a R_z . Platí pro ně vztahy ($R_d > R_z$): Obr. 5 i/:

$$X_L = R_z \cdot Q_p \quad Q_p = \sqrt{\frac{R_d}{R_z} - 1} \quad X_C = \frac{R_d R_z}{X_L} = \frac{R_d}{Q_p} \quad /34/$$

Obr. 5 j/:

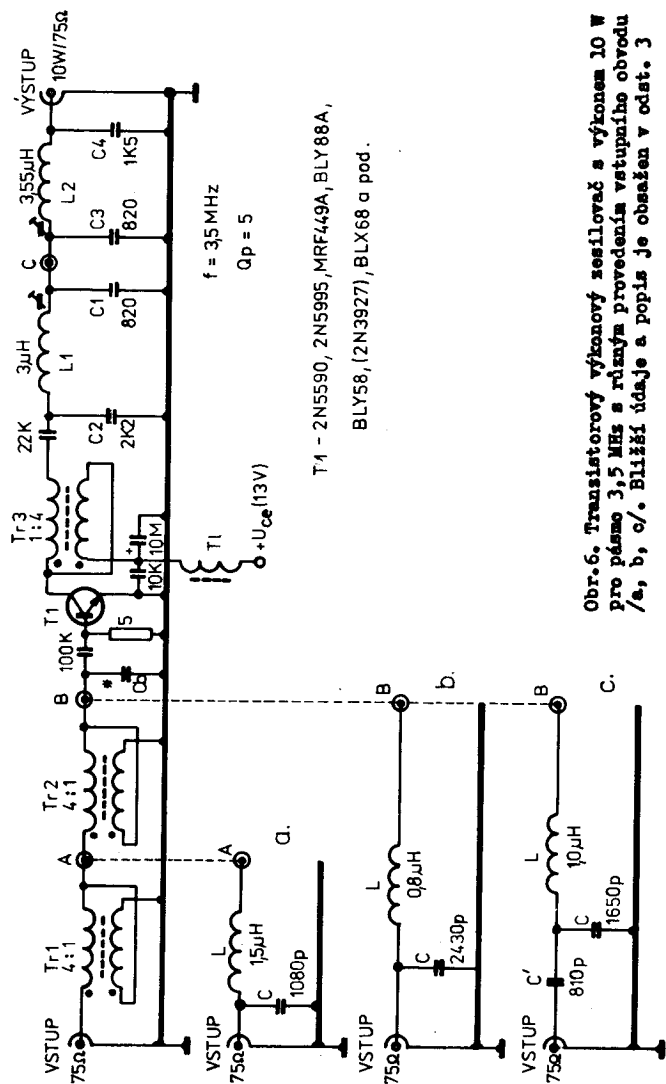
$$X_C = R_z \cdot Q_p \quad Q_p = \sqrt{\frac{R_d}{R_z} - 1} \quad X_L = \frac{R_d R_z}{X_C} = \frac{R_d}{Q_p} \quad /35/$$

V souvislosti s častým přizpůsobováním impedancí u tranzistorových obvodů jsou na obr. 5 k/, 1/ uvedeny transformační vztahy, které byly použity k odvození vztahů /28 až 35/.

Příkladem zapojení výkonového vf zesilovače je zesilovač třídy C pro pásmo 3,5 MHz na obr.6, kde je na výstupu použito kombinace impedančního transformátoru s převodem 4:1 a dvojitého π článku pro dosažení dostatečného potlačení druhé harmonické /min. 40 dB/ na výstupu. Na vstupu zesilovače lze použít buď dva impedanční transformátory s celkovým převodem impedancí 16:1 pro zvýšení vstupní impedance o hodnotě asi 5 Ω na 75 Ω , nebo jiné vstupní obvody, označené na obr.6 jako a/, b/ a c/. Kondenzátor C_b slouží ke kompenzaci jalové složky vstupní impedance při použití impedančních transformátorů.

Jako ukázkou praktického použití teoretických vztahů vypočteme nyní hodnoty součástek zesilovače na obr.6. Hodnota vstupní impedance výkonového tranzistoru v zesilovači výkonu bude v rozsahu 1 ... 10 Ω pro výstupní výkon jednoho až několika desítek W. Tato impedance se silně mění s proudem kolektoru, tj. s velikostí buzení a upravíme ji proto v daném případě zapojením paralelního odporu 5 Ω z báze na zem. Klesne tím sice dosažitelné výkonové zesílení, protože odpor spotřebuje část vstupního výkonu /teprve je-li roven vstupnímu odporu spotřebuje polovinu vstupního výkonu a výkonový zisk klesne o 3 dB/, ale na druhé straně tím levně odstraníme možnost vzniku nestabilit, které se mohou objevit při některých úrovních buzení.

Předpokládáme, že vstupní impedance je asi 4,5 Ω , a protože vstupní impedance zesilovače má být okolo 75 Ω , potřebujeme impedanční transformátor s převodem asi 16,6:1, který snadno



T_1 - 2N5590, 2N5995, MRF449A, BLY88A,
BLY58, (2N3927), BLX68 a pod.

Obr.6. Transistorový výkonový zesilovač s výkonem 10 W pro pásmo 3,5 MHz s různým provedením vstupního obvodu /a, b, c/. Blížeji údaje a popis je obsažen v odst. 3

realizujeme zapojením dvou transformátorů 4:1 do série. Vstup zesilovače bude širokopásmový, se šířkou pásma určenou parametry obou transformátorů Tr1 a Tr2. To je výhodné pro přepínaný kolektorový obvod na více pásem. V případě, že nepotřebujeme tuto širokopásmovost či naopak požadujeme i na vstupu určitou selektivitu, lze nahradit transformátor Tr1 L-článkem /obr. 5 i/, nebo použít na vstupu jen jeden L-článek, případně laděný obvod podle obr. 5 g/, který lze připojit přímo na kolektor předchozího stupně.

V prvním případě /obr. 6 a/ se vstupní impedance tranzistoru transformuje přes Tr2 na hodnotu asi 18 Ω . L-článek vypočteme ze vztahů /34 nebo 35/:

$$R_z = 18 \Omega, R_d = 75 \Omega, \text{ tj. } Q_p = 1,78 = 1,8$$

$$X_L = 1,8 \cdot 18 = 32 \Omega, \text{ tj. } L = \frac{X_L}{2\pi f} = \frac{32}{2\pi \cdot 3,5} = 1,46 \mu\text{H}$$

$$X_C = \frac{75}{1,8} = 42 \Omega, \text{ tj. } C = \frac{1}{2\pi f X_C} = \frac{10^6}{2\pi \cdot 3,5 \cdot 42} = 1080 \text{ pF}$$

Výsledná šířka pásma vstupního obvodu je určena $Q_p = 1,8$ a impedančním transformátorem Tr2 a bude větší než 2 MHz.

Ve druhém případě /obr. 6 b/ určíme opět hodnoty L-článku z /35/:

$$R_z = 4,5 \Omega, R_d = 75 \Omega, \text{ tj. } Q_p = 3,96 = 4$$

$$X_L = 4 \cdot 4,5 = 18 \Omega, \text{ tj. } L = \frac{18}{2\pi \cdot 3,5} = 0,82 \mu\text{H}$$

$$X_C = \frac{75}{4} = 18,75 \Omega, \text{ tj. } C = \frac{10^6}{2\pi \cdot 3,5 \cdot 18,75} = 2430 \text{ pF}$$

Hodnota Q_p je ještě dostatečně nízká a obvod lze považovat za optimální pro celé pásmo 3,5 MHz, protože širší pásma pro pokles o 1 dB bude asi 0,5 MHz.

Ve třetím případě /obr.6 c/ je použit obvod podle obr. 5 g/ a hodnotu Q_p lze zvolit. Zvolme např. $Q_p = 5$ a z /32/ vypočítáme

$$R_d = 75 \, \Omega, R_z = 4,5 \, \Omega, \text{ tj. } R_d > R_z$$

$$X_L = 4,5 \cdot 5 = 22,5 \, \Omega, \text{ tj. } L = \frac{22,5}{2\pi \cdot 3,5} = 1,02 \, \mu\text{H}$$

$$X_C = \frac{4,5 \cdot 26}{5 - \sqrt{\frac{4,5}{75} \cdot 26 - 1}} = 27,5 \, \Omega, \text{ tj. } C = \frac{1}{2\pi \cdot 3,5 \cdot 27,5} = 1650 \, \text{pF}$$

$$X_C = 75 \cdot 0,75 = 56,2 \, \Omega, \text{ tj. } C' = \frac{10^6}{2\pi \cdot 3,5 \cdot 56,2} = 810 \, \text{pF}$$

Je-li $C_0 \leq 30 \, \text{pF}$, tj. $X_{C_0} \geq 1500 \, \Omega$ je splněna podmínka /32/, protože $400 \gg 27 > 1$.

Nyní se věnujeme výstupnímu obvodu zesilovače. Zesilovač má napájecí napětí $U_{ce} = 13 \, \text{V}$ a má mít výstupní výkon asi 10 W, který je daný tranzistor schopen poskytnout. Ze vztahu /27/ vypočítáme $R_d = 0,4 \cdot 13^2 / 10 = 6,75 \, \Omega$. Na výstupu zesilovače lze použít opět různých obvodů. Vybereme si impedanční transformátor Tr3 s převodem 4:1 a dvojitý π článek. Zapojení základního π článku je na obr. 4 d/ a použijeme vztahů /21 a 22/. Tr 3 zvýší hodnotu $R_d = 6,75 \cdot 4 = 27 \, \Omega$. První π článek je tvořen C_1 , C_2 a L_1 . Mezičlánekovou impedanci, tj. impedanci v bodě C, zvolíme např. $270 \, \Omega$ a hodnotu $Q_p = 5$. Zkontrolujeme splnění podmínky /21/ pro oba π články. V prvním případě máme R_d a R_z zaměněny a proto musíme do vztahů dosadit hodnoty obráceně. Je proto $R_d = 270 \, \Omega$ a $R_z = 27 \, \Omega$, resp. $75 \, \Omega$ a podmínka /21/ je

splněna v obou případech, protože $27 / 75 / > 270 / 10 = 10$. Z /22/ pak vypočteme

$$X_{C1} = \frac{270}{5} = 54 \, \Omega, \text{ tj. } C_1 = \frac{10^6}{2\pi \cdot 3,5 \cdot 54} = 843 \, \text{pF}$$

$$X_{C2} = \frac{27}{\frac{27}{270} \cdot 26 - 1} = 21,4 \, \Omega, \text{ tj. } C_2 = \frac{10^6}{2\pi \cdot 3,5 \cdot 21,4} = 2130 \, \text{pF}$$

$$X_{L1} = \frac{270}{5 + \frac{1}{5}} \left(1 + \frac{27}{5 \cdot 21,4} \right) = 65,1 \, \Omega, \text{ tj. } L_1 = \frac{65,1}{2\pi \cdot 3,5} = 2,96 \, \mu\text{H}$$

Hodnoty prvků druhého π článku, tvořeného C_3 , V_4 a L_2 vypočteme obdobně

$$X_{C3} = X_{C1}, \text{ tj. } C_3 = C_1 = 843 \, \text{pF}$$

$$X_{C4} = \frac{75}{\sqrt{\frac{75}{270} \cdot 26 \cdot 1}} = 30 \, \Omega, \text{ tj. } C_4 = 1520 \, \text{pF}$$

$$X_{L2} = \frac{270}{5 + \frac{1}{5}} \left(1 + \frac{75}{5 \cdot 30} \right) = 78 \, \Omega, \text{ tj. } L_2 = 3,55 \, \mu\text{H}$$

Obvykle dolaďujeme L_1 a L_2 , a proto použijeme kondenzátory s nejbližší hodnotou z vyráběné řady, jak je uvedeno na obr.6. Lze též dolaďovat pouze $C_1 + C_3$, pokud se impedance zátěže nebude podstatně měnit.

