

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ

Katedra aplikované elektroniky a telekomunikací

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

Výkonové VF zesilovače pro oblast KV a VKV

Autor práce: Viktor Vích

Vedoucí práce: Ing. Tomáš Kavalír

2012

Anotace

Tato práce se zabývá možnostmi realizace lineárních výkonových zesilovačů pro oblast krátkých a velmi krátkých vln. Součástí je i porovnání odlišných principů návrhu a zhodnocení dosažitelných parametrů. Výkonové zesilovače s elektronkami a LDMOS tranzistory pro oblast KV. Metodika návrhu, principiální řešení. Výkonové zesilovače s elektronkami a LDMOS tranzistory pro oblast VKV. Metodika návrhu, principiální řešení.

Klíčová slova

Anodové obvody, baluny, tranzistorové vf zesilovače, elektronkové vf zesilovače, tranzistory LDMOS

Abstract

This work deals with possibilities of realisation of RF power amplifiers for high frequency and very high frequency. It contains a comparison of different proposals and an evaluation of attainable parameters. RF Power Amplifiers with vacuum tubes and LDMOS transistors for the HF. Methodology design, principal construction. RF Power Amplifiers with vacuum tubes and LDMOS transistors for the VHF. Methodology design, principal construction.

Key words

Anode circuit, baluns, RF transistor amplifier, RF tube amplifier, transistor LDMOS

Prohlášení

Předkládám tímto k posouzení a obhajobě bakalářskou práci, zpracovanou na závěr studia na Fakultě elektrotechnické Západočeské univerzity v Plzni.

Prohlašuji, že jsem tuto bakalářskou práci vypracoval samostatně, s použitím odborné literatury a pramenů uvedených v seznamu, který je součástí této diplomové práce.

Dále prohlašuji, že veškerý software, použitý při řešení této bakalářské práce, je legální.

V Plzni dne 7.6.2012

Jméno příjmení

.....

Poděkování

Tímto bych rád poděkoval vedoucímu bakalářské práce Ing. Tomášovi Kavalíru za cenné profesionální rady, připomínky a metodické vedení práce.

Viktor Vích

OBSAH

SEZNAM SYMBOLŮ.....	9
1. ÚVOD.....	10
2. SOUČÁSTKY.....	11
2.1 PASIVNÍ SOUČÁSTKY	11
2.1.1 Kondenzátory.....	11
2.1.2 Otočné kondenzátory	11
2.1.3 Cívky	12
2.2 ELEKTRONKY	13
2.2.1 Trioda.....	13
2.2.2 Tetroda.....	16
2.3 TRANZISTORY.....	17
2.3.1 Bipolární tranzistory.....	17
2.3.2 Tranzistory MOSFET.....	19
2.3.3 Tranzistory LDMOS.....	20
2.4 TRÍDY ZESILOVAČŮ	21
2.4.1 Zesilovače ve třídě A.....	21
2.4.2 Zesilovače ve třídě AB	21
2.4.3 Zesilovače ve třídě B.....	21
2.4.4 Zesilovače ve třídě C.....	22
2.4.5 Schulzův diagram.....	24
3. ZESILOVAČE PRACUJÍCÍ V PÁSMU KV	27
3.1 ELEKTRONKOVÉ ZESILOVAČE.....	27
3.1.1 Zesilovač buzený do katody	27
3.1.1.1 Zdroj předpětí	27
3.1.2 Zesilovač buzený do mřížky	28
3.1.3 PI článek	29
3.1.4 Anodová tlumivka	33
3.2 TRANZISTOROVÉ ZESILOVAČE	33
3.2.1 Transformátory.....	34
3.2.2 Příklad tranzistorového zesilovače.....	35
3.2.3 Zesilovače push – pull.....	36
3.2.4 Ukázky tranzistorového zesilovače	37
4. ZESILOVAČE PRACUJÍCÍ V PÁSMU VKV.....	38
4.1 ELEKTRONKOVÉ ZESILOVAČE.....	38
4.1.1 Ukázka elektronkového zesilovače.....	39
4.2 TRANZISTOROVÉ ZESILOVAČE	40
4.2.1 Ukázky tranzistorových zesilovačů	41
5. NÁVRH A ANALÝZA OBVODŮ S PROGRAMEM RFSIM99	44
6. ZÁVĚR.....	46

6.1	POROVNÁNÍ ZESILOVAČŮ V PÁSMU KV A VKV	46
6.2	POROVNÁNÍ ELEKTRONKOVÝCH KONCOVÝCH STUPŇŮ	46
6.3	POROVNÁNÍ TRANZISTOROVÝCH ZESILOVAČŮ	46
6.4	POROVNÁNÍ TRANZISTOROVÝCH A ELEKTRONKOVÝCH ZESILOVAČŮ	46
7.	POUŽITÁ LITERATURA	48
8.	PŘÍLOHY	50

Seznam symbolů

L [H].....	Indukčnost cívky
C [F].....	Kapacita kondenzátoru
Q [-].....	Činitel jakosti
Q_p [-].....	Činitel jakosti provozní
I [A].....	Elektrický proud
U [V].....	Elektrické napětí
D [-].....	Průnik
μ [-].....	Zesilovací činitel
Rd [Ω].....	Vnitřní dynamický odpor
S [s].....	Strmost
Θ [$^\circ$].....	Úhel otevření

1. Úvod

Bakalářská práce seznamuje s problematikou návrhu zesilovačů pro pásma KV a VKV. Zesilovače využívají jako aktivní prvky elektronky, bipolární tranzistory, tranzistory MOSFET a LDMOS. Problematika se zabývá přizpůsobovacími obvody zesilovačů, pracovními třídami zesilovačů a jednotlivými aktivními prvky.

Text je rozdělen do čtyřech částí. První pojednává o vlastnostech, struktur a problematice pasivních součástek, elektronek a tranzistorů. Druhá část se zabývá zesilovači pro pásmo KV s elektronekami a tranzistory; jejich vstupní i výstupní přizpůsobovací obvody. Třetí část je zaměřena na zesilovače pro pásmo VKV a druhy výstupních obvodů. Čtvrtá část je věnována simulačnímu programu RFSim99.

2. Součástky

2.1 Pasivní součástky

2.1.1 Kondenzátory

Při konstrukčním návrhu a přípravě je nutné věnovat pozornost výpočtu velikosti kapacity a zvolit vhodný druh kondenzátoru.

Ve vysokofrekvenčních zesilovačích s elektronkami používáme nejvíce pevných kondenzátorů se slídovým, vzduchovým či keramickým dielektrikem. Keramické kondenzátory jsou velmi jakostní a lze je použít ve všech částech zesilovače. Žádaný teplotní součinitel je možné zvolit vhodnou výběrem materiálu (keramiky a příměsemi). Přesně definovaný teplotní součinitel kondenzátorů s keramickým dielektrikem umožňuje konstruovat rezonanční obvody s výtečnou teplotní stabilizací.

Dielektrikum tedy vykazuje menší nebo větší tepelnou závislost. U slídy je tato závislost poměrně malá oproti keramice. Rozeznáváme dva druhy této závislosti. Se zvyšováním teploty buď kapacita roste (kladný teplotní součinitel) nebo klesá (záporný teplotní součinitel). Tepelné kompenzace lze docílit paralelním řazením kondenzátorů s různými teplotními součiniteli, takže při vhodném výběru kondenzátorů je možné dosáhnout velkého snížení teplotní závislosti.

Kondenzátory, použité jako blokovací či vazební v obvodech elektrod elektronek, musí být bezindukční, jinak by mohly vznikat různé nežádoucí kmity, které se velice špatně zjišťují. Vyhýbáme se proto svitkovým kondenzátorům.

Provozní napětí kondenzátorů se vybírá do 60% hodnoty udávané výrobcem a tím je zajištěna jejich delší životnost [1], [2].

2.1.2 Otočné kondenzátory

V elektronkovém výkonném vysokofrekvenčním zesilovači se používají proměnné kondenzátory s vzduchovým dielektrikem.

Kapacita se plynule mění otáčením rotoru, který je tvořen několika vodorovnými kovovými deskami připevněnými kolmo na hřídelku. Desky rotátoru se zasouvají do mezer pevně uložených desek statoru. Rotor se ovládá otáčením hřídelky buď přímo, nebo přes nějaký převodový mechanismus.

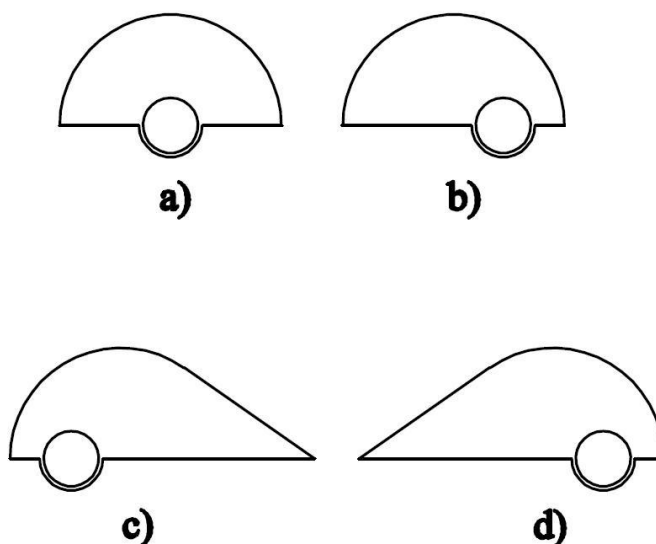
Otočné kondenzátory rozeznáváme dle tvarů desek rotoru:

kruhový rotor (Obr.1a) – kapacita je lineárně závislý na úhlu natočení,

mečovitý rotor (Obr.1b) – vyladěný kmitočet je lineárně závislý na úhlu natočení,

ledvinovitý rotor (Obr.1c) – vyladěná vlnová délka je lineárně závislá na úhlu natočení,

logaritmický rotor (Obr.1d) – logaritmus kapacity je lineárně závislý na úhlu natočení.



Obr. 1: Tvary rotoru [2]

Otočné kondenzátory pro vysílače musejí mít pevnou konstrukci, které se skládají z masivní desky statoru a rotoru s dostatečnými mezerami, pevných čel a precizních ložisek. Kondenzátory musejí odolávat mechanickým otřesům a vlivům teploty, aby nenastávala změna roztečí mezi deskami. U větších mezer mezi deskami je zajištěna větší izolační pevnost a zmenšuje se vliv změn rozměrů způsobených teplotou. Velké mezery se používají kvůli zamezení napěťových přeskoků.

U otočných kondenzátorů se udává kapacitní stabilita. Tato stabilita je udána poměrem (např. 1:10000), který stanovuje maximální změnu kapacity způsobenou mechanickými a tepelnými změnami. Například stabilita 1:1000 znamená, že při maximální kapacitě 1000 pF způsobí vnější vlivy změnu kapacity ± 1 pF [1], [2].

2.1.3 Cívky

Cívky použité v koncovém stupni jsou navinuty bez jádra buď jako samonosné, nebo navinuté na keramické případně teflonové tělísko.

Cívky jsou vinuty drátem velkého průřezu. Tento drát bývá povrchově ošetřen

například postříbřením. Výhodou těchto cívek je dobrý činitel jakosti Q , nevýhodou mechanická nestálost.

Cívky vinuté na tělísko mají lepší mechanickou pevnost v případě, jsou-li cívky vinuty jednovrstvě se stoupáním 1,5x tloušťky drátu na válcovém tělísku. Nedoporučuje se používat jiného materiálu na tělísko než vysokofrekvenčního keramického materiálu nebo teflonu. Dielektrické vlastnosti jiných materiálů jsou dosti špatné, čímž dochází k ohřevu a tyto tepelné ztráty mají za následek horší činitel jakosti Q .

Na vinutí cívky volíme pokud možno velký průměr drátu (zvláště ve výkonných částech zesilovače), protože při vyšších kmitočtech se uplatňuje skinefekt, to znamená, že vf proud se koncentruje při povrchu vodiče, a to tím výrazněji, čím je vyšší frekvence. Při malém průměru vodiče by se drát zahříval a měnil by vlastnosti cívky. Cívky z masivnějšího drátu mají také větší odolnost proti mechanickým vlivům.

U zesilovačů konstruovaných pro více radiových pásem se používají cívky s proměnnou indukčností. Jedná se většinou o pevnou cívku, která je rozdělena na sekce a ty jsou postupně přepínány [1], [2].