Potlačení harmonických kmitočtů určíme přibližně z /25/. Nejvyšší úroveň bude mít druhá harmonická, jejíž potlačení pro třídu C $/\theta = 60^\circ/$ bude asi 34,5 dB, pro třídu B $/\theta = 90^\circ/$ asi 30 dB a pro třídu AB $/\theta = 100^\circ/$ asi 41 dB. Skutečná hodnota bývá obvykle o něco vyšší /zvláště je-li $f = 3,5$ MHz srovnatelné s f_t /, v uvedeném zapojení $/f_t \gg 3,5$ MHz/ bylo naměřeno 42 dB.

Potlačení vyšších harmonických $/n > 2/$ bude ve třídách B a AB nejméně o dalších asi 15 dB vyšší, tj. celkem více než 54 dB, skutečná hodnota bude až okolo 60 dB. Naproti tomu ve třídě C bude třetí harmonická potlačena jen o dalších 6 dB, tj. celkem asi 41 dB. Pozor ovšem na to, aby nevhodnou konstrukcí, nerespektující zásady vf techniky, nebyla skutečná hodnota potlačení naopak značně menší než vypočtená. Jinak se opět ukázalo, že z hlediska potlačení nežádoucího vyzařování parazitních kmitočtů je třída AB a B znatelně lepší než třída C.

Na rozdíl od elektronkových zesilovačů se u tranzistorových zesilovačů na KV pásmech velmi často používá širokopásmových zesilovačů, které mají na vstupu a výstupu aktivních prvků /tranzistorů/ zapojeny širokopásmové impedanční transformátory. Protože takový zesilovač neobsahuje laděný obvod v kolektoru, může v jednočinném zapojení pracovat jen ve třídě A a ve dvojjčinném zapojení ve třídách B, AB a A. Proto moderní širokopásmové výkonové moduly používají zásadně dvojjčinné zapojení /push-pull/, které tvoří základní jednotku pro paralelní a sériovou kombinaci za účelem dosažení požadovaného výkonu na výstupu. Přitom se používá tzv. hybridních členů /transformátorů/ pro rozdělení a slučování vstupů a výstupů výkonových modulů. Dalšími základními prvky jsou impedanční a symetrizační transformátory, které se kompenzují přidavnými kapacitami a indukčnostmi s ohledem na stoupající výkonový zisk tranzistorů s klesajícím kmitočtem, což dovoluje jako výsledek dosáhnout širší pásma větší než čtyři oktávy, např. 1,8 až 30 MHz při špičkových výstupních výkonech dnes již okolo několika kW /PEP/.

Stejný způsob se používá i na VKV pásmech s menší šířkou

pásma /obvykle ne více než jedna oktáva/, kde jsou pouze impedanční transformátory na vysokých kmitočtech nahrazovány úseky vedení.

4. BUDICÍ STUPNĚ VYSÍLAČŮ

Za budicí stupně vysílače lze považovat všechny stupně, předcházející vlastnímu koncovému stupni vysílače.

Z tohoto souboru se budeme věnovat jen vlastnímu budicímu a koncovému stupni. Dnešní KV i VKV transceivry mívají více druhů provozu, obvykle A1/CW/, A3J/SSB/, F3/FM/, případně i F1 a A3/AM/. Z uvedených druhů modulace musí být SSB signál zesilován lineárně, tj. zesilovače musí pracovat ve třídách A, AB a B. Pro ostatní druhy provozu lze použít zesilovače v třídě C /u AM se nepředpokládá zesilování, ale modulace v anodě či kolektoru koncového stupně/. Ačkoli by to mohlo být výhodné, přepínání pracovních bodů /tříd/ zesilovačů se při změně druhu provozu nepoužívá.

Budicí stupeň musí zajistit potřebnou selektivitu, tj. potlačení nežádoucích produktů předcházejících směřovačů, tak, aby spektrální čistota budicího signálu koncového lineárního stupně byla co nejvyšší, abychom se nedostali do rozporu s radiokomunikačním řádem a povolovacími podmínkami. Zmíněný požadavek velmi často koliduje s požadavkem na zajištění potřebné šíře pracovního pásma, aby nebylo nutné všechny obvody dolaďovat při změně kmitočtu v jednom amatérském pásmu. U elektronkových zesilovačů je kompromisní řešení těžko realizovatelné a proto se obvody posledního směřovače a budicího stupně KV transceivrů dolaďují vícenásobným kondenzátorem, označovaným "Buzení" /Drive/. V tom-

to případě postačuje jediný budicí stupeň /jedna elektronka/ před koncovým zesilovačem výkonu.

Jedno z typických zapojení této části vysílací cesty běžného typu továrně vyráběného transceivru pro amatérská pásma 3,5 až 28 MHz je na obr.7. Na budicím stupni je zapojena strmá vkv pentoda 12BY7A s malou průchozí kapacitou /aby nebylo nutné budicí stupeň neutralizovat/, jejímž velmi dobrým ekvivalentem je 6L43 s výjimkou pouze 6 V žhavení. V anodě i mřížce tohoto budicího stupně jsou zapojeny obdobné, pro pět pásem přepínané LC obvody, které se přepínají současně s π článkem v koncovém stupni, s výstupními obvody posledního /transpozičního/ směšovače a s transpozičními oscilátory vícepolohovým přepínačem s šesti až devíti segmenty na jedné ose.

Zmíněné obvody musí zajistit v souběhu přeladitelnost přes všech pět, výjimečně i šest amatérských pásem, která jsou nestejně široká a pásmo 28 MHz je obvykle nutné rozdělit na několik /min. dva/ podrozsahy. Tím počet poloh vícenásobného přepínače ještě roste /až devět poloh/. Současně je potřebné zajistit rovnoměrný průběh napětového zesílení, aby nedocházelo k přebuzení koncového stupně na nižších pásmech a naopak k "nedobuzení" na pásmech vyšších. Je tedy zřejmé, že v této nejběžnější a nejobvyklejší konstrukci tvoří výstupní obvody posledního směšovače, budicí a koncový stupeň a též obvod ALC /aut. regulace buzení/ nedílný celek, zakončující vysílací cestu KV transceivru.

Podívejme se nyní na provedení obvodů budicího stupně na obr.7. K základní cívce L2 pro pásmo 3,5 a 7 MHz, která má jedinou vazbu s anténou cívkou L1, se pro ostatní pásma přepínačem

Slf připojují paralelně cívky L5, L4 a L3. "Studené" konce cívek jsou spolu spojeny a přes kondenzátor C11 /200 p/ propojeny na zem. Kondenzátor C11 spolu C9, C10 a kapacitami C12 až C14 u přepínače S1e tvoří neutralizační obvod /viz odst. 5/. Ladění obvodů zajišťuje čtyřnásobný ladicí kondenzátor /C1, C2 na obr.7/ o nestejných kapacitách. Pásmo 3,5 MHz, které je procentuálně nejširší, se ladí kondenzátorem C2 s vyšší kapacitou, pro ladění ostatních pásem slouží kondenzátor C1 s malou kapacitou. Napěťové zesílení stupně je určeno rezonančním odporem anodového obvodu /vztah 17/:

$$R_d = \omega L Q_p = \frac{Q_p}{\omega C}$$

Chceme-li zesílení udržet přibližně konstantní pro všechna kmitočtová pásma, musí být i hodnota R_d přibližně konstantní. Dosáhneme toho tím, že např. pro pásmo 14 MHz připojíme k základní cívce pro 3,5 MHz takovou paralelní indukčnost, aby součin výsledných hodnot L a Q_p klesl přibližně na jednu čtvrtinu, tj. tolikrát, kolikrát se zvýšil kmitočet. Paralelně zapojený kondenzátor vyrovnává celkovou kapacitu obvodu pro dosažení souběhu ladění.

Vidíme, že uvedený způsob přepínání pásem má své výhody, které jsou podpořeny tím, že pro vazbu s anténou při příjmu postačuje jediná vazební cívka /L1 na obr.7/.

Jisté komplikace působí konstrukční provedení ladicích kondenzátorů C1 a C2, které mají uzemněné rotory a tak komplikují zapojení neutralizace koncového stupně. Lze-li izolovat rotory C1 a C2 od kostry, vyhoví pro všechna pásma jediná neutralizační kapacita C11 společně s C9 a C10 /viz odst.5/.

Provedení výstupních obvodů předchozího směšovače je obdobné s tím rozdílem, že odpadá přepínač Sle. Elektronka E1 je při příjmu uzavřena záporným předpětím přes diodu D1, při vysílání pak pracuje ve třídě A s klidovým pracovním bodem určeným hodnotou katodového odporu /150 Ω / a napětím na E_2 .

Vzhledem k vysoké strmosti ve třídě A a poměrně velkému zesílení stupně jsou v anodě i mřížce zapojeny tlumicí RL členy pro ochranu před vznikem parazitních oscilací na vysokých kmitočtech. Podobný obvod je i v mřížce koncového stupně, na kterou je anoda budicího stupně vázána kapacitou 100 pF /C 20/.

Budicí zesilovač lze samozřejmě konstruovat i s tranzistorem, ovšem nahrazení elektronky v budicím stupni před koncovým zesilovačem s elektronkou se zatím používá jen výjimečně u transceivrů menšího výkonu. Principiálně není důvodu, proč by nebylo možné tuto náhradu tranzistorem např. typu KF 504, KSY 34, KF 630 apod. provést i u transceivrů běžného výkonu, tj. asi 150 ... 200 W špičkového příkonu.

Zapojení budicích stupňů u celotranzistorových transceivrů se poněkud odlišuje od transceivrů elektronkových nebo se smíšeným osazením, především v tom, že pro buzení koncového stupně je nutný budicí výkon, rostoucí s pracovním kmitočtem. V zásadě proto musíme rozlišit jednopásmové a vícepásmové transceivry. U jednopásmových transceivrů lze použít zapojení obdobných zapojení s elektronkami s tím rozdílem, že tentokrát se jedná o zesilovače výkonové a ne napěťové. Vzhledem k malému Q_p obvykle není u vícepásmových zařízení nutné obvody dolaďovat, pouze se přepínají pásma vícepolohovým přepínačem. V současné době se pro úsporu přepínače a velkého množství LC obvodů používají ši-

rokopásmové zesilovače, které tvoří výkonový modul, nahrazující klasický budicí a koncový zesilovač, doplněný pouze pásmovými propustmi na vstupu a výstupu. Z technologického hlediska řešení jistě velice progresivní a úsporné.

U tranzistorových budicích a zejména pak u následujících koncových stupňů je zásadní otázkou stabilizace pracovního bodu. U lineárního zesilovače ve třídě A nedochází při buzení k posuvu pracovního bodu /pracuje-li zesilovač lineárně/, jedinou starostí je pouze teplotní stabilizace s ohledem na možný rozsah provozních teplot. Protože u budicích zesilovačů se jedná o malé výkony, není problém podstatný /do emitoru lze zařadit dostatečně velký odpor/. Pro přesnější výpočet je nutné znát teplotní závislost činitele B /"stejnoseměrné" h_{21} /.