2.2 Elektronky

Podle způsobu zhavení katody dělíme elektronky na přímo zhavené a nepřímo zhavené. Oba druhy se liší konstrukčním provedením. Přímě zhavené elektronky mají katodu tvořenou žhavicím vláknem, na kterém je emisní vrstva. Žhavicí vlákno je wolframové a bývá napnuté mezi pružné držáky s háčky. Aby se dosáhlo velké celkové emise, je vlákno dle potřeby různě dlouhé a je vzájemně sérioparalelně propojeno a napnuto mezi několika držáky. Nepřímě zhavené elektronky mají katodu tvořenou niklovým válečkem, na kterém je tatáž emisní vrstva. Ve válečku je umístěné izolované vlákno, nejčastěji wolframové, jež jej vyhřívá. Vlákno má různé tvary podle typu elektronky. Nejčastěji se spiralizuje a poté se tvaruje buď do písmene M, nebo V. Taktéž se spiralizované vlákno vine bifilárně, aby se zmenšila elektromagnetická vazba vlákna na emisi [1], [2].

2.2.1 Trioda

Triodu tvoří tři elektrody – anoda, katoda a řídicí elektroda (mřížka). Má-li mřížka záporný potenciál vůči katodě, bude odpuzovat elektrony proudící od katody k anodě a tím se anodový proud zmenší (mřížkové předpětí). Při dostatečně velkém kladném napětí na mřížce,

anodový proud začne téci. Tímto způsobem se nastavují pracovní třídy zesilovacího stupně. Vlastnosti triody (i tetrody) jsou určovány třemi veličinami:

$$D = \left(\frac{\Delta U_g}{\Delta U_a} \right)_{I_a = \text{konst}} \quad [-; \text{V}, \text{A}] \quad (2.1)$$

průnik – poměr změny mřížkového předpětí U_g ku změně anodového napětí U_a potřebné k tomu, aby byl anodový proud konstantní. Jelikož se jedná o bezrozměrnou veličinu, vyjadřujeme jí obvykle v procentech,

$$\mu = \left(\frac{\Delta U_a}{\Delta U_g} \right)_{I_a = \text{konst}} \quad [-; \text{V}, \text{A}] \quad (2.2)$$

zesilovací činitel μ - převrácená hodnota průniku,

$$R_i = \left(\frac{\Delta U_a}{\Delta I_a} \right)_{U_g = \text{konst}} \quad [\Omega; \text{V}, \text{A}] \quad (2.3)$$

vnitřní odpor – poměr změny anodového napětí ke změně anodového proudu při konstantním mřížkovém předpětí,

$$S = \left(\frac{\Delta I_a}{\Delta U_g} \right)_{U_a = \text{konst}} \quad [\text{S}; \text{V}, \text{A}] \quad (2.4)$$

strmost – poměr změny anodového proudu ke změně mřížkového předpětí, při konstantním anodovém napětí. Průnik, strmost a vnitřní odpor se ovlivňují dle Barkhausenovy rovnice:

$$DSR_i = 1. \quad (2.5)$$

Triody se používají pro frekvence nad 100 MHz, kvůli jejich malému šumu. Elektronky mají pro tyto frekvence speciální konstrukci pouzdra i vnitřního systému, protože mezní kmitočet pro elektronku je dán jejími vnitřními kapacitami mezi elektrodami a indukčnostmi přívodů k elektrodám. Vnitřní kapacity (C_{ag} , C_{ak} , C_{gk}) speciálních triod malého výkonu bývají

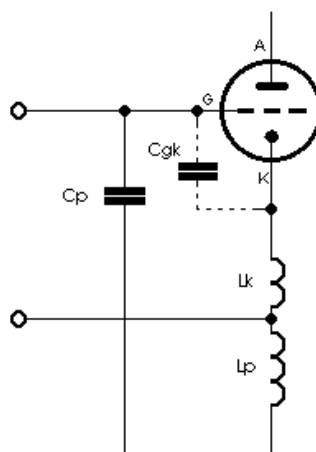
0,2 až 5 pF. Nejmenší kapacita je mezi anodou a katodou ($C_{ak} = 0,3\div 2$ pF), největší kapacita je mezi mřížkou a katodou ($C_{gk} = 1\div 4$ pF). Co se týče indukčnosti přívodů, mívají přibližně stejnou hodnotu a to řádově v tisícinách μH . Když si vezmeme hodnoty vnitřních kapacit elektronky a její indukčnosti na přívodech, vyjde nám rezonanční obvod s frekvencí až kolem 2,5 GHz. Z toho plyne, že vnitřní kapacity a indukčnosti přívodů tvoří část rezonančního okruhu, což je nevýhodné, protože se nám zhoršuje ovládání oscilací, vazba s anténou atd. Vliv indukčnosti se omezuje zkrácením přívodů, zvětšením jejich průřezů nebo zvětšením počtů přívodů k jednotlivým elektrodám. Nejlépe se toho docílí konstrukcí tzv. majákových (planárních) triod, které mají kroužkové vývody elektrod.

Omezení vlivu vnitřních kapacit lze dosáhnout zmenšením elektrod. To má však za následek snížení maximálního výkonu. Zmenšování kapacit pomocí zvětšování vzdáleností mezi elektrodami má jeden nešvar. Elektrony eliminované katodou dosáhnou anody za určitou dobu t . Existence mřížky a proměnných napětí na elektrodách komplikují děje v triodě. Část elektronů eliminovaných katodou dosáhne anody se zpožděním během jedné periody T , část dosáhne anody až ve druhé periodě a některé elektrony nedosáhnou anody a vracejí se zpět. Tyto elektrony zvyšují svým dopadem na katodu její teplotu, což je nežádoucí. Dlouhodobý nerovnoměrný tok elektronů způsobuje indukované mřížkové proudy, které působí i při záporném předpětí mřížky. Mezi mřížkovým napětím a proudem pak vzniká fázový posun a výsledný mřížkový proud má činnou a jalovou (vlivem C_{gk}) složku.

Vliv vnitřních pochodů v triodě se projevuje třeba změnou fázového posunu mezi napětím na mřížce a anodě, kdy v nízkých kmitočtech dochází k posunu o 180° . Dalším příkladem je skutečnost, že vnitřní odpor není čistě ohmický. To má za následek snížení užitečného výkonu a zvyšování anodové ztráty.

Všechny nešvary elektronek se tedy zhoršují nárůstem kmitočtu. Škodlivý vliv indukčnosti přívodu katody lze neutralizovat externími součástkami - kondenzátorem C_p a cívkou L_p , zapojených dle obr. 2 a zvolených dle podmínky (2.6) [1], [2].

$$\frac{L_k}{L_p} = \frac{C_{gk}}{C_p} \quad (2.6)$$



Obr. 2: Neutralizace indukčnosti přívodu katody [1]

Prakticky se tato cívka realizuje 2 ÷ 3 cm dlouhého drátu (indukčnost kolem 0.01 μH), kterým se katoda spojí se zemnicím bodem. K tomuto zemnicímu bodu připojujeme tzv. studený konec anodového okruhu i blokovací kondenzátor C_{g2} stínící mřížky. Hodnota kondenzátoru C_p se volí 40÷50 pF. Příklad triody je na (obr. 30) [1], [2].

2.2.2 Tetroda

Tetroda má oproti triodě jednu elektrodu navíc, což je další mřížka, která je uložena mezi první (řídící) mřížku a anodu. Řídící mřížka je poblíž katody a druhá (kladně nabitá) je mezi první mřížkou a anodou nebo anodu zcela obklopuje. Jelikož druhá mřížka stíní katodu a řídící mřížku, nazývá se stínící. Tato mřížka zmenšuje parazitní kapacitu mezi řídící mřížkou a anodou. Svým potenciálem ovlivňuje anodový proud, který je pak méně závislý na anodovém napětí. Znamená to, že se dosáhne anodového proudu již při poměrně malém anodovém napětí. Při konstantním napětí stínící mřížky stoupá anodový proud se vzrůstem anodového napětí, ale v okamžiku, kdy se očekává ustálení, začne anodový proud klesat a při určitém napětí mívá dokonce i záporný směr. To znamená, že anoda eliminuje větší proud, než který na ní dopadá. Tento proud teče do stínící mřížky, která má kladnější potenciál než anoda. Proud stínící mřížky se pak skládá z primárního toku od katody a sekundárního od anody. Při vyšším potenciálu anody sekundární eliminace ustává, protože elektrony nemají dostatek energie, aby opustili anodu. Sekundární emise elektronů v elektronkách je nežádoucí, protože nedovoluje plného využití pracovního rozsahu elektronky. Jevu, kdy je přítomna sekundární emise, říkáme dynatronový.

Potlačení sekundární emise v tetrodách lze docílit několika způsoby. Jedním je použití

svazkové konstrukce tvořené ze specificky tvarovaných destiček s potenciálem katody, které jsou vloženy mezi stínící mřížku a anodu a soustřeďují elektronový proud v mohutné a úzké svazky, jež zabraňují sekundárním elektronům v průchodu ke stínící mřížce. Dalším způsobem je větší vzdálenost mezi stínící mřížkou a anodou nebo také povrchovou úpravou anody.

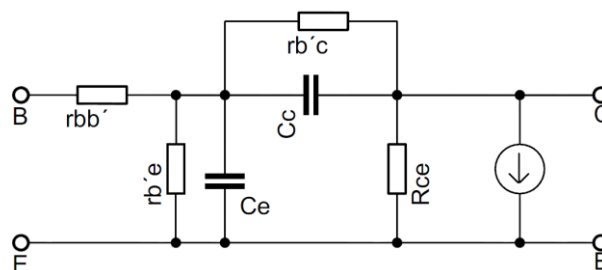
2.3 Tranzistory

2.3.1 Bipolární tranzistory

Bipolární tranzistor je aktivní polovodičová součástka se dvěma přechody PN, které jsou uspořádány tak, že mezi dvěma oblastmi N je umístěna společná oblast P. Takový tranzistor se označuje NPN. Oblast, která je společná přechodům PN se nazývá báze. Zbylé dvě oblasti jsou emitor a kolektor. Bipolární tranzistory jsou takto nazývány, protože jejich chování je určeno kladnými i zápornými nosiči náboje s okamžitým minoritním nebo majoritním charakterem.

Pohybujeme-li se ve vysokofrekvenční technice, začínají se u součástek projevovat různé parazitní kapacity a indukčnosti. U elektronek i tranzistorů se projevují parazitní kapacity mezi elektrodami a indukčnosti na přívodech. U dnešních bipolárních tranzistorů je použita struktura vzájemného proplétání.

Při návrhu tranzistorového stupně je potřeba přesně definovat daný tranzistor. Popisujeme jej Gummelův-Poonovým, Embers-Mollovým či hybrid- π modelem. Ekvivalentní obvody vyjadřují vstupní, výstupní, převodní a zpětnovazební charakteristiky. Na Obr. 3 je ekvivalentní schéma (hybrid- π) zapojení se společným emitorem.



Obr. 3: Hybrid- π model [5]

$r_{bb'}$ - bázový odpor mezi kontaktem a polovodičem tvořícím bázi, odpor je řádově v desítkách ohmu.

$r_{b'e}$ - výstupní odpor mezi bází a emitorem kolem 1 k Ω .

$r_{b'c}$ - zpětnovazební odpor mezi bází a kolektorem. Hodnota je velmi vysoká (kolem 5 M Ω).

r_{ce} - výstupní odpor mezi kolektorem a emitorem. Hodnota bývá kolem 100 k Ω .

C_e - emitorová rozptylová kapacita, která je sumou rozptylové a přechodové kapacity. Jelikož však přechodová kapacita je oproti rozptylové zanedbatelná, nazývá se kapacita C_e roptylová. Hodnota bývá 100 pF.

C_c - zpětnovazební kapacita též zvaná Millerova je tvořena přechodem mezi kolektorem a bází. Kapacita bývá kolem 3 pF.

A proudový zdroj $\beta I_{B'}$ - kde β je proudový zesilovací činitel a $I_{B'}$ je proud, procházející odporem $r_{b'e}$. tomuto proudovému zdroji se rovná kolektorový proud. $I_c = \beta I_{B'}$.

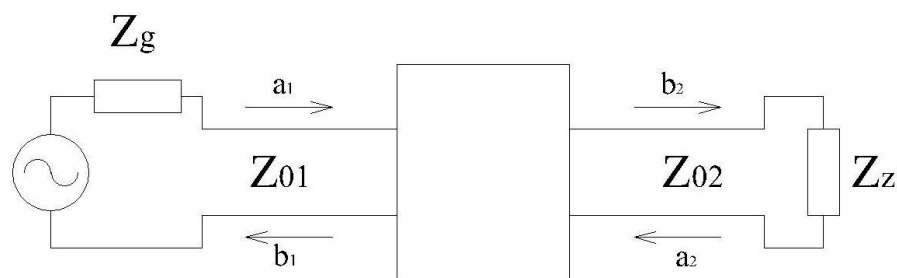
Model na Obr. 3 se zabývá pouze parazitními prvky, které jsou na samotné křemíkové destičce. Jelikož jsou jednotlivé elektrody tranzistoru vyvedeny nabondovanými drátky, přibudou v obvodu indukčnosti L_c , L_b a L_e .