U zesilovačů ve třídě AB a B je situace složitější. Aby zesilovač byl lineární, nesmí se měnit jeho úhel otevření, tj. poloha pracovního bodu. Za určitých podmínek lze připustit provoz s tzv. automaticky řízeným pracovním bodem v "rytmu buzení", kdy se pracovní bod mění v závislosti na okamžité amplitudě budicího napětí. Neměnný poloviční úhel otevření $90 \dots 100^\circ$ pro zesilovač třídy B až AB znamená na rozdíl od zesilovače ve třídě A, že obvod předpětí v bázi musí mít velmi malý stejnosměrný odpor a nelze zařadit odpor do emitoru. Vnitřní odpor předpětového zdroje musí být tím menší, čím větší je budicí výkon, tj. čím větší bude stejnosměrný proud báze při vybuzení. Tato stejnosměrná složka proudu báze by úbytkem na odporu zdroje předpětí posouvala zesilovač směrem do třídy B a C. Totéž platí i o případném emitorovém odporu, kde je účinek B-krát zesílen. Je zřejmé, že nedochází-li k posuvu pracovního bodu, je výkonové

zesílení stupně maximální. Při posuvu pracovního bodu musí být budicí napětí, resp. výkon větší, aby vyvolal stejný špičkový kolektorový proud a výkonové zesílení klesá. Kdyby tento proces byl lineární, bylo by vše v pořádku a pouze by kleslo výkonové zesílení. Při větších posuvech však vlivem nelineárních charakteristik dochází k růstu intermodulačního zkreslení a proto nejsou větší posuvy pracovního bodu žádoucí.

Při automatické regulaci /posuvu/ pracovního bodu je nutné zajistit, aby napětí na bázi a případně i na emitoru stačilo sledovat i nejrychlejší změny obálky budicího SSB signálu, tj. blokovací kapacity musí být jen tak velké, aby časové konstanty RC byly sice podstatně větší než je perioda nosného vř kmitočtu, ale menší než je perioda maximálního modulačního kmitočtu v SSB signálu /změny obálky mají kmitočet až ke 20 kHz/. V opačném případě dojde ke zkreslení, které již nelze odstranit. V praxi se volí časová konstanta kratší než několik set μ s.

Předpětový obvod báze současně zajišťuje teplotní stabilizaci pracovního bodu, která při žádném nebo malém odporu emitoru bude velmi špatná a mohla by i při dostatečném chlazení tranzistoru vést k postupnému lavinovému růstu kolektorového proudu. Proto se předpětové obvody lineárních zesilovačů doplňují teplotní stabilizací /odst. 5/.

VKV transceivry se na rozdíl od krátkovlnných konstruují pouze na jedno pásmo. Ostatní pásma se řeší přidáním transvertorů. Zapojení budicích stupňů je obdobné KV transceivru, zapojení jsou úzkopásmová, i když v budoucnu i sem proniknou širokopásmové výkonové moduly. Typické zapojení lineárního budicího řetězce VKV transceivru pro 145 MHz je na obr.8. První

zesilovač /T1-KF173/ pracuje ve třídě A, druhý zesilovač /T2-KF173/ ve třídě AB s řízeným pracovním bodem a obdobně pracují i následující dva zesilovače /T5-2N3866, T6-KT904B/, u kterých je v předpěťových obvodech bází zařazena dioda pro teplotní stabilizaci. Odporů v sérii s diodami D1, D2 se nastaví klidové pracovní proudy obou tranzistorů.

Na závěr ještě několik slov k budicím stupňům, obsahujícím násobiče kmitočtu. Návrh těchto stupňů je jednoduchý, obdobný výpočtu zesilovače. Odpadají problémy s kmitočtově rovnoměrným lineárním zesílením a jeho stabilitou, problémy se stabilizací pracovního bodu u tranzistorových stupňů a odpadají též obvody ALC. Pro výpočet LC obvodů a ostatních parametrů násobičů plně využijeme teoretických podkladů uvedených v odst. 3, kdy za n dosazujeme příslušný násobící koeficient.

Koncový zesilovač výkonu tvoří závěrečný členek vysílací cesty transceivru, resp. každého amatérského vysílače. Z důvodů uvedených v předchozích odstavcích se omezíme na lineární zesilovače výkonu.

Koncové zesilovače s elektronkami jsou na KV pásmech u transceivrů prakticky bez výjimky osazeny dvěma výkonovými pentodami nebo tetrodami v zapojení s uzemněnou katodou. Příkladem takového typického zapojení je zapojení na obr.7. Výstupní π členek je tvořen kondenzátory C3, C4, C5, C6, přídavnými kondenzátory C21 až C24 a cívkou L6 a L7. Použití dvou elektronek zapojených paralelně je výhodné pro malý potřebný zatěžovací odpor R_d /hodnota R_d bývá asi 2 ... 3 k Ω pro špičkový příkon 150 až 200 W, který je běžný/. Tím má kapacita C3 dostatečně vysokou hodnotu i na 28 MHz pásnu /viz odst. 3/. Přepínaná cívka π článku je tvořena dvěma cívkami, z nichž L6 pracuje na 28 MHz pásnu a L7 na pásmech ostatních. Toto rozdělení je výhodné i z konstrukčních důvodů, protože cívka L6 musí být ze silnějšího drátu než L7. Výstupní kapacita π článku je přepínána na optimální střední hodnotu pro každé pásmo a trojnásobný ladící kondenzátor C4, 5, 6 slouží k doladění menších reaktančních složek zátěže 50 ... 75 Ω . Jeho rotor je vyveden na panel samostatně a označen "Zátěž" /Load/. Obdobně je z panelu ovládán kondenzátor C3, označený jako "Anoda" /Plate/. Diodový indikační obvod

slouží pro kontrolu výstupního vf napětí a indikuje optimální vyladění do zátěže, za předpokladu, že indikuje skutečně jen výstupní napětí na anténním konektoru a není citlivý na vnitřní rozptylová pole v prostoru koncového stupně.

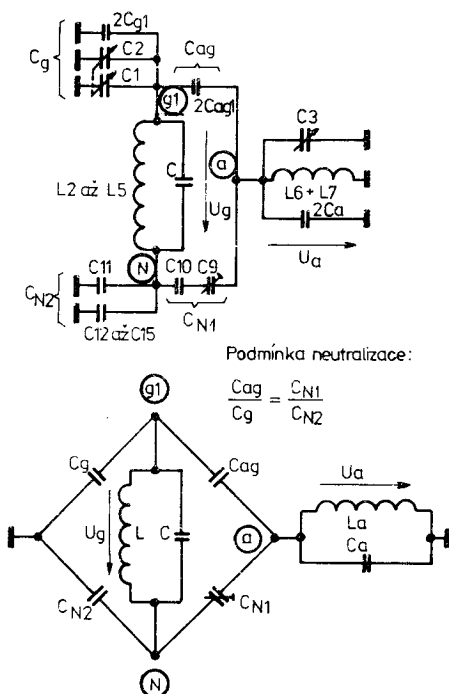
Katodové odpory slouží k indikaci anodového /katodového/ proudu a je vhodné odpory rozdělit pro kontrolu správného vybuzení obou elektronek /i když u továrních transceiverů jsou katody většinou galvanicky spojeny/. Napětí na g_2 je pro lineární režim nutné stabilizovat a musíme přitom počítat s maximálním špičkovým proudem g_2 , aby nedocházelo ke zhasínání stabilizátorů /dnes již i zde Zenerových diod/ a poklesu U_{g2} při špičkách SSB signálu. Také anodové napětí by se nemělo měnit o více než asi 10% při modulaci SSB signálem.

Posledním, v amatérské konstrukci často nejzávažnějším obvodem, je neutralizační můstek, tvořený kondenzátory C9, 10, 11 a paralelně zapojovanými kondenzátory C12 až C15. Princip neutralizace je znázorněn na obr.9, kde je nakreslen neutralizační obvod ze zapojení na obr.7 a též zjednodušený náhradní obvod. Podmínkou neutralizace je rovnost

$$\frac{C_{aE}}{C_g} = \frac{C_{N1}}{C_{N2}} \quad /36/$$

kde význam parametrů je zřejmý z obr.9. Tento můstek je kmitočtově nezávislý jen v případě, že lze zanedbat parazitní elementy všech čtyř kapacit ve vztahu /36/, tj. paralelní ztrátové odpory a sériové indukčnosti /přívody/. Tyto podmínky jsou při pečlivé konstrukci obvykle splněny, pouze je třeba omezit indukčnosti přívodů u kondenzátoru C_{N1} /C9 a C10/.

Protože ladící kondenzátory C_1 a C_2 /obr.7/ jsou uzemněny, dochází při přepnutí pásma ke změně hodnoty C_g a je nutné měnit odpovídajícím způsobem i hodnotu C_{N2} . Změny C_g vlivem ladění



Obr.9. Princip neutralizačního kapacitního můstku v elektronkových koncových stupních, zapojených dle obr.7

/změna C_1 a C_2 / lze zanedbat vůči střední hodnotě C_g . V případě, že by rotory ladících kondenzátorů nebyly uzemněny, ale zapojeny paralelně k cívkám L_2 až L_5 , mohl by přepínač S_1 odpadnout, protože hodnota C_g by měla být konstantní.

Probrali jsme typické zapojení koncového stupně KV transceiveru, pracujícího ve třídě B. Výhodou tohoto zapojení je veliké výkonové zesílení, ale je potřeba stabilizovaná napětí pro předpětí, pro g_2 , a téměř vždy je nutná neutralizace stupně.

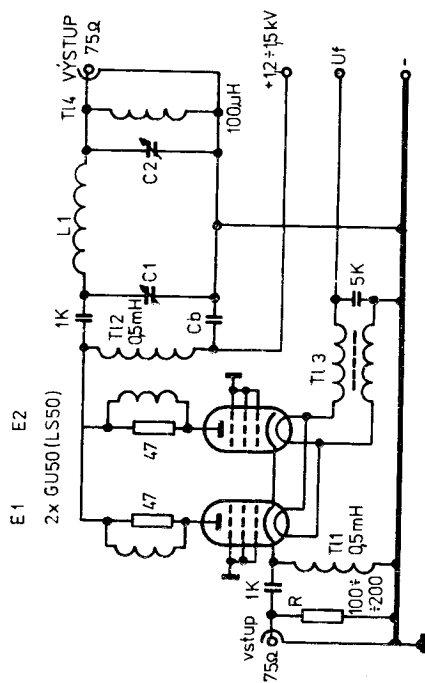
Zesilovač výkonu s uzemněnou katodou lze použít též jako výkonový zesilovač s neladěným /odporovým/ vstupem, když na vstup /mřížku/ zapojíme bezindukční odpor 50 ... 75 Ω . Případně může být odpor zapojen na vstupní konektor a mezi konektor a mřížku zapojíme impedanční transformátor malého převodu, např. 4:1 /16:1/, který zachová širokopásmovost vstupu. Použijeme-li elektronku /elektronky/ s malou průchozí kapacitou, není nutné zesilovač neutralizovat vzhledem k malému odporu v první mřížce a další výhodou je to, že budicí stupeň pracuje do reálné zátěže přesné hodnoty. Vliv vstupní kapacity posoudíme na stupni s 2 x 6L46, kde celková vstupní kapacita bude asi 30 pF, její reaktance na 30 MHz je asi 170 Ω a ČSV bude menší než 1,5 ještě na 30 MHz. V případě použití jako lineární zesilovač za budicí transceiver musí být odpor na vstupu řádně výkonově dimenzován, protože např. pro zmíněné 6L46 je napětí, potřebné pro plné vybuzení ve třídě B1 asi 50 V, což odpovídá vstupnímu výkonu asi 25 W na 50 Ω a 17 W na 75 Ω . Dosažitelný špičkový výstupní výkon je asi 120 W, a tedy výkonové zesílení je pouze 7 dB /50 Ω / až 8,5 dB /75 Ω /. Při použití vstupního transformátoru bude zisk o převod /impedanční/ transformátoru vyšší, tj. pro 4:1 asi o 6 dB vyšší zisk, což je již hodnota plně vyhovující.

Zesilovače se společnou mřížkou mají výhodu v jednoduchém zapojení, zejména při použití tzv. pravých triod, kterými při nulovém napětí mezi mřížkou a katodou protéká jen velmi malý

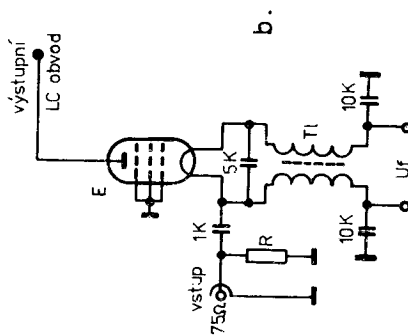
proud, čímž se automaticky nastavují do třídy B /AB/. Během otevření elektronky je vstupní odpor dán přibližně převratnou hodnotou strmosti a je proto velmi malý. To potvrzuje i bližší rozbor zapojení, ze kterého plyne, že výstupní vf proud protéká vnitřním odporem budiče a budicí výkon se přibližně přičítá k výstupnímu výkonu v anodovém obvodu. Proud anodou ovšem není sinusový, ale jedná se o proudový impuls, který způsobí zkreslení průběhu vstupního budicího napětí. Toto zkreslení lze snížit zapojením laděného obvodu s malým činitelem Q_p do katody /paralelní obvod s velkou kapacitou, π články apod./, který sníží vznikající nezanedbatelné intermodulační zkreslení.

Často se připojuje na vstup zesilovače reálný odpor příslušné výkonově dimenzovaný, zejména tehdy, nepoužijeme-li z důvodů širokopásmovosti vstupní LC obvod. Odpor se volí tak, aby vstupní impedance zesilovače byla rovna impedanci na vstupním konektoru, tj. 50 až 75 Ω . Tato impedance je přibližně rovna dvojnásobku vstupní impedance při otevřené elektronce. Odchylky v impedanci lze upravit přizpůsobovacím článkem s malým Q_p pro zajištění širokopásmovosti nebo impedančním transformátorem.

V amatérské praxi nahrazujeme pravé triody pentodami nebo tetrodami se všemi mřížkami spojenými na zem, což vytváří obdobu husté mřížky pravých triod. Příklad takového zapojení je na obr.10a/. Tlumivky v přívodu žhavení jsou nutné s ohledem na dovolené napětí $U_{k/f}$ mezi katodou a vláknem a na VKV též pro vyloučení vlivu proměnné kapacity $C_{k/f}$ a svodového odporu téže cesty. Jiné provedení vstupního obvodu pro elektronky s přímým žhavením je na obr.10b/. Tlumivku v přívodu žhavení lze na vyšších kmitočtech realizovat též koaxiálním kabelem, navinutým



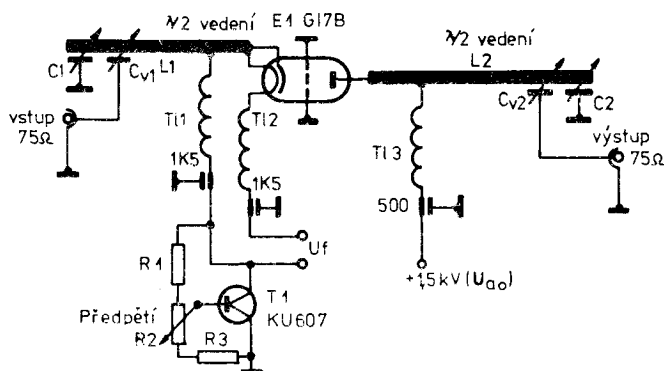
a.



b.

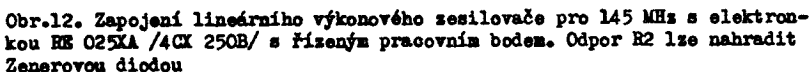
Obr.10. Zapojení lineárního koncového stupně pro KV páma s uzemněnou mřížkou s pentodami ve funkci "pravých" triod. a/ nepřímé žhavení elektronek, b/ přímé žhavení elektronek

do tveru cívky na feritový toroid. Na obr.11 je zapojení lineárního výkonového zesilovače s uzemněnou mřížkou pro 432 MHz. Tranzistor T1 pracuje jako zdroj nastavitelného stabilizovaného předpětí a může být nahrazen Zenerovou diodou. Žhavicí vinutí transformátoru musí být izolováno od kostry. Výhodou je možnost přímého galvanického uzemnění mřížky, což je na VKV pásmech důležité z konstrukčního hlediska.

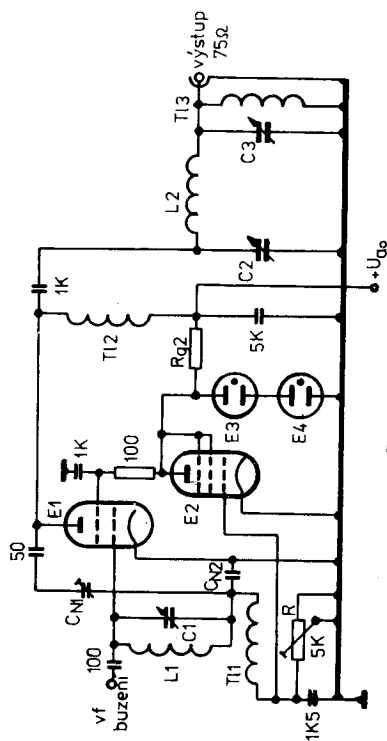


Obr.11. Zapojení VKV lineárního zesilovače s uzemněnou mřížkou pro pásmo 432 MHz

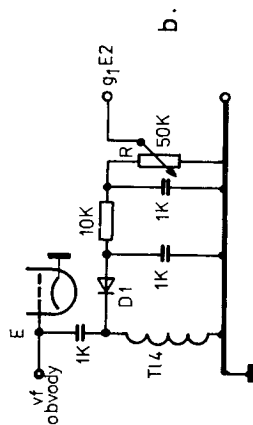
Pro lineární zesilovač můžeme také použít výhodné zapojení s automaticky řízeným pracovním bodem /modulací v g_2 /, jehož principiální zapojení je na obr.12. V klidovém stavu /bez buzení/ je elektronka E2 /s malým vnitřním odporem/ otevřena / $U_{g1} = 0$ / a na druhé mřížce elektronky E1 je velmi malé kladné napětí /menší než 100 V/. Proto není většinou nutné záporné předpětí v g_1 a protékající anodový proud odpovídá požadované třídě AB/B/.



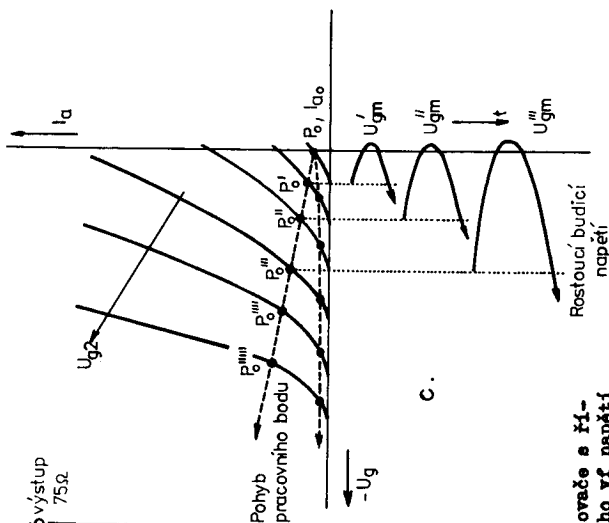
60



a.



b.



c.

Obr.13. Principiální zapojení vf výkonového lineárního zesilovače s řízeným pracovním bodem /a/, jiný způsob získání obálky budičícího vf napětí /b/, pohyb pracovního bodu na idealizovaných převodních charakteristikách při automatickém řízení pracovního bodu /c/ podle popisu v odst. 5

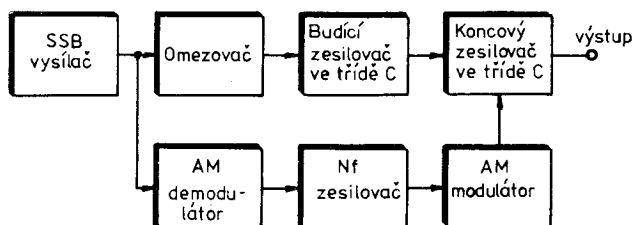
P_0 , označené na obr.13c/ čárkami, jsou ekvivalentní klidovým pracovním bodům při odpovídajícím napětí U_{g2} , předpětí U_{g0} , amplitudě U_{gm} budicího napětí a hodnotě odporu R . Přitom hodnota odporu R a strmost elektronky $E2$ určují pohyb pracovního bodu /stoupající či klesající křivka na obr.13c/. Je-li anodový proud odpovídající dynamickým pracovním bodům přibližně stejný, nemění se úhel otevření zesilovače a zesilovač bude tedy lineární. Při maximálním buzení nesmí docházet k úplnému uzavírání elektronky $E2$. Proto musí být klidový proud $E2$, tj. přibližně proud odporem R_{g2} , vyšší než maximální proud I_{g2} při špičce budicího napětí.

Poslední podmínkou správné činnosti zesilovače při buzení SSB signálem je dodržení malých časových konstant v celém obvodu automatického řízení pracovního bodu /časová konstanta menší než několik set us/. Někdy se používá získání napětí U_{g2} přímo ze vstupního vf napětí např. zdvojovačem napětí. Zapojení ovšem odebírá stejnosměrný příkon pro g_2 ze vstupního vf výkonu, snižuje výkonový zisk a vstupní napětí musí mít též dostatečně velkou amplitudu. Zapojení je použitelné jen pro elektronky s malým špičkovým proudem I_{g2} .

Jako poslední zapojení uvedeme využití třídy C pro lineární zesílení signálu. Jde o tzv. zapojení s obnovou modulační obálky, jehož princip je znázorněn na obr.14. SSB signál je v omezovači omezen tak, že vznikne fázově /kmitočtově/ modulovaný vf signál s konstantní amplitudou. Současně AM demodulátoru /špičkový detektor/ snímá amplitudovou obálku SSB signálu a oddělí vf složku. Amplitudová složka obsahuje kmitočty až do 20 kHz.

Fázově modulovanou složku můžeme s vysokou účinností výkonově zesílit ve třídě C a koncový stupeň budeme proudově modulovat amplitudovou složkou. Tím dostaneme původní SSB signál, zesílený na požadovanou výkonovou úroveň.

Popsaný způsob je výhodný především pro tranzistorové vysílače pro linearizaci koncového stupně, zvláště je-li použita



Obr.14. Princip lineárního zesilovače SSB signálu s obnovou modulační obálky podle popisu v odst. 5

těž AM jako další druh provozu transceivru. Lze pak dosáhnout prakticky stejného špičkového výkonu /PEP/ při SSB, CW i AM. Střední výkon při AM je ovšem roven asi 1/4 PEP. Linearita amplitudové charakteristiky je velmi dobrá i když se využívá téměř plného /saturačního/ výkonu daného tranzistoru na koncovém stupni.