Pro hodnocení vlastností tranzistoru a výpočet zesilovačů se používají parametry S (rozptylové), méně pak parametry Y (admitanční) a parametry h (hybridní). V katalogích VF tranzistorů se uvádějí výhradně S parametry. Parametry Y a h jsou určeny zapojením, kde jsou některé jejich složky VF zkratovány. Tyto parametry se navíc často vzdalují od skutečného provozního zapojení. Jinak tomu je s parametry S, které se snadno určují měřením zapojení, které se velmi blíží skutečnému zesilovači.

Generátor s vnitřní impedancí Z_g je připojen přes vedení s vlnovou impedancí Z_{01} k měřenému tranzistoru. Výstup tranzistoru je přes vedení s Z_{02} připojen na zátěž Z_z .

Parametry S jsou definovány napět'ovými vlnami vnikajícími do čtyřpólu a_1 , a_2 a z něj odraženými b_1 , b_2 . Vzájemný vztah je dán:

$$\begin{aligned} b_1 &= S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \\ b_2 &= S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \end{aligned} \quad (2.7)$$



Obr. 4: Čtyřpól [5]

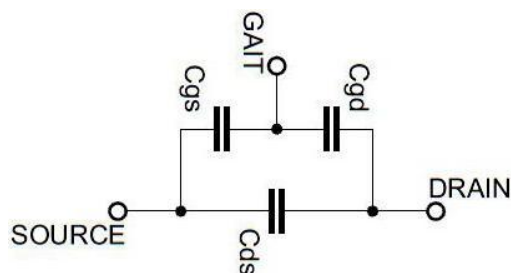
Z těchto rovnic se vyjádří jednotlivé parametry S: S_{11} – vstupní činitel odrazu, S_{12} – zpětný napěťový přenos, S_{21} – vztažný zisk, S_{22} – výstupní činitel odrazu. S_{11} a S_{22} jsou normovány na 50Ω a v katalogích jsou graficky zaznamenány v polárním diagramu [3], [4], [5].

2.3.2 Tranzistory MOSFET

U tranzistorů MOSFET (metal oxid semiconductor field effect transistor) s kanálem N (NMOS) je materiál substrátu vodivý případně dotovaný P. Difúzí jsou vytvořeny dvě oblasti N, které tvoří elektrody drain a source. Vrchní plocha substrátu je izolována vrstvou oxidu křemíku (SiO_2), kromě pokovených výstupů drain a source. Mezi oběma elektrodami je na vrstvě oxidu křemíku napařena kovová vrstva, která představuje izolované hradlo. Při kladném napětí na hradle se záporné nosiče v substrátu začnou přitahovat a vytvoří vodivé spojení “kanál“ mezi drain a source. Jelikož je kanál souběžný s povrchem polovodiče, nazývá se horizontální (nebo také laterální). U výkonných VF tranzistorů používá propletená struktura source a gate.

V tranzistory MOSFET jsou parazitní kapacity mezi všemi elektrodami. Kovová řídicí elektroda gate tvoří kapacitu s oběma zbývajících elektrodami C_{gd} a C_{gs} . C_{ds} je kapacita mezi drainem a substrátem. Tyto kapacity jsou charakterizovány jako vstupní (C_{iss}), výstupní (C_{oss}) a zpětná (C_{rss}) a nalezneme je v datasheetech tranzistorů.

$$\begin{aligned} C_{iss} &= C_{gd} = C_{gs} \\ C_{oss} &= C_{gd} = C_{ds} \\ C_{rss} &= C_{gd} \end{aligned} \quad (2.8)$$



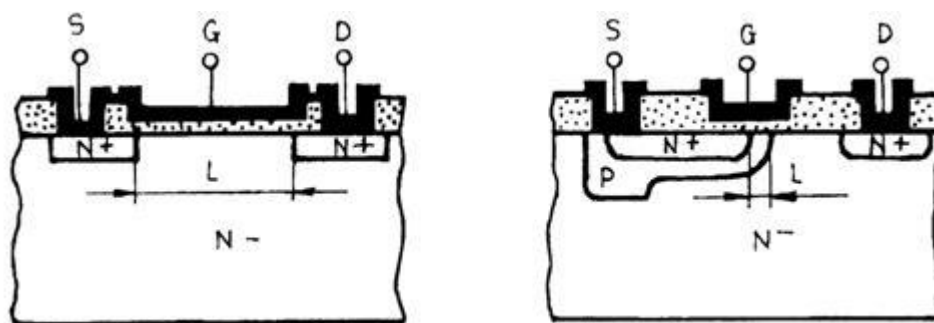
Obr. 5: Parazitní kapacity tranzistoru [5]

Využitelnost unipolárních tranzistorů je zúžen kvůli jejich velké vstupní a výstupní impedanci, což znemožňuje realizaci širokopásmového impedančního přizpůsobení k impedancím 50Ω . Velká impedance také nese riziko vlivu zpětné vazby, což vede k nestabilitě.

Mezní frekvence tranzistoru MOSFET je určena pohyblivostí nosičů náboje v polovodiči, ale hlavně parazitními kapacitami. Podstatná je parazitní kapacita hradla C_g , složená z kapacity C_{gs} paralelně s Millerovou kapacitou C_M .

2.3.3 Tranzistory LDMOS

Technologie LDMOS (laterally diffused MOS) je relativně mladá. Tranzistory vyrobené s touto technologií je možné použít na vyšší frekvenci (nad 1 GHz) kvůli nižší zpětnovazební kapacitě a vnitřní indukci než u MOSFET. Schopnost pracovat s vyšším kmitočtem bylo dosaženo urychlením průletů nosičů v oblasti kanálu. Toho bylo docíleno zkrácením délky kanálu. Na Obr. 6 je porovnání principiálních rozdílů struktury MOS a struktury LDMOS. Tranzistory LDMOS se vyznačují tím, že mají oblast source (typ N+) obklopenou vrstvou P. Tato vrstva vytváří kanál, který je krátký a přesně definovaný. Svou existencí také zvyšuje průrazné napětí U_{dsmax} . Tranzistory pro dvojčinná zapojení se konstruují sružením dvou shodných čipů do jednoho pouzdra. Je to výhodně cenově, rozměrově, ale i co se týče parametrů obou tranzistorů [10].

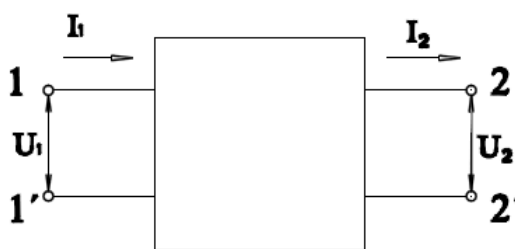


Obr. 6: Struktura tranzistorů MOSFET a LDMOS [10]

2.4 Třídy zesilovačů

Zesilovače jsou rozděleny podle polohy pracovních bodů aktivních součástek do třídy A, B, C a podtřídy AB, B₁ a B₂. Existují i další třídy (D, E, F, H), ale ty jsou vyvinuty speciálně pro NF zesilovače.

Tyto třídy platí všeobecně pro elektronky i tranzistory. Při jejich vysvětlování je nahrazen aktivní zesilovací prvek dvojbranem, který má stejné vstupní, výstupní a převodní charakteristiky jako suplované prvky.



Obr. 7: Dvojbran

2.4.1 Zesilovače ve třídě A

VF zesilovače se jen zřídka používají ve třídě A kvůli malé dosažitelné účinnosti (teoreticky 50%). Zesilovače třídy A mají využití ve vf aplikacích pouze v místě hned za modulovaným stupněm a to v případě, že není modulován koncový stupeň, ale některý z předcházejících.

2.4.2 Zesilovače ve třídě AB

Pracovní bod má nastaven v oblasti mezi pracovními body tříd A a B. Při malých hodnotách vstupního napětí pracuje jako třída A (s malou účinností), při velkém vstupním napětí jako třída B (s větší účinností). Tato třída je výhodná v tom, že při malých výkonech má lepší účinnost než třída A a při velkých výkonech má menší zkreslení než třída B. Klidový proud je větší než u třídy B, takže dochází k menšímu kolísání odběru proudu a i jsou menší požadavky na napájecí zdroj než u třídy B.

2.4.3 Zesilovače ve třídě B

Pracovní bod leží na počátku převodové charakteristiky, kde klidový anodový proud je

roven nule nebo je velmi malý. Přivedeme-li na vstupní svorky dvojbranu 1 a 1' budící střídavé napětí, bude zesilovací stupeň zesilovat pouze kladné půlvlny a záporné půlvlny jsou téměř potlačeny. Výstupní proud I_2 je pulzující a protéká dvojbranem pouze po dobu poloviny periody. Výhodou zesilovače třídy B je, že velikost stejnosměrného a střídavého proudu je úměrná, a tedy i velikosti budícího napětí.

Pulzující proud I_2 se skládá ze stejnosměrné složky a z harmonických kmitočtů. Vložením paralelního rezonančního obvodu LC do anodového okruhu naladěného na základní harmonickou se uplatní převážně tato složka proudu. Vyšší harmonické budou omezovány, protože paralelní rezonanční okruh pro ně představuje malý odpor.

Teoretická účinnost může dosáhnout 78%. Prakticky ale bývá menší; běžně se uvádí 70%. Důvodem je, že střídavá složka nedosahuje hodnoty stejnosměrného napětí.

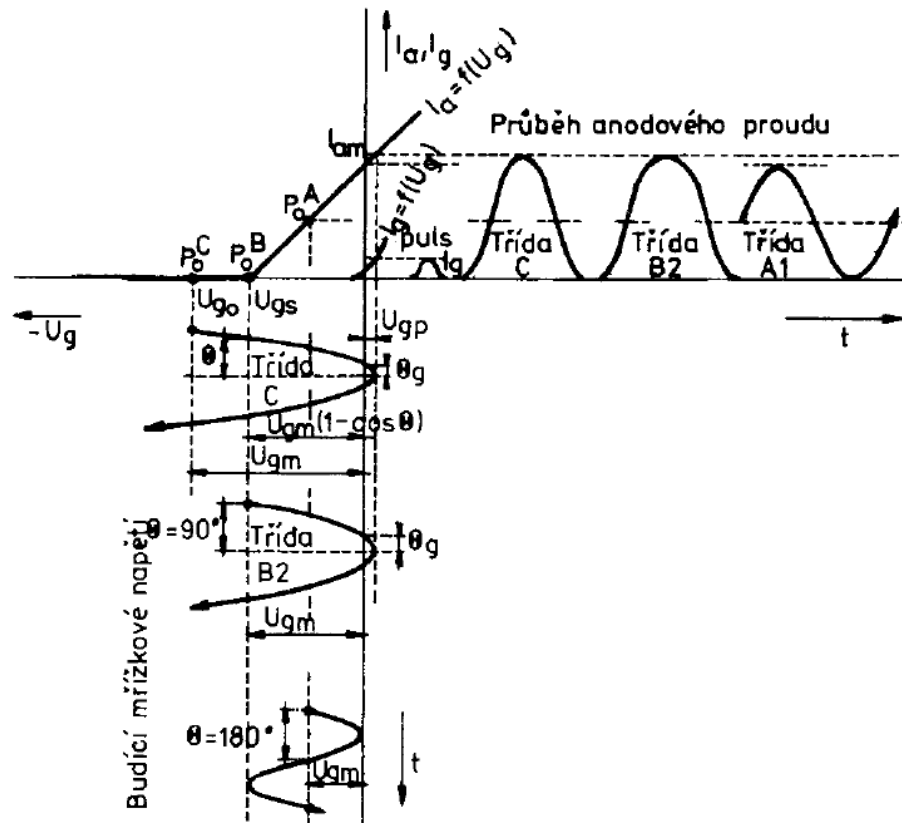
2.4.4 Zesilovače ve třídě C

Pracovní bod je posunut daleko do oblasti charakteristiky, kde je výstupní proud I_2 potlačen. Posun je realizován velkým záporným vstupním předpětím U_1 .