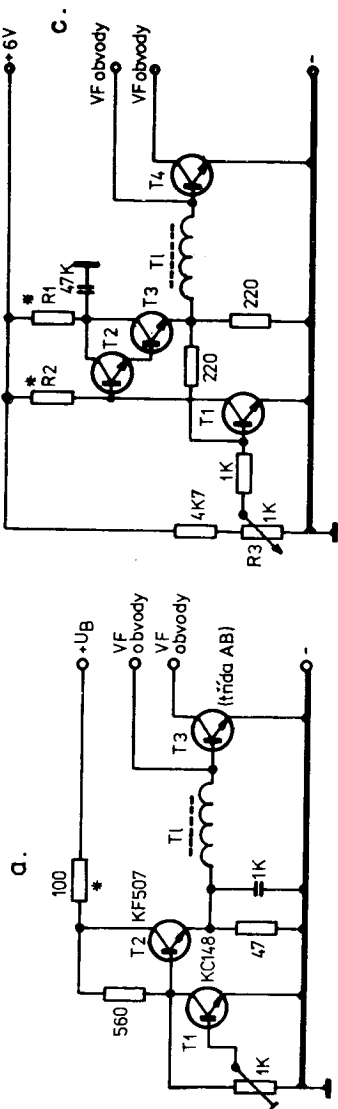
Uvedených výhod je ovšem dosaženo za cenu snížení energetické účinnosti vlivem napěťového úbytku na sériovém regulačním, resp. modulačním tranzistoru a složitějšího zapojení, vyžadujícího větší počet součástek, i když prakticky stejný jako u transceivru, který má též AM, řešenou klasickým způsobem /modulátor a modulační transformátor/. Velkou výhodou je naopak od-

padnutí stabilizace pracovního bodu tranzistorů téměř celé vysílací cesty. Zapojení je nejvhodnější pro vyšší napájecí napětí /přes 20 V/. Používá se např. v družicových převáděcích /OSCAR/; příkladem běžného využití je transceiver pro 145 MHz HG 70D fy Götting /NSR/ se všemi druhy provozu /SSB-CW-FM-AM/ s PEP okolo 40 W. Maximální výkon tranzistoru BLY 94 /2N6200/ na koncovém stupni je 50 W na 175 MHz při napájení 28 V /zisk 7 dB při účinnosti 65%/ , tj. jen o 20% vyšší než je dosažený špičkový výkon při SSB provozu. Přitom při správném nastavení je linearita amplitudové charakteristiky lepší než 2% /změřené odchylky od lineárního průběhu, vztažené k max. napětí byly menší než 1%/ . Lze proto očekávat hodnotu intermodulačního zkreslení lepší než 30 dB /nebylo měřeno/.

Pokusme se nyní ještě shrnout přehledně otázky okolo tranzistorových koncových stupňů. V odst. 3 byl vztahem /26/ určen tzv. saturační výkon ve třídě C. Obvykle ovšem využíváme výstupní výkon asi o 20% nižší, kdy je lepší účinnost a vyšší výkonový zisk, který u výkonových tranzistorů většího výkonu nebývá velký, zvláště na VKV pásmech. Použití tranzistorů ve výkonových zesilovačích ve třídě C bylo dostatečně objasněno v odst. 3 a 4 a konstrukční připomínky jsou v odst. 7.

Soustředíme se proto na lineární zesilovače ve třídě B a AB. V současné době nejsou zatím v výkonové tranzistory, určené speciálně pro lineární výkonové zesilovače s výkonem vyšším než několik desítek W běžnou záležitostí. V širším měřítku existují pouze typy určené pro třídu A /pro kabelové TV zesilovače/. Proto musíme používat v lineárních zesilovačích tranzistory, určené pro třídu C. Přitom je třeba vzít v úvahu některé

okolnosti. Maximální lineární výstupní výkon bývá jen asi 20 ... 40% výkonu, dosažitelného ve třídě C. Tranzistory s vysokým ziskem na daném kmitočtu mají lepší parametry v lineárních zesilovačích než tranzistory s nižším ziskem, ale jsou citlivější na změnu zátěže /"odlehčení"/. Je vhodné používat nižšího napájecího napětí než ve třídě C, asi o 20%. Pokud jsou k dispozici podrobnější údaje, volíme takový typ, který má nejmenší změny mezního kmitočtu v uvažované pracovní oblasti kolektorových charakteristik /pokud si ovšem můžeme vybírat/. Pro předpětí báze použijeme zdroj napětí do 1 V s malým vnitřním odporem, dobře teplotně kompenzovaný, zejména při činnosti v terénu. Při malých výkonech /do několika W/ a při dobrém chlazení /teplota pouzdra není o mnoho vyšší než okolní teplota/ vyhovuje pro přepětí báze "tvrdý" dělič napětí /s výstupním odporem několik desítek Ω /, pro výkony až do několika desítek W za stejných podmínek lze použít obvod ze zapojení na obr.8, kde dioda D2 /D1/ je spojena s chladičem /pouzdrům/ tranzistoru. Pro vyšší výkony a teploty jsou vhodné obvody na obr.15a/, b/, c/, d/. Obvod na obr.15a/ je nejjednodušší, jeho výstupní odpor je asi 1 Ω a výstupní napětí se mění o $\pm 3\%$ při změně napájecího napětí o $\pm 2,5$ V. Teplotní stabilita je podstatně horší než u zapojení 15c/. Zapojení na obr.15b/ má výbornou tepelnou stabilizaci, odpor R1 a Zenerovu diodu lze vypustit, pokud se napájecí napětí příliš nemění. Ochranný odpor R3 snižuje ztrátu na T1 tak, že není nutné chlazení. Volíme jej tak, aby na kolektoru T1 bylo napětí asi 6 V. Hodnota odporu R4 a R5 závisí na max. špičkovém proudu báze tranzistorů budiče /BA/ a koncového stupně /PA/. Diody D2 až D4 jsou tepelně spojeny se společným chla-



Obr.15. Stabilizované a teplozně kompenzované obvody pro předpětí báze ve výkonových lineárních zesilovačích s tranzistory

dicím žebrem tranzistorů. Teplotní stabilita je taková, že klidový pracovní proud se mění o méně než 15% v rozsahu -20° ... $+60^{\circ}$. Zapojení lze různým způsobem modifikovat.

Obvod na obr.15c/ se liší tím, že tranzistor T1 není upevněn na chladiči tranzistoru T4. Teplotní kompenzace se dosahuje tím, že odporem R2 se nastaví kolektorový proud T1 na přibližně stejnou hodnotu jakou má klidový kolektorový proud T4. Tím je dosaženo přibližně stejného teplotního součinitele napětí b-e. Odpor R1 omezuje maximální špičkový proud báze T4 a potenciometr R3 dovoluje nastavit předpětí v rozsahu 0,5 - 0,8 V, což je optimální. Vnitřní odpor zapojení je pouze několik setin Ω . Pro větší výkony je též vhodné zapojení na obr.15d/, použité v zařízení PETR 103 /obr.19/. V původní verzi má tranzistor T3 /KU 607/ výkon okolo 45 W PEP při napájecím napětí 30 V na kmitočtu 3,5 MHz.

Obvykle je optimální vnitřní odpor zdroje předpětí pro bázi pro dosažení nejlepší linearity při větších výkonech v rozsahu asi několika desetín až 1 Ω a je tedy tvořen vnitřním odporem zdroje předpětí a případně i se odporem tlumivky v bázi.

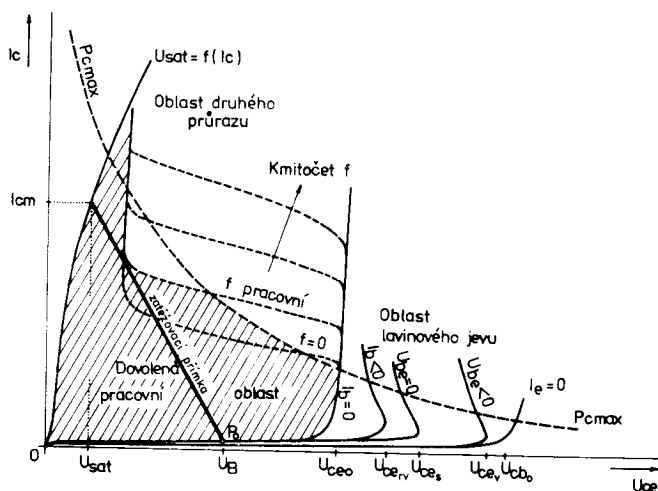
V některých případech nemusí být linearita ve třídě AB dostatečující a musíme volit provoz ve třídě A. Většinou všechny tranzistory určené pro třídu C dávají dobré výsledky ve třídě A, mají-li správně nastaven klidový pracovní bod. Pouze je nutné dát pozor na to, že vstupní impedance ve třídě A je podstatně nižší než ve třídě C a nelze proto používat údajů výrobce pro třídu C. Bylo by nutné zjistit vstupní impedanci nejlépe za podmínek blízkých se skutečnému provozu, aby se zahrnul vliv zpětných vazeb v tranzistoru /proto se též používají tzv. parametry

S, což jsou vlastně komplexní hodnoty koeficientů odrazu na vstupu a výstupu tranzistoru/. Výstupní kapacita je rovna 1,5-2-násobku kapacity C_{ob} mezi kolektorem a bází a na vyšších kmitočtech se projevuje vliv sériové indukčnosti přívodů, což způsobí při určitém kmitočtu změnu znaménka reaktanční složky vstupní impedance /ovlivní návrh vstupních obvodů!/.

O tranzistorových výkonových zesilovačích lze napsat mnoho, daleko více, než dovoluje tento krátký přehled. Zájemci naleznou podrobnější popisy v odborné literatuře, shrnuté na konci kapitoly a v mnoha dalších publikacích, které nelze všechny uvádět.

U tranzistorových zesilovačů má zásadní význam dobré chlazení, zejména při provozu ve třídě A, a správně navržený, teplotně kompenzovaný předpětový obvod. Na rozdíl od elektronek je u běžných, dnes lze již říci starších typů vf výkonových tranzistorů hlavním problémem jejich ochrana proti výkonovému /tepelnému/ přetížení, vedoucímu velmi rychle k tzv. druhému průrazu a ke zničení tranzistoru. U současných nejmodernějších tranzistorů, používajících integrované emitorové odpory a zlatou místo hliníkové metalizace pro propojení vnitřní struktury, mající dokonalý, spojitý odvod tepla z kolektorového přechodu a dovolujících krátkodobý provoz s vysokou hodnotou ČSV /blížící se až nekonečnu/, neomezuje druhý průraz využitelnou pracovní oblast v kolektorových charakteristikách a proto ztrácí tato ochrana význam. Zmíněné moderní tranzistory jsou ale podstatně dražší než "starší" typy, které se zatím používají v amatérských zařízeních a pro které je na obr.16 znázorněn typický průběh kolektorových charakteristik s vyznačením pracovních oblastí

a udávaných mezních napětí. Hyperbolická křivka znázorňuje maximálně dovolený ztrátový výkon na kolektorovém přechodu. Oblast prvního průrazu určuje napětí U_{ce0} až U_{cbo} . Následuje oblast lavinového jevu /se záporným odporem/ a potom nejnebezpečnější oblast druhého průrazu, kdy v "čipu" tranzistoru dojde



Obr.16. Typický průběh kolektorových charakteristik tranzistoru s vyznačením mezních napětí, dovolené pracovní oblasti a saturovací přímky

k místnímu tepelnému přetížení s následujícím průrazem některých z mnoha přechodů. Pokud se okamžitě nepřeruší kolektorový proud, místa se odpaří nebo dojde i k trvalému zkratu. Vždy však klesá počet pracujících přechodů, zatížení zbývajících se lavinovitě zvyšuje až k úplnému zničení tranzistoru. Dalším nebezpečným jevem je postupný chemický rozpad hliníkové metalizace při trvalých velkých proudových hustotách. Proto se doporučuje nepřekračovat ve třídě A asi 1/4 maximální dovolené ztráty na přechodu ve třídě C.

Uvedenými omezeními je ohraničena dovolená pracovní oblast, vyznačená šrafováním na obr.16. Přitom nezapomínejme na to, že druhý průraz je logicky knitočtově závislý a nejhorší podmínky jsou tedy při velkém stejnosměrném zatížení /třída A/. Hyperbolu maximálního ztrátového výkonu lze krátkodobě překračovat, pouze střední hodnota ztráty musí ležet pod jí určenou úrovní. Po dosažení maximálního výkonu volíme napájecí napětí pro třídu A

$$U_B = \frac{U_{ceo} + U_{sat}}{2} \quad /37/$$

kde U_{sat} je saturační vf napětí při I_{cm} . Pro třídu AB lze U_{ceo} zvýšit na U_{ces} a pro třídu C až na U_{cbo} . Maximální proud I_{cm} je omezen oblastí druhého průrazu nebo výsledným ztrátovým výkonem na přechodu. Proud I_{cm} bývá obvykle výrobcem udáván, jinak jej lze odhadnout z maximálního proudu I_c pro danou třídu z obr.3.

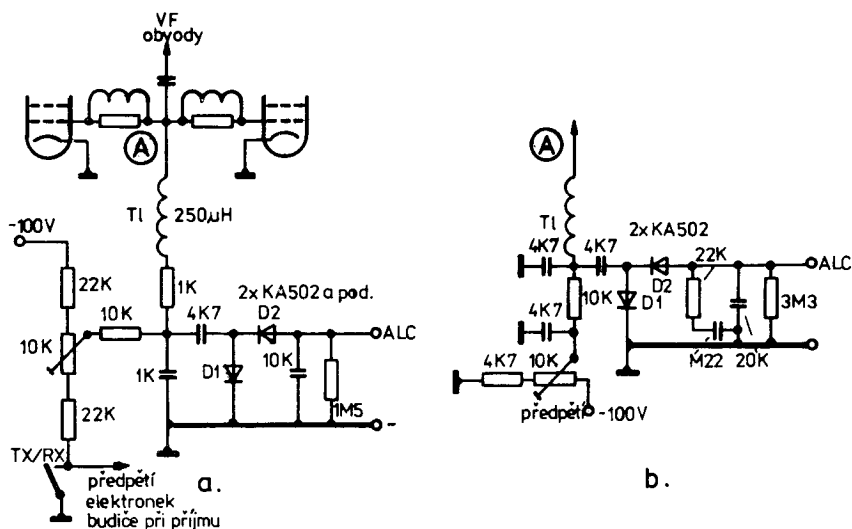
Na obr.16 je znázorněna extrémní poloha zatěžovací přímky, kdy při libovolném rozladění /změna zatěžovací přímky na elipsu/ dojde k ohrožení tranzistoru, protože ČSV $\neq 1$. Ochranu lze v tomto případě zajistit jediné rychlou spojitou reflektometrickou ochranou, která snižuje napájecí napětí nebo pracuje jako obvod ALC u KV transceivrů, doplněnou proudovou ochranou, reagující na proudové přetížení tranzistoru. Doby náběhu ochrany musí být menší než několik μs u reflektometrické ochrany a u proudové méně než několik ms, je-li s reflektometrickou ochranou kombinována. Samotná proudová ochrana však musí být též rychlejší než několik μs .

Správný návrh ochrany je blíže popsán v odborné literatuře,

není jednoduchou záležitostí, ale dovoluje využívat tranzistor na mezi jeho možností, bez obavy ze zničení tranzistoru.

Na závěr ještě krátce o provedení obvodů ALC u transceivru. Jedno z méně obvyklých zapojení je na obr.7, kde tranzistor T1 slouží jako stejnosměrný zesilovač napětí pro regulaci zesílení dvou elektronkových zesilovačů /za balančním modulátorem a za krystalovým filtrem/ ve vysílací cestě transceivru. Řízení pouze jednoho zesilovače /před nebo za filtrem/ se užívá u KV transceivrů jen výjimečně. Složitý RC člen /R1, 2 a C17, 18 na obr.7/ slouží pro nastavení správné nabíjecí a vybíjecí časové konstanty regulačního obvodu.

Na obr.17 jsou další dva příklady zapojení, běžnější než zapojení na obr.7.



Obr.17. Příklad zapojení obvodů ALC v transceivru pro KV pásma

Konstrukce v amatérských podmínkách je většinou omezena na součástky, které jsou k dispozici a málokdy lze vybírat. Proto se v tomto odstavci omezíme pouze na základní informace a podmínky. Nejlepší přehled o konstrukci amatérských zařízení lze získat především prozkoumáním co největšího počtu již hotových zařízení a seznámením se s jejich parametry, výhodami a nevýhodami. Tento optimální, i když časově náročný postup musí absolvovat každý úspěšný konstruktér. Mezi profesionální a amatérskou konstrukcí existuje zásadní rozdíl v tom, že amatér je nucen použít součástky které je schopen opatřit, či které jsou k dispozici. Lze tvrdit, že mnohdy je tento postup náročnější na znalosti a zkušenosti než mnohý postup profesionální, což dokumentuje i množství nezdařených amatérských konstrukcí, zejména po stránce konstrukční. Proto lze za optimální považovat profesionální výrobu základních zařízení /tranceivtrů/ na KV i VKV pásma a jejich využití pak rozšiřovat amatérsky konstruovanými přídávky, transvertory, různými úpravami a zlepšeními apod. Technologický vývoj oboru, směřující k integrovaným obvodům a víceúčelovým modulům, tento postup jen podporuje. V budoucnu bude asi těžko možné, aby si většina amatérů vyráběla své zařízení doma.

Podívejme se nejprve na elektronkové koncové stupně. Základním konstrukčním kamenem je anodový obvod zesilovače, tj. π

článek nebo jiný LC obvod. Z teoretického rozboru /i jen rychlého, přibližného/ plynou pro daný zesilovač hodnoty proudů a napětí první harmonické. Je nutné si uvědomit, že jalové proudy v anodovém LC obvodu jsou při zatížení Q_p -krát vyšší než proudy činné a při "odlehčení" stupně přibližně Q_o -krát vyšší! Z poměru hodnot Q_o/Q_p vyplývá, že ne každá konstrukce bude snášet při nastavování a zkouškách provoz bez zátěže nebo se špatně přizpůsobenou zátěží. Z těchto důvodů používáme ve výkonových obvodech, zvláště na vyšší impedanci, vzduchové kondenzátory a u pevných typů volíme slídovou izolaci, případně keramické typy s páskovými vývody a volíme několikanásobnou rezervu v provozních napětích kondenzátorů. Vstupní /anodový/ kondenzátor π článku by měl mít mezery mezi plechy dle údajů v tabulce 2, kde špičkové napětí $U_{\text{šp}}$ je dáno součtem U_{ao} a maximální am-

Tabulka 2

Hodnota mezery ladicího kondenzátoru se vzduchovou izolací pro různá špičková napětí mezi deskami

$U_{\text{šp}}$ /kV/	1	1,5	2	3	3,5	4,5	6	7
Mezera /mm/	0,4	0,8	1,3	1,8	2,0	3,2	3,8	4,5

plitudy vf napětí U_{am} bez zatížení, tedy přibližně $2U_{\text{ao}}$. Důležitým parametrem tohoto kondenzátoru je kromě dokonalé vf izolace též co nejmenší počáteční kapacita, zejména je-li požadovaný zatěžovací odpor R_d velký /velké U_{ao} , malý proud I_{ao} / a proto volíme maximální kapacitu jen tak velkou, jak je potřeba.

Samostatnou záležitostí jsou anodové tlumivky na KV pásmech, které musí mít co největší reaktanci na nejnižším kmitočtu a současně musí mít vlastní sériovou rezonanci nad maximálním pracovním kmitočtem. Obvyklá hodnota bývá okolo $500 \mu\text{H}$, vinutí je rozděleno na několik nestejných sekcí podle rostoucího kmitočtu. Na VKV pásmech pak používáme tlumivky čtvrtvlnné s malým drátovým odporem v sérii /několik desítek Ω /, případně tlumivky nahrazujeme přímo drátovými odpory, pokud jsou zapojeny v místech s přibližně nulovým, nebo malým φ potenciálem.

Celkovou konstrukci π článku na KV pásmech uspořádáme těsně vedle elektronek, jak to dovolují tepelné poměry /chlazení/, aby příводы byly co nejkratší /při vyšších výkonech páskové/, s minimální rozptylovou kapacitou. Cívky umístíme tak, aby byly vzdáleny minimálně o průměr cívky od kostry a stínících přepážek a dbáme na to, aby v poli cívky, tj. v její ose nebyla elektronka či ladicí kondenzátor /pokles Q_0 !/. Cívku pro 28 MHz obvykle oddělujeme od zbývajících částí cívky π článku, která při nižších výkonech může již být vinuta smaltovaným drátem průměrného průměru /tab. 3/ bez ztráty účinnosti /poměr Q_p/Q_0 /. Je-li měřicí přístroj anodového proudu umístěn v anodovém přívodu, řádně jej stíníme a blokuje, aby nezpůsobil nežádoucí vyzařování. Zásadně je lepší měřit úbytek na malých odporech v katodě nebo v -pólu napájecího zdroje u samostatných koncových stupňů. Celý anodový obvod umístíme do dokonale vysokofrekvenčně uzavřeného krytu z perforovaného plěchu, tak, aby bylo zajištěno dobré chlazení elektronek, jejichž životnost, zejména na VKV pásmech, je přímo úměrná stupni dodržení předepsaného chlazení /ne jen množství vháněného vzduchu/. Na tyto

Tabulka 3

Minimální průměr drátu pro cívku anodového obvodu v závislosti na příkonu stupně a kmitočtu

	Příkon /W/	Kmitočtové pásmo /MHz/		
		1,8 a 3,5	7 a 14	21 a 28
Průměr drátu /mm/	do 25	0,3	0,5	1,0
	do 75	0,6	1,0	1,6
	do 150	1,0	1,6	2,0
	do 500	1,6	2,0	3,3
	do 1000	2,6	3,3	4,0

skutečnosti se na KV pásmech občas zapomíná! U skleněných elektronek je vždy lepší nižší teplota baňky a zátavů, tj. chlazení raději vyšší než minimálně potřebné.

Jako vstupní kondenzátor π článku mohou až do příkonů okolo 1 kW sloužit běžné přijímací typy, je-li výstupní impedance nízkoohmová a nebude v provozu bez zatížení. Paralelně zapínané pevné kondenzátory volíme s ohledem na proudové zatížení, jak jsme již uvedli a na vyšších kmitočtech je raději nepoužíváme, je-li výkon koncového zesilovače vyšší než 100 W.

U elektronek se často uvádějí v katalogích hodnoty s označením CCS a ICAS. CCS /Continuous Commercial Service/ značí údaje pro trvalý, dlouhodobý profesionální provoz, zatímco ICAS /Intermittent Commercial and Amateur Service/ značí přerušovaný /občasný/ profesionální a amatérský provoz, kde lze dovolit hodnoty vyšší než v provozu CCS.