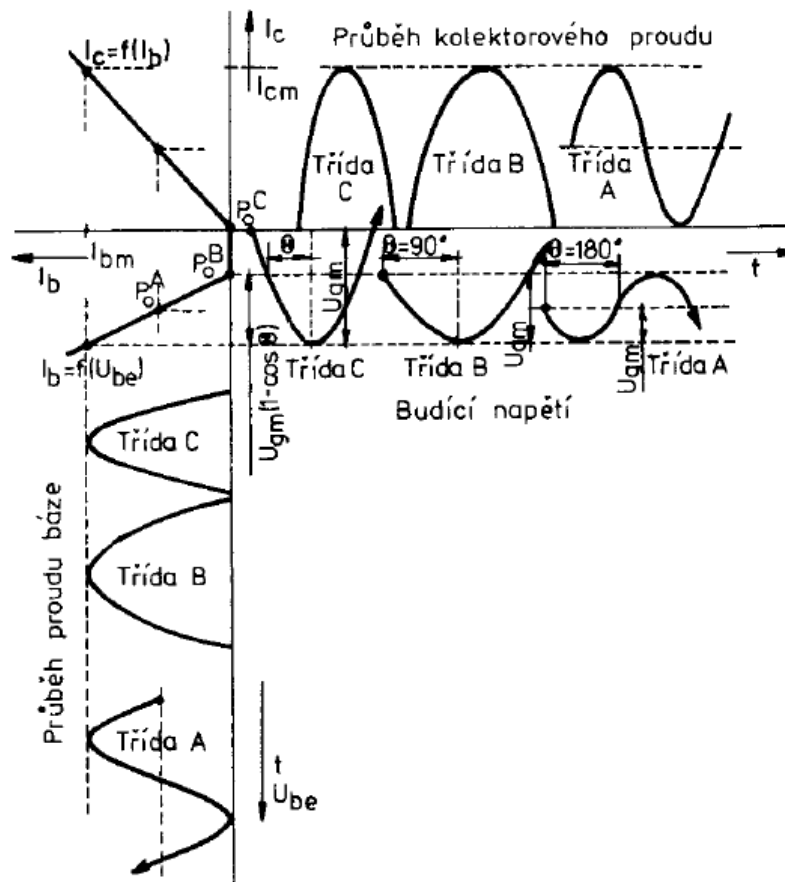
Střídavé budící napětí přivedené na svorky 1 a 1' ovlivňuje velikost výstupního proudu, který se jeví jako pulsy v kladných půlvlnách střídavého napětí. Tyto pulsy trvají kratší dobu než polovina doby kmitu. Důležitým činitelem je zde úhel otevření 2θ , který je menší než polovina periody π . Pro ilustraci: zesilovače třídy A mají úhel otevření $2\theta = 2\pi$, zesilovače třídy B mají $2\theta = \pi$. Pro zesilovače třídy C bývá úhel otevření prakticky volen $120^\circ \div 150^\circ$. U zesilovačů ve třídě C tedy není přenesena ani celá polovina periody. Zesilovač třídy C je vhodný pro vf zesilovače napětí i výkonu, pokud budící napětí má konstantní amplitudu (není modulováno v předchozích stupních).

Pulzující výstupní proud obsahuje harmonické kmity, stejně jako ve třídě B. Do výstupního okruhu je zařazen paralelní rezonanční obvod LC naladěný na základní harmonický kmitočet. Pro vyšší kmitočty představuje obvod malý odpor.

Výhodou zesilovače třídy C je jeho vysoká účinnost, která je ještě větší, než u zesilovače ve třídě B. Účinnost závisí na velikosti úhlu otevření. Když úhel otevření klesá, účinnost stoupá. Avšak malý úhel otevření vyžaduje velké předpětí a tím i velké budící napětí. To má za následek větší ztráty ve vstupním obvodu. Úhel otevření bývá proto prakticky volen $120^\circ \div 150^\circ$. Účinnost ovšem závisí také na amplitudě střídavého napětí a stejnosměrném příkonu. Dvojbranem teče proud ze zdroje, jen když odevzdává energii LC obvodu. Proto je účinnost až 90%.



Obr. 8: Pracovní body v charakteristikách elektronky [7]



Obr. 9: Pracovní body v charakteristikách tranzistoru [7]

2.4.5 Schulzův diagram

Fourierovým rozvojem lze určit velikost stejnosměrné složky i střídavých harmonických složek anodového (kolektorového) proudu v závislosti na velikosti polovičního úhlu otevření θ . Na Obr. 10 jsou znázorněny Schulzovy koeficienty. Složka α_0 představuje stejnosměrný anodový (katodový) proud.

$$I_{a0} = \alpha_0 \cdot I_{am} \quad (2.9)$$

složka α_1 představuje první harmonickou. Obecně tedy α_n je n-tá harmonická.

$$I_{an} = \alpha_n \cdot I_{am} \quad (2.10)$$

Z Obr. 10 je zřejmé, že pro každou harmonickou složku existuje při určité hodnotě úhlu otevření θ maximum koeficientu α_n , odpovídající maximálnímu výkonu n-té harmonické. Ze Schulzova diagramu lze určit z hlediska maximálního výstupního výkonu optimální poloviční úhel otevření.

$$\Theta_{opt} = \frac{120}{n} \quad [^\circ] \quad (2.11)$$

Maximální rozkmit anodového (kolektorového) napětí U_{an} se může v ideálním případě blížit až stejnosměrnému anodovému (kolektorovému) napětí U_{ao} , což se vyjadřuje tzv. činitelem využití anodového napětí, který může dosahovat až 0,95.

$$\xi = \frac{U_{an}}{U_{ao}} \quad (2.12)$$

Vztah pro dynamický zatěžovací odpor

$$R_{dn} = \frac{U_{an}}{I_{an}} = \frac{\alpha_o}{\alpha_n} \xi \frac{U_{ao}}{I_{ao}} \quad (2.13)$$

se v praxi často zjednodušuje.

$$\text{třída A:} \quad R_d = 0,8 \frac{U_{ao}}{I_{ao}} \quad (2.14)$$

$$\text{třída AB:} \quad R_d = 0,6 \frac{U_{ao}}{I_{ao}} \quad (2.15)$$

$$\text{třída B:} \quad R_d = 0,55 \frac{U_{ao}}{I_{ao}} \quad (2.16)$$

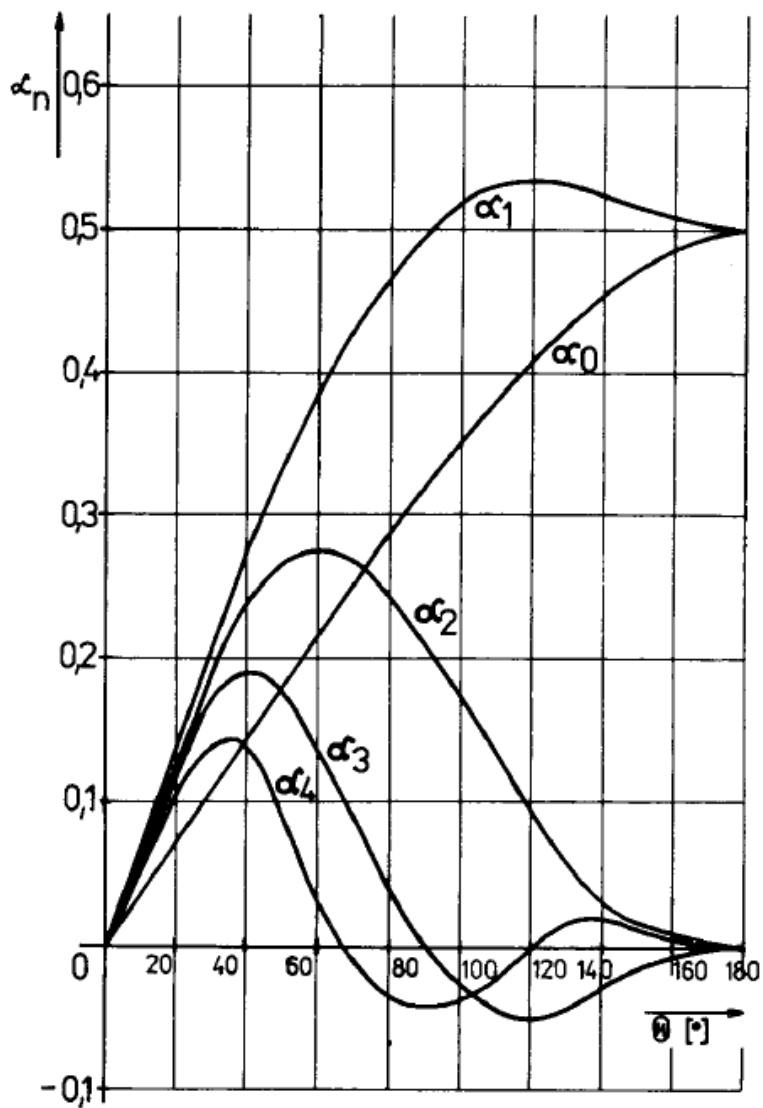
$$\text{třída C:} \quad R_d = 0,5 \frac{U_{ao}}{I_{ao}} \quad (2.17)$$

Odečtením hodnot koeficientů α_0 a α_1 z Obr. 10 pro jednotlivé třídy zesilovačů, vypočtením teoretické ($\xi = 1$) a praktické ($\xi = 0,8$) anodové účinnosti η_a , příkonu P_p , užitečného P_u a ztrátového výkonu P_s na anodě (při $I_{am} = 0,5A$ a $U_{ao} = 1kV$) dostaneme tabulku:

Tab. 1: Tabulka hodnot [7]

Třída	Pol. úhel otevř. Θ [°]	Koeficienty		Účinnost η_a		Anod. proud I_{ao} [mA]	$U_{ao} = 1000V, \xi = 0,8$		
		α_0	α_1	$\xi = 1$	$\xi = 0,8$		Příkon P_p [W]	Výkon P_u [W]	Ztráta P_s [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

Dle tabulky lze dosáhnout teoretické účinnosti pro třídy A až B v lineárním provozu blížící se 77%, prakticky je však účinnost okolo 60% při maximálním výkonu [1], [2], [6], [7].



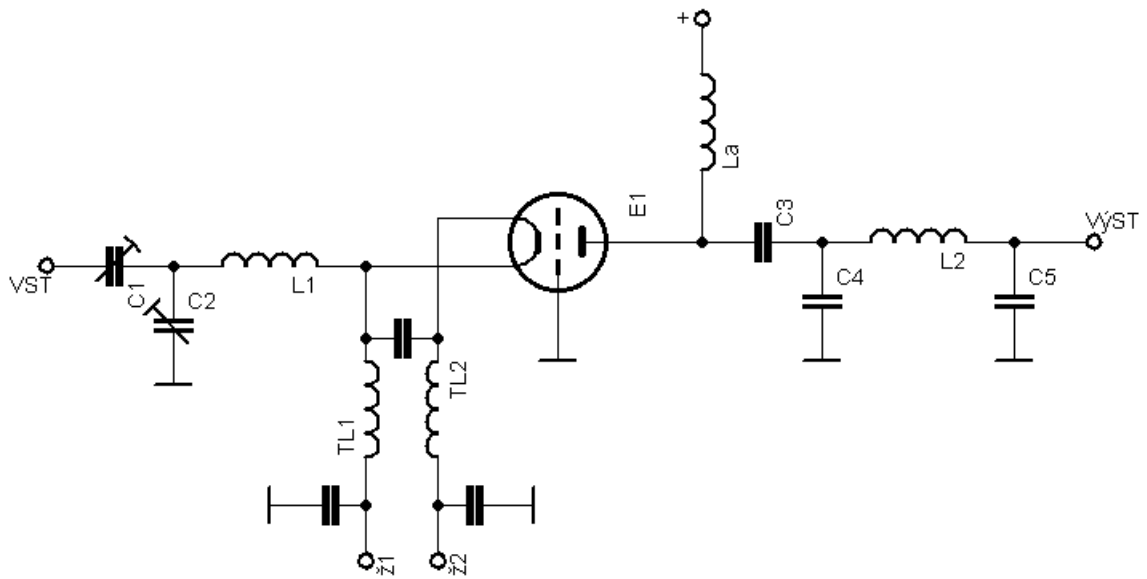
Obr. 10: Schulzův diagram [7]

3. Zesilovače pracující v pásmu KV

3.1 Elektronkové zesilovače

3.1.1 Zesilovač buzený do katody

Zesilovače jsou buzeny do katody a mřížka je uzemněna (někdy může být uzemněna vysokofrekvenčně). Zapojení je vhodné pro triody nebo tetrody zapojené jako “falešné triody“, kdy se propojí jednotlivé mřížky. Jednou z výhod těchto zesilovačů je zmenšení nežádoucí zpětné vazby, způsobené kapacitou mezi anodou a mřížkou. Druhou výhodou je dobrá stabilita stupně. Nevýhodou je ale menší výkonový zisk a tím i nárok na vyšší budící výkon. Zapojení zesilovače s uzemněnou mřížkou je na Obr. 11. Vstupní obvod C1, C2 a L1 impedančně přizpůsobuje odlišnou impedanci elektronky a předchozího stupně. Taktéž jím snižujeme přítomnost vyšších harmonických v budícím signálu. Kondenzátor C3 odděluje střídavou složku od stejnosměrné a C4, L2, C5 tvoří π článek [17], [18], [21].