Zásadní hodnotou pro životnost vysílací elektronky je dodr-

žení maximálního špičkového emisního proudu, tj. provoz s velkým U_{ao} a raději menší hodnotou I_{ao} , nepřekračování dovolených maximálních teplot baňky a záteví /dobré chlazení/, dodržování žhavicího napětí $\pm 10\%$ u nepřímého žhavení a malých elektronek, u přímého žhavení v rozmezí $+5/-0\%$ /pozor na úbytek napětí při zatížení transformátoru, tj. při vybuzení zesilovače/. Na VKV pásmech naopak často dochází u nepřímo žhavených planárních triod ke snižování žhavicího napětí s rostoucím kmitočtem a výstupním výkonem až o 20%.

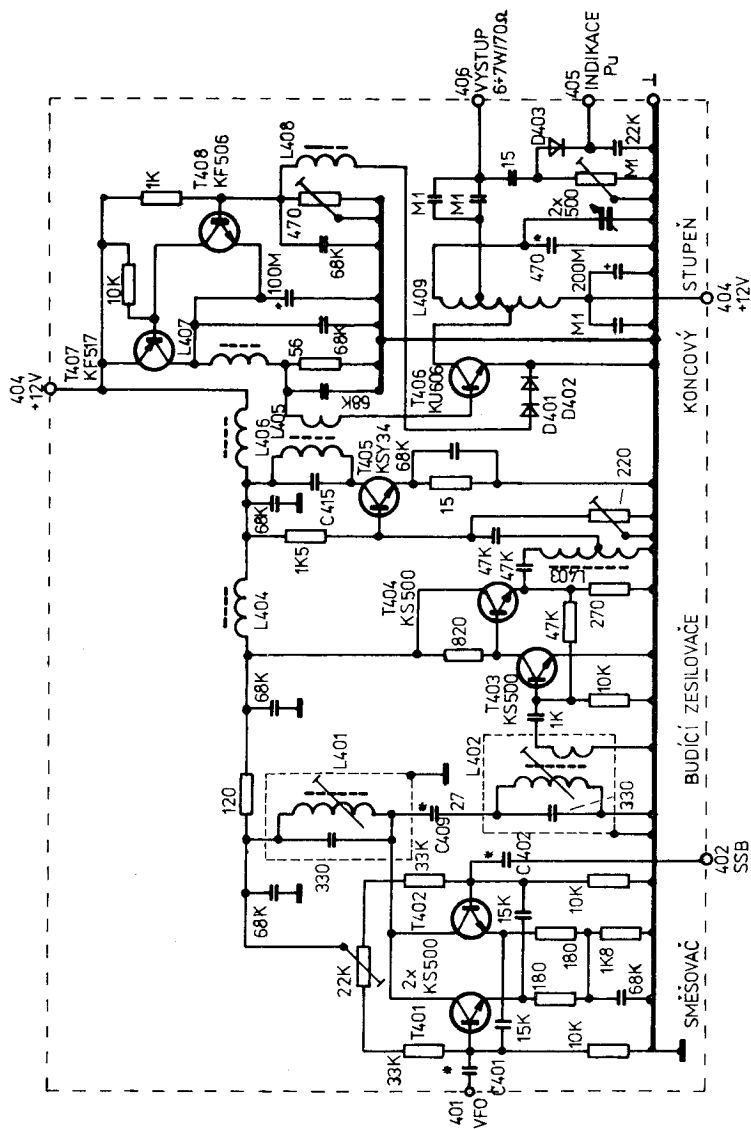
U zapojení s uzemněnou mřížkou jsou zásadním prvkem tlumivky v katodě a ve žhavení, které vineme tzv. bifilárně drátem o průměru podle žhavicího proudu /volíme vyšší proudové zatížení, protože je drát dobře chlazen/ obvykle na feritové anténě z tranzistorového přijímače. Tlumivky musí mít vlastní rezonanci pod minimálním provozním kmitočtem a proto je vineme tak, že volíme délku drátu pokud možno rovnou či větší než je čtvrtina maximální vlnové délky, či rezonanci změříme /GDO/.

U tranzistorových stupňů je zásadní změna v tom, že se jedná především o proudy a ne o napětí. Proto děláme všechny přívody pokud možno páskové /fólie/, na plošném spoji volíme dostatečnou šířku spojů, přívody blokovacích kondenzátorů musí být bezindukční, nejlépe zaletované přímo do obvodů. Zásadně nelze použít drátových vývodů při větších výkonech a když tak s minimálními vývody a je nutno zapojit větší počet kondenzátorů paralelně! Vf obvody velmi často konstruuujeme na plošných spojích buď z cuprexitu /na nižších kmitočtech/ nebo na PTFE /teflonu- polytetrafluorethylen/ pro vysoké kmitočty a výkony, kde se používají pásková vedení /stripline/ a na nižších kmitočtech ši-

rokopásmové impedanční transformátory. Jejich návrh je poměrně jednoduchý a lze jej nalézt v literatuře /seznam je na konci publikace/. Tlumivky u tranzistorových obvodů zásadně děláme širokopásmové /bez rezonance/ a proto je vineme na tzv. nízkofrekvenční ferity, tak, aby jejich impedance na požadovaném kmitočtu vyhověla obvyklé hodnotě asi několika set Ω . U budících stupňů lze případně tlumivky překlenout odporem, což se občas používá i u koncových stupňů. Napájecí obvody rozdělujeme oddělovacími RC nebo LC členy, abychom se vyhnuli zpětným vazbám a relaxacím. Z vysokofrekvenčního hlediska je nutné dodržet zanedbatelnou indukčnost zemnicích vodičů, tj. volit velkou plochu na přívod země k jednotlivým stupňům na plošných spojích a dodržovat zásadu postupu signálu jedním směrem bez zpětných zemních proudů, způsobujících těžko odstranitelné zpětné vazby. Bližší podrobnosti opět nalezneme v příslušné literatuře.

Co se týče provedení napájecích zdrojů a koncových i přidavných výkonových zesilovačů s anodovým napětím řádu kV, je nutné v zájmu vlastní bezpečnosti dbát na to, aby nemohlo dojít k úrazu VN, tj. měli bychom dodržovat platné ČSN i v této oblasti. Jde zejména o to, aby všechny součástky, které jsou pod VN byly nepřístupné a ne odkryté pro lepší chlazení apod.! Nejlepší je používat uzavřené skříně s blokováním VN při vytažení přívodů, při odejmutí krytu apod.

Konstrukci koncových stupňů většího výkonu volíme tak, aby vř nebo vřf energie byla dokonale uzavřena uvnitř vysílače a "neběhala" nám po kostře a skříní přístroje. Potom jsou jakékoliv filtry proti TVI zbytečnou záležitostí. Napájení koaxiálními kabely by se též mělo stát samozřejmostí, zvláště u nových zařízení.



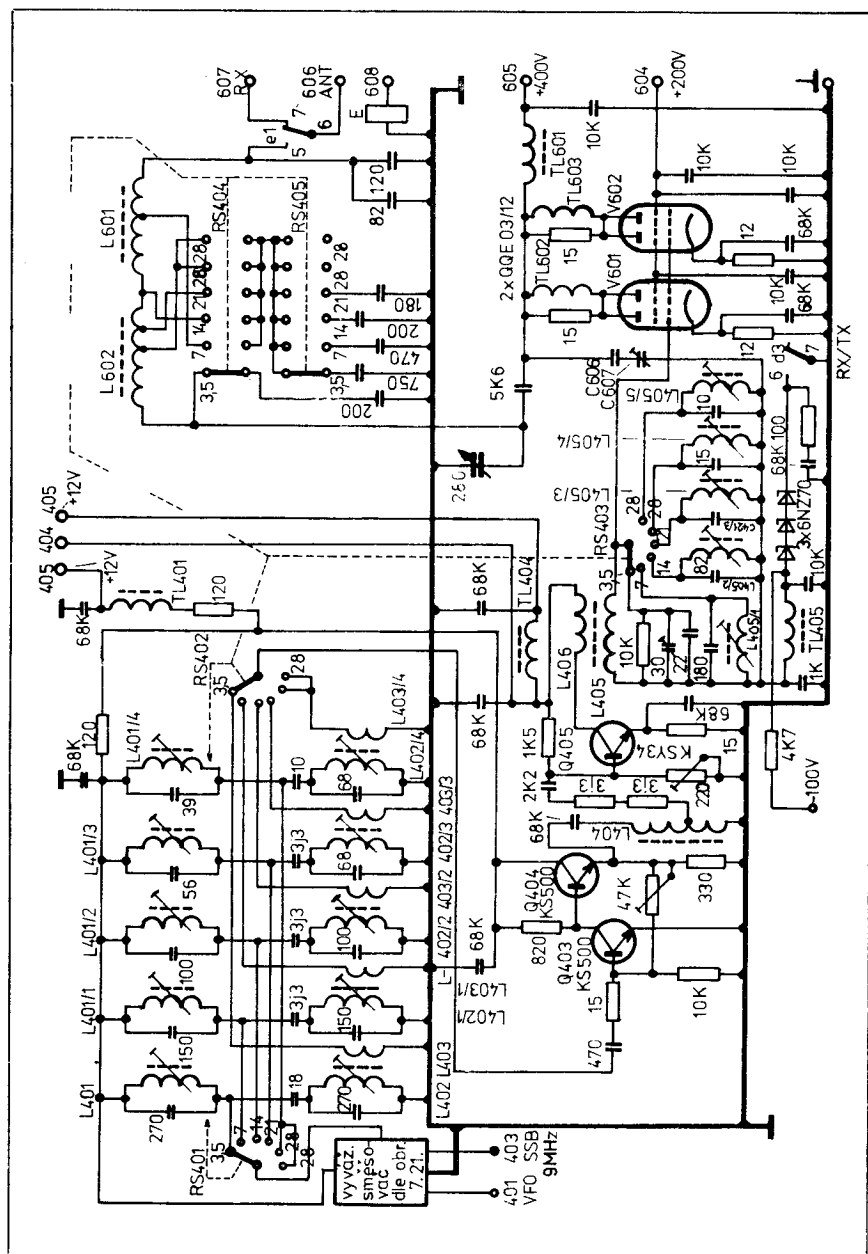
Obr.18. Zapojení budicích a koncového stupně transceivru PETR 103 pro pásmo 3,5 MHz

7. PŘÍDAVNÉ KONCOVÉ STUPNĚ K HOTOVÉMU ZAŘÍZENÍ

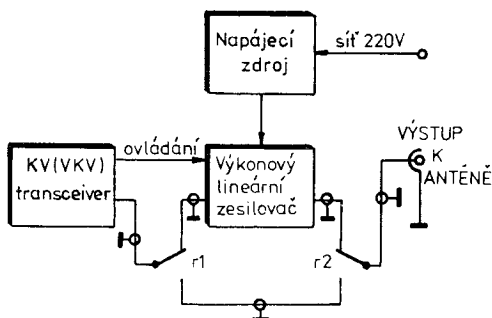
Přídavné koncové stupně používáme ke zvýšení výstupního výkonu stávajících zařízení, transceiverů. Jako příklad transceiveru mohou sloužit výrobky ústřední radiodílny Svazarmu. K prvním výrobkům patřil celotranzistorový SSB transceiver PETR 103 s výstupním výkonem okolo 6 W do zátěže 75 Ω , určený pro pásmo 3,5 MHz. Zapojení jeho budicího a koncového stupně je na obr.18. Dalším výrobkem byl transceiver OTAVA, pracující na pásmech 3,5 až 28 MHz s příkonem 75 W při provozu CW a SSB. Výkon vysílače na 3,5 MHz je okolo 35 W a na 28 MHz klesá asi na 20 W. Transceiver je s výjimkou elektronek QQE03/12 v koncovém stupni vysílače plně osazen tranzistory. Zapojení jeho budicího a koncového stupně vysílače je na obr.19.