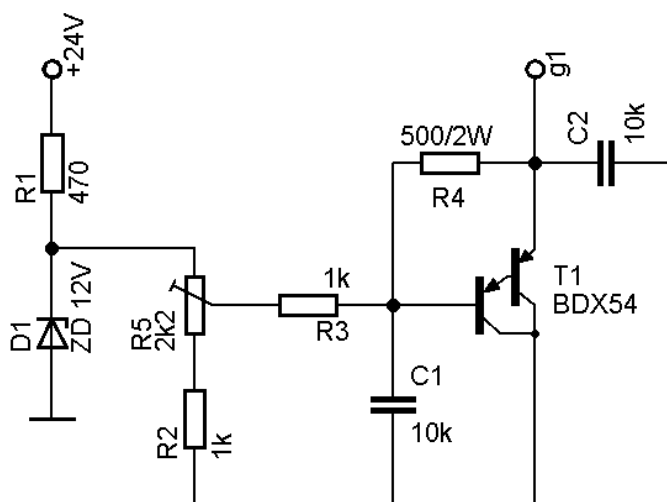
Obr. 11: Schéma zesilovače s uzemněnou mřížkou [21]

3.1.1.1 Zdroj předpětí

Pro získání předpětí se používá paralelní stabilizátor, který v nejjednodušším řešení je prezentován zenerovou diodou. Stabilizace pouze zenerovou diodou má velkou spotřebu a tím i problém s chlazením. Lepším řešením je zapojení dle obr. 12, kde zenerova dioda slouží

jako zdroj referenčního napětí pro výkonný prvek (BD266, BDX54 apod.). Pro zvětšení regulačního rozsahu stačí jen zenerovu diodu nahradit jinými stabilizátory (7824, LM317 apod.). Zdroj předpětí musí mít malý vnitřní odpor, kvůli požadavku o co nejmenší míru intermodulačního zkreslení.

Vedle zdrojů předpětí jsou ochranné obvody a kompletní ovládání zesilovače (hlídání teploty, připojení provozních napětí po nažhavení elektronky atd.) [8], [13].



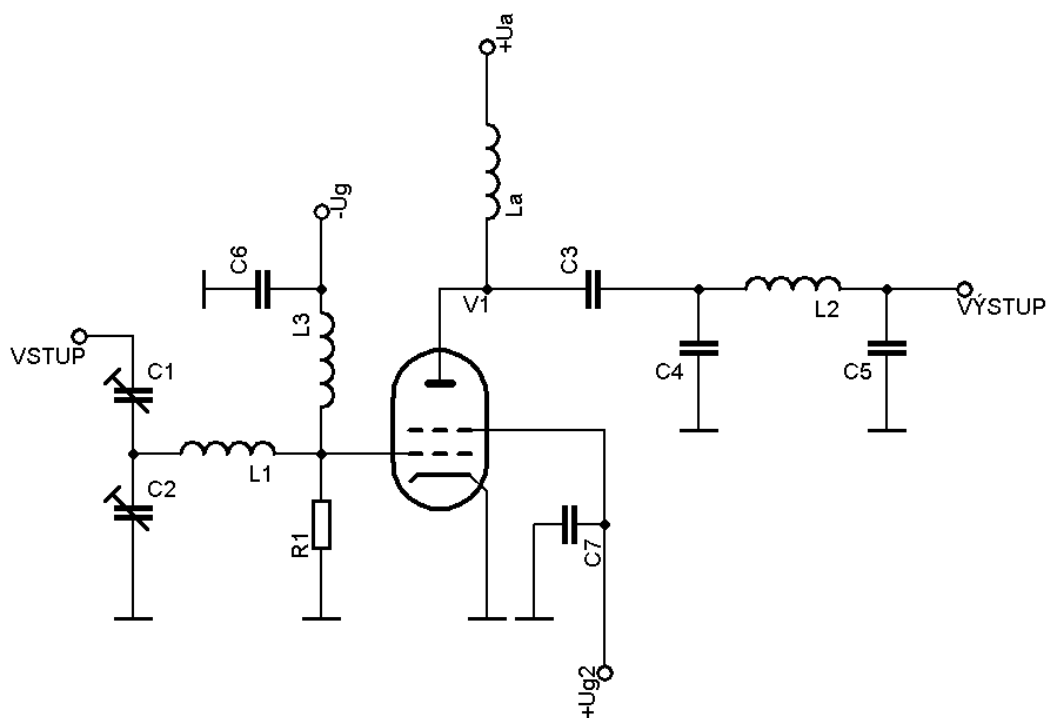
Obr. 12: Schéma zdroje předpětí [8]

3.1.2 Zesilovač buzený do mřížky

Zesilovače mají uzemněnou katodu a jsou buzeny do řídicí mřížky. Zapojení se používá jak s triodami tak tetrodami. Výhodou tohoto stupně je velké výkonové zesílení. To má však zákonitě za následek horší stabilitu. Jsou potřeba stabilizovaná napětí pro předpětí g_1 a g_2 . Často je tento stupeň osazen dvěma a více výkonovými tetrodami zapojenými paralelně. Výhodou je snížení potřebného dynamického odporu (R_d) elektronky.

Zesilovače s buzením do mřížky lze použít také s neladěným vstupem. Buď může být odpor o hodnotě 50Ω zapojen na vstupní konektor kvůli impedančnímu přizpůsobení stupně, nebo mezi řídicí mřížku a konektor je zapojen impedanční transformátor (např. 4:1). Za použití elektronky s malou průchozí kapacitou, není nutné stupeň neutralizovat vzhledem k malému odporu v řídicí mřížce.

Zapojení zesilovače s uzemněnou katodou je na Obr. 13. Vstupní a výstupní obvody jsou obdobné jako na obrázku na Obr. 12. Ve stupni je zakresleno i předpětí pro elektronku [7], [17], [18].



Obr. 13: Schéma zesilovače buzeného do mřížky

3.1.3 PI článek

Výstupní obvod koncového stupně transformuje normovanou impedanci zátěže 50Ω k optimální dynamické impedanci elektronky R_d . Analogicky to platí i pro tranzistorové zesilovače, jen impedance těchto zesilovačů je nižší než impedance zátěže. Mimo to také výstupní obvod má vliv na účinnost koncového zesilovače a filtrační schopnosti pro vyšší harmonické. Obě tyto vlastnosti jsou však v protikladu, proto je řešení problému otázkou kompromisu.

Při návrhu π -článku je nejdůležitějším faktorem činitel jakosti (Q) zatíženého rezonančního obvodu LC. V praxi se velikost volí v rozsahu 5 až 22, kdy optimální hodnota je $Q = 12$. Při nižší hodnotě činitele jakosti se zvyšuje účinnost, ale snižuje se schopnost potlačovat vyšší harmonické. Naproti tomu při vyšší hodnotě Q se zlepšují filtrační schopnosti, ale zvyšují se cirkulační proudy a klesá účinnost zesilovače.

Schéma anodového okruhu koncového stupně s naznačenými parazitními prvky je na Obr. 14. Vlastní π -článek je tvořen $C1'$, $L1$ a $C2'$. Do článku se musí také započítat kapacita C_{ak} , což je kapacita mezi anodou a katodou, dále C_{ch} (kapacita anodového chladiče vůči okolí) a C_{Tla} (parazitní kapacita anodové tlumivky). Kapacita C_{ak} je dána konstrukcí elektronky, takže ji s danou elektronkou neovlivníme, jediné paralelním řazením elektronek. Kapacity C_{ch}

a C_{Tla} jsou relativně malé a neškodné. Můžeme je snížit vhodným konstrukčním řešením a rozložení prvků zesilovače. U kapacity C_{Tla} je třeba zajistit, aby vlastní rezonance tlumivky nebyla v některém z pracovních pásem, kde by rapidně snížila účinnost zesilovače. Důležitá je také parazitní kapacita C_{Ip} otočného kondenzátoru C_I' , která je označována jako minimální kapacita otočného kondenzátoru. C_{Ip} je limitujícím faktorem návrhu vyšších pásem. Snížení počáteční kapacity C_{Ip} se řeší konstrukční úpravou otočného kondenzátoru C_I' , především vyosením rotoru vůči statoru a dostatečnou vzdáleností od šasi zesilovače.

Celková konstrukce π -článku se umísťuje blízko elektronky, aby přívody byly co nejkratší s minimální rozptylovou kapacitou. V poli cívky (její ose) nesmí být elektronka ani ladící kondenzátor – pokles Q .

Pro výpočet prvků výstupního π -článku platí vztahy (3.1), (3.2) a (3.3). Kde R_d je dynamická impedance elektronky, která se určuje graficko-početní metodou z charakteristik dané elektronky. Pracuje-li koncový stupeň ve třídě B, stačí zjednodušený vztah (3.4), kde hodnoty U_a a I_a jsou při určitém buzení. Volba proudu I_a je silně závislá na buzení a také na celkovém výstupním výkonu. Existují však přesnější metody, kdy se určí minimální a maximální proud při různém buzení, a pro tyto hodnoty se pak spočítá Q . Pokud vyjdou nepříznivé hodnoty, tak se π -článek optimalizuje.

$$X_{C_1} = \frac{1}{2\pi f C_1} = \frac{R_d}{Q_p} \quad [\Omega; \text{Hz}, \text{F}] \quad (3.1)$$

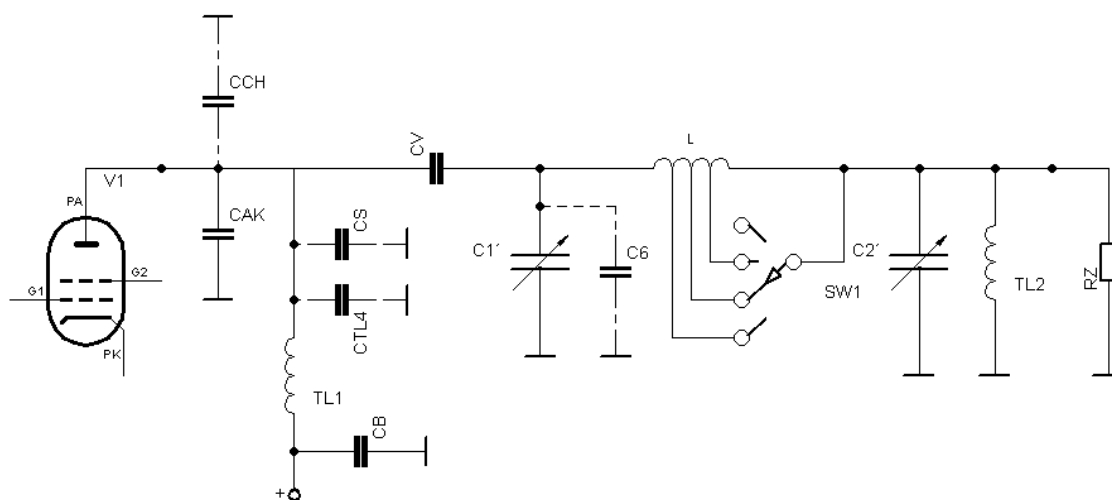
$$X_{C_2} = \frac{1}{2\pi f C_2} = \frac{R_z}{\sqrt{\frac{R_z}{R_d} (Q_p^2 + 1) - 1}} \quad [\Omega; \text{Hz}, \text{F}] \quad (3.2)$$

$$X_L = 2\pi f L_1 = \frac{R_d \left(Q_p + \frac{R_z}{X_{C_2}} \right)}{(1 + Q_p^2)} \quad [\Omega; \text{Hz}, \text{F}] \quad (3.3)$$

$$R_d = \frac{0.55 U_a}{I_a} \quad [\Omega; \text{V}, \text{A}] \quad (3.4)$$

$$Q_p^2 \triangleright \frac{R_d}{R_z} - 1 \quad (3.5)$$

Vzorce (3.1), (3.2), (3.3) a (3.4) platí za podmínky (3.5), kde Q_p je činitel jakosti zatíženého LC obvodu $R_d/R_z > 1$. V případě stupně s tranzistorem ($R_d/R_z < 1$) je třeba navzájem zaměnit X_{C1} a X_{C2} .



Obr. 14: Schéma výstupní části [3]

Pro rychlé určení prvků π – článku ($C1$, $C2$ a L) existují různé programy. Jako ukázkou uvádím program vytvořený v programu MS Excel, který má vstupní hodnoty zatěžovací impedance R_z , dynamické impedance elektronky R_d , volby činitele jakosti Q obvodu a pracovního kmitočtu. V programu jsou 3 tabulky. Z tabulek lze tedy určit prvky π – článku a i naopak z konkrétních prvků určit, jaké Q bude přibližně vycházet a jestli bude článek pro tyto hodnoty vůbec realizovatelný.

Uvedené tabulky (viz Tab. 2, Tab. 3, Tab. 4) jsou vygenerovány z programu pro pásmo 3.5MHz [3], [7], [15], [16].

Tab. 2: kapacita kondenzátoru C1 [15]

Dynamická impedance Rd:	Kapacita kondenzátoru C1 v pF pro kmitočet: 3,5 MHz									
	Volba Q obvodu:									
	4	6	8	10	12	14	16	18	20	22
400	454,95905	682,4386	909,9181	1137,398	1364,877	1592,357	1819,836	2047,316	2274,795	2502,275
600	303,30604	454,9591	606,6121	758,2651	909,9181	1061,571	1213,224	1364,877	1516,53	1668,183
800	227,47953	341,2193	454,9591	568,6988	682,4386	796,1783	909,9181	1023,658	1137,398	1251,137
1000	181,98362	272,9754	363,9672	454,9591	545,9509	636,9427	727,9345	818,9263	909,9181	1000,91
1200	151,65302	227,4795	303,306	379,1325	454,9591	530,7856	606,6121	682,4386	758,2651	834,0916
1400		194,9825	259,9766	324,9708	389,9649	454,9591	519,9532	584,9474	649,9415	714,9357
1600		170,6096	227,4795	284,3494	341,2193	398,0892	454,9591	511,8289	568,6988	625,5687
1800		151,653	202,204	252,755	303,306	353,857	404,408	454,9591	505,5101	556,0611
2000		136,4877	181,9836	227,4795	272,9754	318,4713	363,9672	409,4631	454,9591	500,455
2200		124,0797	165,4397	206,7996	248,1595	289,5194	330,8793	372,2392	413,5991	454,9591
2400		113,7398	151,653	189,5663	227,4795	265,3928	303,306	341,2193	379,1325	417,0458
2600		104,9906	139,9874	174,9843	209,9811	244,978	279,9748	314,9717	349,9685	384,9654
2800			129,9883	162,4854	194,9825	227,4795	259,9766	292,4737	324,9708	357,4678
3000			121,3224	151,653	181,9836	212,3142	242,6448	272,9754	303,306	333,6366
3200			113,7398	142,1747	170,6096	199,0446	227,4795	255,9145	284,3494	312,7843
3400			107,0492	133,8115	160,5738	187,3361	214,0984	240,8607	267,623	294,3853
3600			101,102	126,3775	151,653	176,9285	202,204	227,4795	252,755	278,0305
3800			95,78085	119,7261	143,6713	167,6165	191,5617	215,5069	239,4521	263,3973
4000			90,99181	113,7398	136,4877	159,2357	181,9836	204,7316	227,4795	250,2275
4200			86,65887	108,3236	129,9883	151,653	173,3177	194,9825	216,6472	238,3119
4400			82,71983	103,3998	124,0797	144,7597	165,4397	186,1196	206,7996	227,4795

Tab. 3: kapacita kondenzátoru C2 [15]

Dynamická impedance Rd:	Kapacita kondenzátoru C2 v pF pro kmitočet: 3,5 MHz									
	Volba Q obvodu:									
	4	6	8	10	12	14	16	18	20	22
400	965,1139	1732,432	2428,817	3102,407	3765,456	4422,707	5076,413	5727,788	6377,546	7026,135
600	587,3496	1313,354	1912,272	2478,031	3029,267	3572,708	4111,447	4647,12	5180,677	5712,711
800	227,4795	1042,442	1592,357	2097,258	2583,671	3060,424	3531,432	3998,725	4463,471	4926,389
1000	#NUM!	838,903	1364,877	1831,175	2274,795	2706,911	3132,287	3553,344	3971,456	4387,466
1200	#NUM!	669,6816	1189,292	1629,829	2043,099	2442,979	2835,141	3222,404	3606,346	3987,927
1400		515,8751	1045,982	1469,213	1860,014	2235,459	2602,202	2963,477	3321,068	3676,05
1600		359,6767	924,0262	1336,14	1709,884	2066,185	2412,785	2753,348	3089,872	3423,548
1800		151,653	816,6765	1222,666	1583,304	1924,261	2254,484	2578,101	2897,327	3213,47
2000		#NUM!	719,3534	1123,666	1474,236	1802,695	2119,348	2428,817	2733,543	3034,955
2200		#NUM!	628,6163	1035,651	1378,595	1696,765	2002,008	2299,477	2591,851	2880,682
2400		#NUM!	541,5096	956,1359	1293,503	1603,152	1898,693	2185,856	2467,568	2745,506
2600		#NUM!	454,9591	883,2806	1216,864	1519,444	1806,665	2084,884	2357,292	2625,697
2800			364,7788	815,6701	1147,105	1443,836	1723,877	1994,272	2258,488	2518,471
3000			262,6707	752,1745	1083,019	1374,95	1648,769	1912,272	2169,221	2421,704
3200			113,7398	691,852	1023,658	1311,711	1580,123	1837,522	2087,985	2333,745
3400			#NUM!	633,8767	968,2627	1253,264	1516,976	1768,945	2013,585	2253,284
3600			#NUM!	577,4775	916,2152	1198,922	1458,552	1705,675	1945,065	2179,27
3800			#NUM!	521,8738	867,0019	1148,122	1404,219	1647,006	1881,643	2110,849
4000			#NUM!	466,1943	820,1891	1100,399	1353,455	1592,357	1822,677	2047,316
4200			#NUM!	409,3428	775,4032	1055,363	1305,827	1541,243	1767,634	1988,085
4400			#NUM!	349,7298	732,3158	1012,685	1260,969	1493,259	1716,063	1932,663

Tab. 4: indukčnost cívky L [15]

Dynamická impedance Rd:	Indukčnost cívky L v uH pro kmitočet: 3,5 MHz									
	Volba Q obvodu:									
	4	6	8	10	12	14	16	18	20	22
400	4,972967	3,268572	2,420521	1,918125	1,587085	1,352914	1,17868	1,044054	0,936943	0,849713
600	7,459451	4,902858	3,630782	2,877187	2,380628	2,029371	1,76802	1,566081	1,405415	1,27457
800	9,945934	6,537144	4,841043	3,83625	3,17417	2,705828	2,35736	2,088108	1,873886	1,699427
1000	12,43242	8,17143	6,051303	4,795312	3,967713	3,382285	2,9467	2,610135	2,342358	2,124283
1200	14,9189	9,805716	7,261564	5,754375	4,761255	4,058742	3,53604	3,132162	2,81083	2,54914
1400		11,44	8,471825	6,713437	5,554798	4,735199	4,12538	3,654189	3,279301	2,973997
1600		13,07429	9,682086	7,6725	6,34834	5,411656	4,71472	4,176216	3,747773	3,398853
1800		14,70857	10,89235	8,631562	7,141883	6,088113	5,30406	4,698242	4,216245	3,82371
2000		16,34286	12,10261	9,590624	7,935425	6,76457	5,893401	5,220269	4,684716	4,248567
2200		17,97715	13,31287	10,54969	8,728968	7,441027	6,482741	5,742296	5,153188	4,673423
2400		19,61143	14,52313	11,50875	9,522511	8,117484	7,072081	6,264323	5,621659	5,09828
2600		21,24572	15,73339	12,46781	10,31605	8,793941	7,661421	6,78635	6,090131	5,523137
2800			16,94365	13,42687	11,1096	9,470398	8,250761	7,308377	6,558603	5,947993
3000			18,15391	14,38594	11,90314	10,14686	8,840101	7,830404	7,027074	6,37285
3200			19,36417	15,345	12,69668	10,82331	9,429441	8,352431	7,495546	6,797707
3400			20,57443	16,30406	13,49022	11,49977	10,01878	8,874458	7,964017	7,222563
3600			21,78469	17,26312	14,28377	12,17623	10,60812	9,396485	8,432489	7,64742
3800			22,99495	18,22219	15,07731	12,85268	11,19746	9,918512	8,900961	8,072277
4000			24,20521	19,18125	15,87085	13,52914	11,7868	10,44054	9,369432	8,497133
4200			25,41547	20,14031	16,66439	14,2056	12,37614	10,96257	9,837904	8,92199
4400			26,62574	21,09937	17,45794	14,88205	12,96548	11,48459	10,30638	9,346847

3.1.4 Anodová tlumivka

Anodová tlumivka odděluje vf složku anodového napětí od napětí zdroje. Tato tlumivka je jedním z nejkritičtějších elementů zesilovače. Pokud je rezonanční kmitočet blízký pracovnímu kmitočtu zesilovače, protékají tlumivkou velké cirkulační proudy, které mají za následek dramatické snížení účinnosti zesilovače [1].

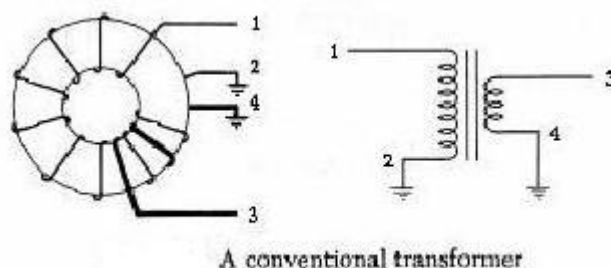
3.2 Tranzistorové zesilovače

Teorie elektronkových zesilovačů lze s malými rozdíly většinou aplikovat i na tranzistorové zesilovače. U tranzistorových zesilovačů odpovídá vf saturačnímu napětí (zbytkové napětí), které bývá podstatně vyšší než saturační napětí stejnosměrné, dané mezní přímkou ve stejnosměrných kolektorových charakteristikách, a je závislé na kmitočtu a typu tranzistoru. Podstatným rozdílem tranzistorů oproti elektronkám je impedančním přizpůsobení, protože tranzistory mají nízkou vstupní impedanci. Výstupní obvody tranzistorových zesilovačů se navrhují principiálně stejně jako u zesilovačů elektronkových.

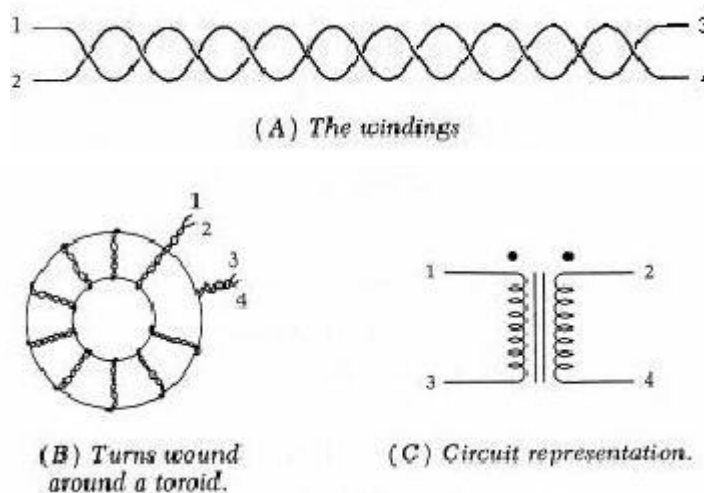
S ohledem na nízké napájecí napětí se používají součástky s malou elektrickou pevností. Také činitel jakosti Q_p bývá menší. Pro úzkopásmové zesilovače okolo 5 a pro širokopásmové blíží se 1 (případně až 0) [7].

3.2.1 Transformátory

Impedanční přizpůsobení tranzistorových stupňů se často realizuje širokopásmovými impedančními transformátory – Baluny (BALanced UNbalanced). Materiál jádra je pro menší výkony feritový a pro velké výkony železoprachový. Materiály jádra mají relativně velkou permeabilitu a umožňují konstruovat cívky s velkou indukčností při malém počtu závitů a velkém činiteli jakosti Q . U jádra se využívá uzavřeného magnetického obvodu (zanedbatelné rozptylové pole). Provedení jádra je buď toroidní nebo dvouotvorové. Vinutí je vedeno buď bifilárně, nebo trifilárně. Na Obr. 15 je způsob klasické technologie vinutí toroidního transformátoru, kde sekundární závity jsou vinuty mezi primární. Na Obr. 16 je širokopásmový transformátor s bifilárním vinutím.