Protože výkony těchto a obdobných zařízení pro amatérskou praxi v mnoha případech nestačí, zapojujeme za ně přídavné koncové stupně.

Na přídavný koncový stupeň k hotovému zařízení klademe základní požadavek, a to n -násobné zvýšení výkonu dosavadního zařízení. Nakolik jsme k tomu oprávněni je někdy otázka jiná. Rozhodujícím kritériem pro volbu zapojení bude požadovaný výkonový zisk. Pokud má zařízení malý výkon a žádané zesílení je značně vyšší než 10 dB, je nejvhodnější použít pro přídavný koncový stupeň zapojení obdobné zapojení na obr.7, kde pro vazbu na budicí stupeň použijeme cívku L1 a vypustíme stejnosměrné obvody budicí elektronky E1.



Ke klíčování přídavného koncového stupně používáme obvykle pomocná relé, ovládaná z budicího transceivru, která při příjmu vyřazují koncový stupeň z vf cesty /obr.20/ a uzavírají elektronky záporným předpětím.



Obr.20. Princip zapojení přídavného koncového stupně k hotovému zařízení

Přídavné koncové stupně zásadně konstruuujeme jako lineární zesilovače s výjimkou VKV pásem, pokud již i zde nepoužíváme SSB provoz. Příkladem zapojení lineárního zesilovače pro pásmo 145 MHz je zapojení na obr.12, které je velmi výhodné jako přídavný koncový stupeň s výkonovým ziskem asi 13 dB i více na 145 MHz. Na KV pásmech bude zisk podstatně vyšší. Bližší popis zapojení je v odst. 5.

Pro menší výkonové zesílení lze za optimální považovat zapojení s uzemněnou mřížkou /zisk okolo 10 dB v průměru/. Schéma zapojení takového zesilovače je na obr.10, nebo použijeme zapojení obdobná s laděným nebo aperiodickým vstupem /odst. 5/.

Obr.19. Principiální zapojení budicího a koncového stupně transceivru OTAVA

Výhodou tohoto zapojení je jednoduché napájení /jen žhavicí a anodové napětí/, minimální počet laděných prvků, není třeba ne-utralizace. V některých případech lze použít dva zesilovače s uzemněnou mřížkou za sebou pro zvýšení zesílení. Tato situa-ce se ale vyskytuje spíše na VKV pásmech.

Zvláštností v přídavných koncových stupních bývá skutečnost, že obvykle nezavádíme napětí ALC do budicího transceivru. Pro kontrolu správného vybuzení používáme přístroje měřící anodový proud a případně proud první mřížky, umožňuje-li to zapojení.

POUŽITÁ LITERATURA

1. Bandouch, J., Šimík, J.: Lineární tranzistorový PA pro SSB, Amatérské radio, č.3, 4/1970
2. Beran, M.: Návrh koncepce amatérského SSB vysílače, Radioamatérský zpravodaj, č.9-10/1971
3. Dušánek, V.: Směšovač a PA pro 3,5 MHz SSB, Amatérské radio, č.4/1974
4. De Maw, D.: Building a "Skinner Linear", QST, No.4/April 1970 nebo Funkamateur, H.3/1971 /příloha/
5. Doberenz, W.: Die Berechnung eines Collins-Filters für die Senderendstufe, Funkamateur, Nr.3/1972
6. Fanta, V.: Výkonový zesilovač v zapojení s uzemněnou mřížkou, Amatérské radio, č.11/1962
7. Gare, C.S.: A 70 to 432 MHz transmitter converter, Radio Communication, No.11/November 1975
8. Granberg, H.O.: One kW - Solid-State Style, QST, No.4/April 1976 a No.5/May 1976
9. Gruhle, F.: Koncový stupeň pro přenosné stanice na 145 MHz, Radioamatérský zpravodaj, č.7-8/1975
10. Geryk, Vl.: Návrh tranzistorových výkonových zesilovačů pro VKV, Amatérské radio, č.6/1969
11. Gabriel, F.: Transistorbestückter Linearverstärker für das 2-m- und 10-m-Band, Funktechnik, Nr.9/1972
12. Heitzman, W.P.: Dreistufiger 175-MHz-Sendeverstärker, Funktechnik, Nr.10/1969
13. Helebrand, J.: Vysílač 10 W pro pásmo 160 m, Radioamatérský zpravodaj, č.5/1976
14. Horský, J.: Výstupné články Pí a Pí-L, Amatérské radio, č.6/1974 a č.7/1974
15. Jelínek, F.: Měření výkonového zesílení tranzistorových zesilovačů třídy C v pásmu 160 MHz, Sdělovací technika, č.6/1968

16. Jelínek, M.: K problematice lineárních vf zesilovačů, Sdělovací technika, č.7/1968
17. - JS -: ATLAS 180, Radioamatérský zpravodaj, č.6/1975
18. Koch, e.: 2-m-SSB-CW-FM-AM-Transceiver HG 70 D, Cq D1, Nr.5/Mai 1973
19. Lentz, R.: SSB-Sender nach der methode der Hüllkurvenelimination und restoration, UKW Berichte, H.3/September 1971
20. Novák, P.: Zesilovače třídy C, Amatérské radio, č.4/1970, č.6/1970, č.5/1970
21. O'Reilly, W.P.: Transmitter power amplifier desing - 1,2,3 and 4, Wireless World, September-October-November 1975 and January 1976
22. Plzák, J.: Impedanční transformátory ve výkonových vf zesilovačích, Sdělovací technika, č.5/1975
23. Smítka, J.: Ochrana vf výkonových tranzistorů proti přetížení, Radioamatérský zpravodaj, č.4/1973 a č.5/1973
24. Smítka, J.: Problémy zesilování a směšování ve vysílačích UHF a SHF, Sborník ze semináře VKV vysílače, Kolín 1975
25. Šíma, J.: Výkonové stupně amatérských vysílačů, Amatérské radio, č.7/1957
26. Šíma, J.: Ještě o lineárních zesilovačích, Amatérské radio, č.12/1959
27. Venc1, Fr.: Lineární koncové stupně s elektronkami, Radioamatérský zpravodaj, č.7-8/1975
28. Weiss, A.: A Solid State 13 W R.F. Amplifier for 1.8 MHz, CQ, No.1, January 1976
29. Learning to work with semiconductors, QST, No.9/September 1975, part V.
30. Koncový stupeň s moderními tranzistory. Indikace vyladění lineárních PA. Předzesilovač pro SSB KV vysílače. Radioamatérský zpravodaj, č.11-12/1975
31. Úpravy transceivru OTAVA, Radioamatérský zpravodaj č.9/1975
32. Technická dokumentace transceivru OTAVA a PETR 103, ÚRD Svazarmu, Hradec Králové
33. The Radio Amateurs Handbook, ARRL 1975
34. The Radio Amateurs VHF Manual

- Obr.1. Idealizovaná /přímková/ charakteristika elektronky a idealizované průběhy mřížkového napětí a anodového proudu pro třídy A, B a C vř výkonového zesilovače
- Obr.2. Idealizované převodní charakteristiky tranzistoru a idealizované průběhy budicího napětí, proudu báze a kolektorového proudu pro třídy A, B a C vř výkonového zesilovače
- Obr.3. Poměrný obsah stejnosměrné složky $/a_0/$ a střídavých harmonických složek $/a_n/$ v anodovém /kolektorovém/ proudu vř zesilovače v závislosti na polovičním úhlu otevření Θ
- Obr.4. Zapojení výstupních LC obvodů s přímou vazbou /a,b,c,d/ a nepřímou vazbou /e,f,g,h/. V hodnotě kapacity C1 je zahrnuta výstupní kapacita elektronky
- Obr.5. Zapojení vstupních, výstupních a přizpůsobovacích LC obvodů u tranzistorových vř zesilovačů výkonu
- Obr.6. Tranzistorový výkonový zesilovač s výkonem 10 W pro pásmo 3,5 MHz s různým provedením vstupního obvodu /a,b,c/
- Obr.7. Příklad zapojení budicího a koncového stupně běžného typu továrně vyráběného transceivru pro amatérská pásma 3,5 až 28 MHz
- Obr.8. Příklad zapojení lineárních budicích stupňů ve vysílací cestě VKV transceivru pro pásmo 145 MHz
- Obr.9. Princip neutralizačního kapacitního můstku v elektronkových koncových stupních, zapojených dle obr.7
- Obr.10. Zapojení lineárního koncového stupně pro KV pásmo s uzemněnou mřížkou s pentodami ve funkci "pravých"

triód. a/nepřímé žhavení elektronek, b/ přímé žhavení elektronky

Obr.11. Zapojení VKV lineárního zesilovače s uzemněnou mřížkou pro pásmo 432 MHz

Obr.12. Zapojení lineárního výkonového zesilovače pro 145 MHz s elektronkou RE 025XA /4CX 250B/ s řízeným pracovním bodem. Odpor R2 lze nahradit Zenerovou diodou

Obr.13. Principiální zapojení vf výkonového lineárního zesilovače s řízeným pracovním bodem /a/, jiný způsob získání obálky budicího vf napětí /b/, pohyb pracovního bodu na idealizovaných převodních charakteristikách při automatickém řízení pracovního bodu /c/

Obr.14. Princip lineárního zesilovače SSB signálu s obnovou modulační obálky

Obr.15. Stabilizované a teplotně kompenzované obvody pro předpětí báze ve výkonových lineárních zesilovačích s tranzistory

Obr.16. Typický průběh kolektorových charakteristik tranzistoru s vyznačením mezních napětí, dovolené pracovní oblasti a zatěžovací přímký

Obr.17. Příklad zapojení obvodů ALC v transceivru pro KV pásma

Obr.18. Zapojení budicího a koncového stupně transceivru PETER 103 pro pásmo 3,5 MHz

Obr.19. Principiální zapojení budicího a koncového stupně transceivru OTAVA

Obr.20. Princip zapojení přídatného koncového stupně k hotovému zařízení

Tabulka 1. Účinnost η_a , příkon P_p , užitečný výkon P_u , ztrátový výkon P_z vf elektronkového zesilovače ve třídách A až C při $I_{am}=0,5$ A a $U_{ao}=1000$ V

Tabulka 2. Hodnota mezery ladicího kondenzátoru se vzduchovou izolací pro různá špičková napětí mezi deskami

Tabulka 3. Minimální průměr drátu pro cívku anodového obvodu v závislosti na příkonu stupně a kmitočtu

ÚČELOVÁ EDICE ÚV SVAZARMU

Knižnice zájmové, branně technické a sportovní činnosti

PŘEDNÁŠKY Z AMATÉRSKÉ RADIOTECHNIKY

BUDICÍ A VÝKONOVÉ ZESILOVAČE

Vydal ústřední výbor Svazu pro spolupráci s armádou v Praze roku 1980 jako svou 2395. publikaci, 88 stran, 20 obrázků, 3 tabulky.

Napsal Ing. Vladimír Mašek

Lektoroval Jiří Bláha

Obrázky nakreslil Ing. Jiří Štěpán

Návrh obálky František Prouza

Šéfredaktorka Nina Erbenová

Odpovědná redaktorka Ilona Manolevská

Grafická úprava Miloslav Torn

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

Vytiskly Východočeské tiskárny Jihlava.