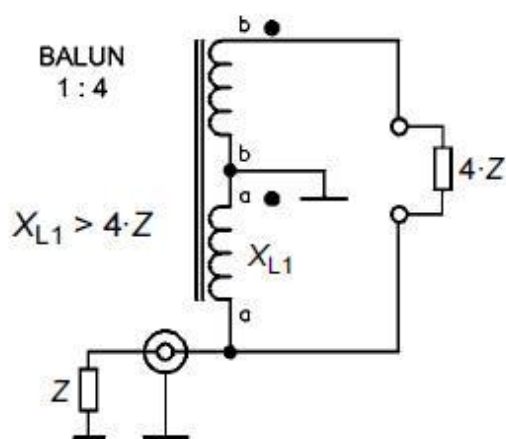


Obr. 15: Toroidní transformátor [5]



Obr. 16: Bifilárně vinuté vodiče a náčrtek toroidu s bifilárním vinutím [5]

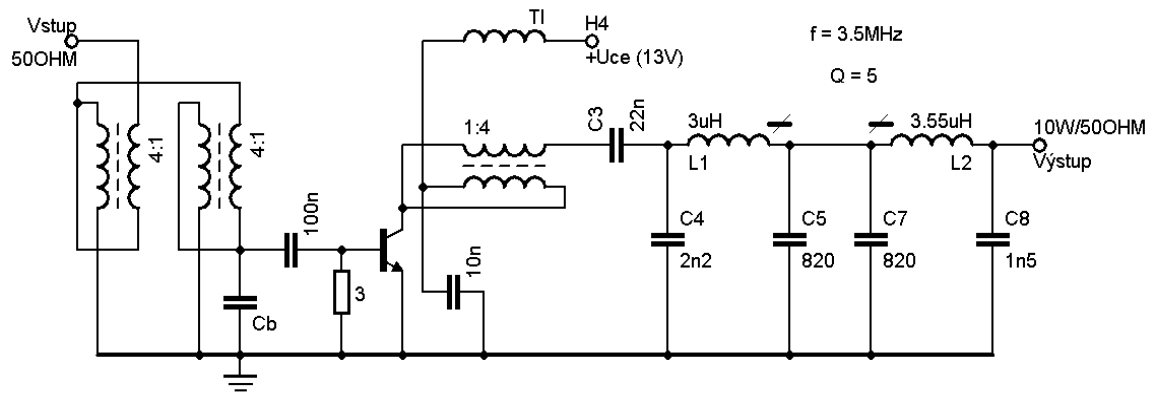
Při návrhu balunu existuje “pravidlo čtyř“ (viz Obr. 17), podle kterého lze zjistit, v jakém frekvenčním rozsahu se daný balun nachází. Pravidlo říká: dolní mezní kmitočet pro použitý balun je kmitočet, na kterém je induktivní reaktance vinutí 4x větší než impedance připojená k vinutí. Je-li reaktance menší než čtyřnásobek, je balun nepoužitelný. Horní mezní kmitočet pro balun je kmitočet, na kterém je kapacitní reaktance (parazitní kapacity vinutí) 4x větší než impedance připojená k vinutí. Je-li reaktance větší než čtyřnásobek, je balun nepoužitelný [5], [24].



Obr. 17: Schéma pro “pravidlo čtyř“ [24]

3.2.2 Příklad tranzistorového zesilovače

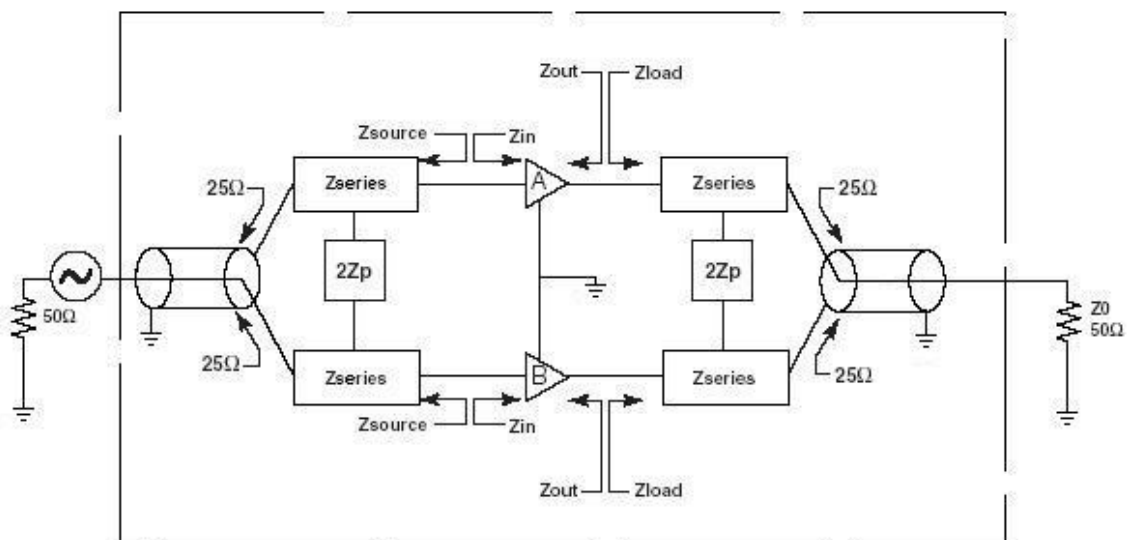
Příklad zapojení tranzistorového zesilovače je na Obr. 18. Jedná se o stupeň s bipolárním tranzistorem pracující ve třídě C v pásmu 3.5 MHz. Výstupní obvod je realizován kombinací impedančního transformátoru 4:1 a dvojitého π článku kvůli dosažení dostatečného potlačení druhé harmonické (40 dB) na výstupu. Na vstupu zesilovače jsou dva transformátory 4:1 zapojené kaskádně, čili výsledný poměr je 16:1 pro zvýšení vstupní impedance z asi 3 Ω na 50 Ω . Hodnota vstupní impedance tranzistoru v zesilovači bude v rozsahu 1-10 Ω . Tato impedance je závislá na kolektorovém proudu, proto je v daném případě upravena odporem 3 Ω . Odpor sice spotřebuje část vstupního výkonu, ale sníží se tím možnost vzniku nestabilit. Kondenzátor C_b slouží ke kompenzaci jalové složky vstupní impedance kvůli použitým impedančním transformátorům [7].



Obr. 18: Schéma tranzistorového zesilovače [7]

3.2.3 Zesilovače push – pull

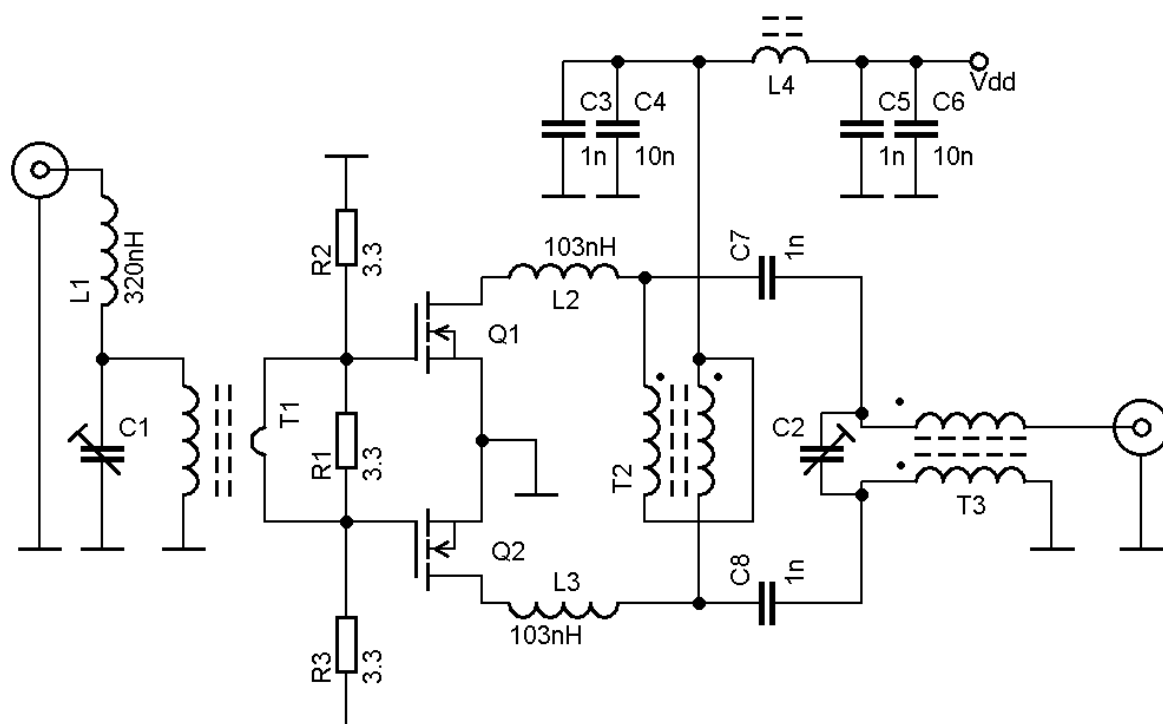
Zesilovače zapojené push-pull jsou používány pro velké výkony. Souměrné zapojení tlumí harmonické kmitočty. Oba tranzistory v zapojení musejí být stejného druhu a rovněž tak i jejich provozní hodnoty musejí být shodné. Ve vstupní části je impedanční transformátor (balun), který vstupní signál rozdělí do dvou identických větví, jež pracují vůči sobě v protifázi a ve výstupním stupni (balun) se zase sloučí do společného výstupu. Na Obr. 19 je blokové schéma zesilovače push-pull [14].



Obr. 19: Blokové schéma zesilovače push-pull [14]

3.2.4 Ukázky tranzistorového zesilovače

Na Obr. 20 je zesilovač push-pull s tranzistory typu ARF448 pracujícími ve třídě C. L1, C1 tvoří vstupní filtr typu dolní propust, následuje impedanční transformátor T1. Odporový dělič R1, R2, R3 nastavuje pracovní body tranzistorů. Napájení stupně vede přes transformátor T2 a transformátorem T3 se obě větve sloučí do jednoho výstupu. V napájecí větvi π - článek, který má za úkol zabránit pronikání rušení do zdroje napájení. Výkon stupně je 250 W se ziskem 15 dB při pracovní frekvenci až do 50 MHz [19].



Obr. 20: Schéma zesilovače push-pull [19]

Další zesilovač je na schématu (Obr. 31). Zesilovač je dvoustupňový s běžnými MOSFET tranzistory typu IRF510. Na vstupu je přizpůsobovací transformátor T1, mezi stupni transformátor T2 a na výstupu slučovací transformátor T3. Každý stupeň je napájen přes vlastní odrušovací π - článek. Body "BIAS 500 mA" a "BIAS 1A" jsou pro řízení tranzistorů. Obvodově je toto řízení řešeno stabilizátorem LM723 s regulací teploty snímané termostatem. Zesilovač je širokopásmový a jeho pracovní frekvence je 1.8 – 30 MHz. Zisk má 50 dB při 3 MHz a 30 dB při 30 MHz [20].

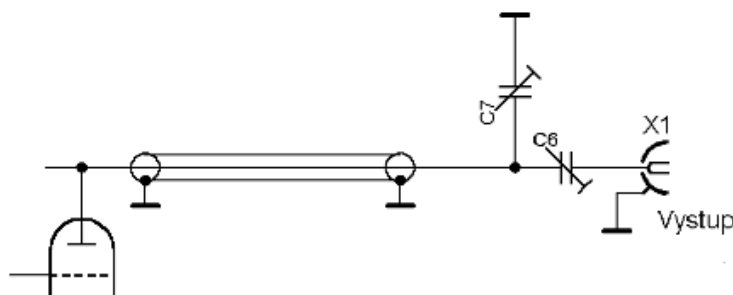
4. Zesilovače pracující v pásmu VKV

4.1 Elektronkové zesilovače

Rozdílnost konstrukce VKV zesilovačů plyne již z úvahy, že čím vyšší kmitočet (v tomto případě nad 30 MHz), tím se začnou projevovat kromě soustředěných parametrů i parametry rozptýlené. Vnitřní kapacity elektronek, indukčnosti přívodů a montáže začnou nabývat významu. Docílení minimalizace nežádoucích parametrů se odráží na celkovém konstrukčním řešení.

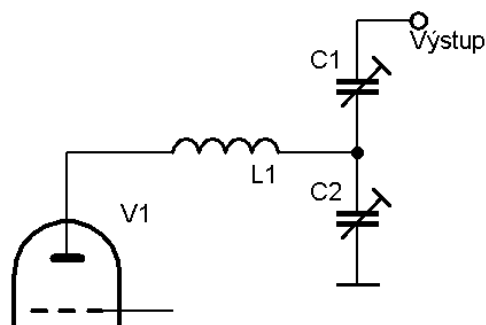
Změnou oproti pásmu KV (kromě použitých součástek) jsou v konstrukci vstupních a výstupních přizpůsobovacích obvodů. Výstupní anodové obvody se dělí na:

- 1) Anodový obvod se Strip Line $\lambda/4$ – výhodou jsou malé rozměry a dobrá mechanická stabilita. Nevýhodou je mechanická náročnost a vysoké nároky na izolační materiály.
- 2) Anodový obvod s transformačním úsekem $\lambda/2$ – Výhodou tohoto obvodu je vysoká účinnost, nejlepší vlastnosti z hlediska mechanické stability. Nevýhodou jsou velké rozměry, dané délkou vedení. Výhodné řešení to je pro vysoké kmitočty. Konec vedení je doladován kondenzátorem C7 a kondenzátorem C6 se nastavuje provozní činitel jakosti Q_p .



Obr. 21: Schéma anodového obvodu se Strip Line [18]

- 3) Anodový obvod s cívkou v anodě – Využívá vlastní rezonance cívky. Obvod je kompromisním řešením. Má velmi malé konstrukční uspořádání, jednoduchou konstrukci a dobrou účinnost. Nevýhodou je nestabilita cívky změnou teploty. Tyto změny se v provozu doladují ladícím kondenzátorem. Na Obr. 22 je doladování kondenzátorem C2 a kondenzátorem C1 se nastavuje provozní činitel jakosti Q_p .



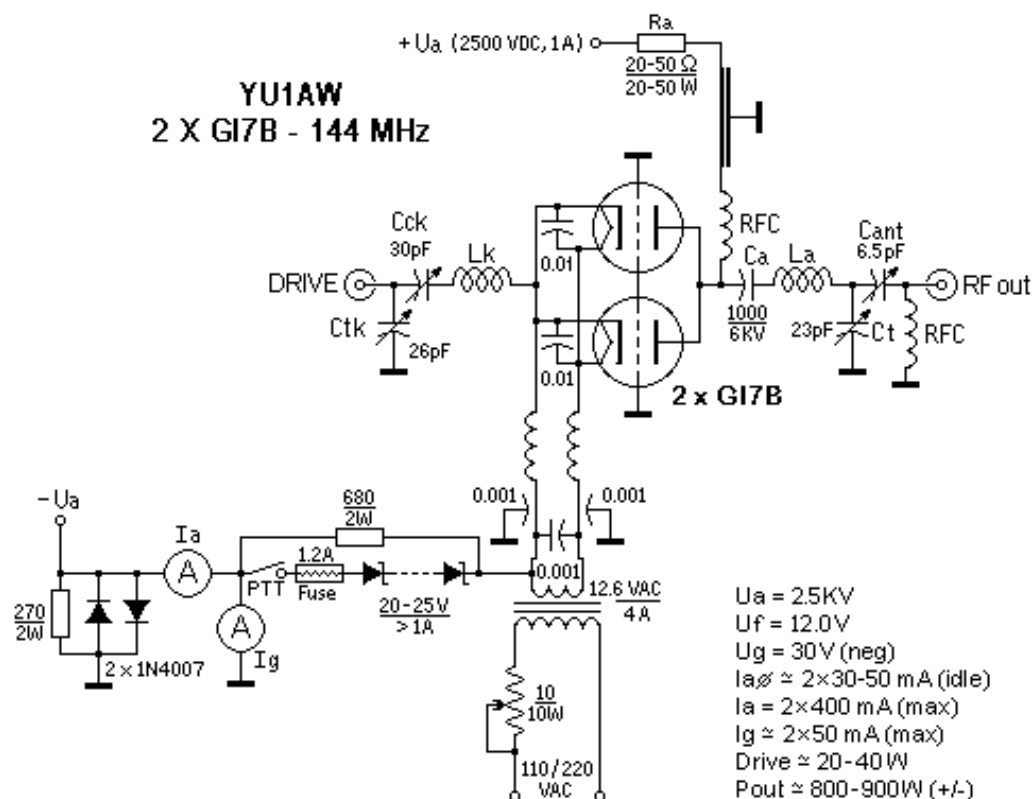
Obr. 22: Schéma anodového obvodu s cívkou [18]

Dutinové rezonátory jsou odvozeny od čtvrtvlnných. Rezonátor vznikl z teorie připojení dvou a více vedení délky $\lambda/4$ mezi mřížku a anodu elektronky. Rezonanční kmitočet se paralelním řazením vedení v zásadě nezmění, protože vstupní impedance vedení $\lambda/4$ je teoreticky nekonečná. Velký počet paralelních vedení nakonec vyplní válcovou plochu. Obecným dutinovým rezonátorem je tedy prostor ohraničený kovovou stěnou. Tyto rezonátory mají vysoký činitel jakosti Q a nevyzařují do okolí. Jejich nevýhodou je velikost, hmotnost a výrobní náklady.

Vstupní či výstupní obvody jsou vázány s předchozím stupněm či anténou buď přímou vazbou, nebo nepřímou vazbou. Nepřímá se ještě rozlišuje na kapacitní a induktivní vazbu. Kapacitní vazba odděluje stejnosměrné anodové napětí od střídavého. Vazební kondenzátor musí být napěťově dosti dimenzován, kvůli vysokému anodovému napětí. Při návrhu hodnoty kapacity musíme akceptovat nejnižší kmitočet, který chceme přenášet. Induktivní vazbu tvoří dvě a více cívek – primární a sekundární. U induktivní vazby lze měnit vzájemná indukčnost M . Velikost vazby a i šířku pásma lze řídit změnou vzdálenosti cívek [17], [18], [21].

4.1.1 Ukázka elektronkového zesilovače

Příklad zesilovače je na Obr. 23. Jedná se o zesilovač se dvěma paralelně řazenými elektronkami v zapojení s uzemněnou mřížkou a buzením do katody. Tlumivky v přívodu žhavení jsou ze stejného důvodu jako v zesilovačích pro pásmo KV. Pro vyšší kmitočty lze tlumivku realizovat koaxiálním kabelem navinutým na ferritový toroid [21].



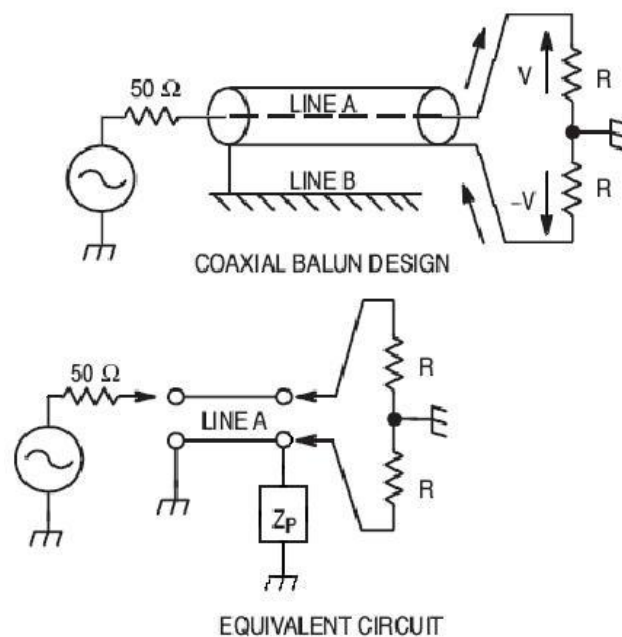
Obr. 23: Schéma zesilovače s paralelním řazením elektronek [21]

4.2 Tranzistorové zesilovače

Tranzistorové zesilovače pro pásmo VKV jsou zapojením obdobné zesilovačům v pásmu KV. Kromě používání speciálních tranzistorů (v případě zapojení push-pull výhradně dvojce tranzistorů v jednom pouzdře zvané "Gemini") se liší ještě v zapojení rezonančních a přizpůsobovacích obvodů.

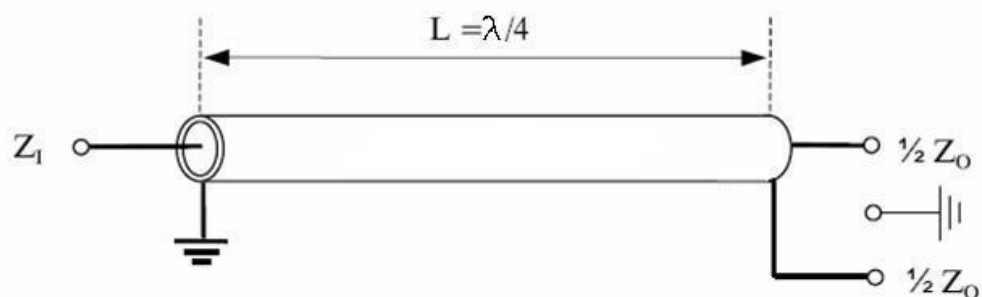
Přizpůsobovací transformátory (baluny) se konstruují většinou koaxiálním vedením. Na nesymetrickém konci je vnější plášť koaxiálního kabelu (stínění) uzemněn, kdežto na druhém konci vytváří symetrický konec. Symetrické konce musejí být vůči sobě v protifázi. Charakteristická impedance balunu je $50\ \Omega$. Dle (4.1) a Obr. 19 je vidět, že zátěže na symetrickém konci mají poloviční impedanci ($25\ \Omega$).

$$Z_0 = \sqrt{50 \cdot 2 \cdot R} \Rightarrow R = 25\ \Omega \quad (4.1)$$



Obr. 24: Náčrtek zapojení balunu [22]

Délka koaxiálního kabelu pro balun se volí $\lambda/4$ s impedancí 50Ω . Náčrtek takového balunu je na Obr. 25.

Obr. 25: Balun $\lambda/4$ [22]

Vedení $\lambda/4$ s impedancí Z_0 transformuje zakončovací impedanci Z_{out} na hodnotu Z_0^2 / Z_{out} , z čehož matematickou úpravou dostaneme (4.2) [22].

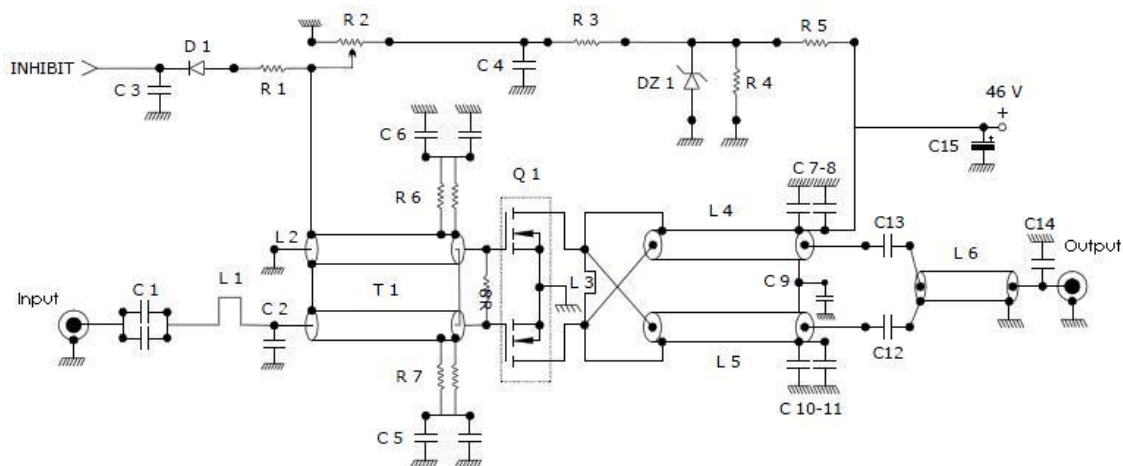
$$Z_0 = \sqrt{(Z_{in} \cdot Z_{out})} \quad (4.2)$$

4.2.1 Ukázky tranzistorových zesilovačů

První zesilovač je stavěn na frekvenci 144 MHz. Výstupní výkon je 350 W a zisk 17

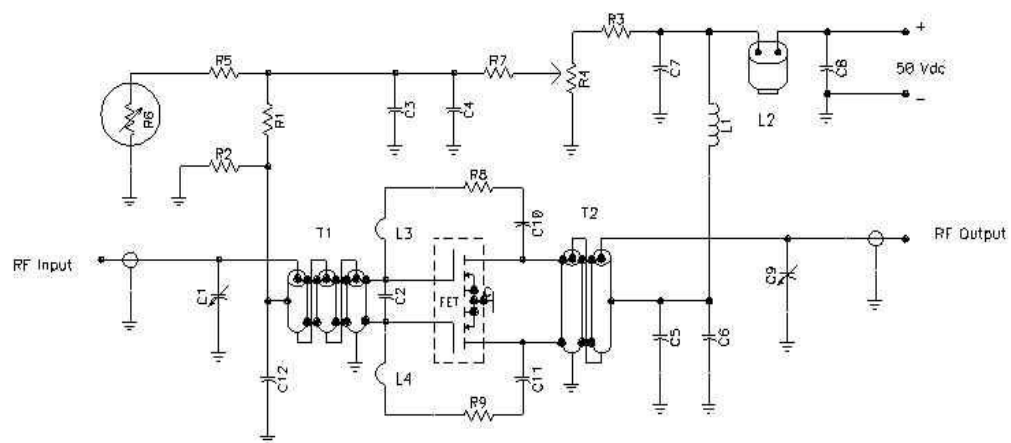
dB. Dodávaný výkon z předchozího stupně do vstupu zesilovače je od 3,5 do 6 W.

Vstupní balun zesilovače T1 zaručuje rozdělení signálu na dva, které jsou vůči sobě v protifázi. Koaxiální kabel je prezentován jako L6 a signály z tranzistorů slučuje do jednoho výstupu [25].



Obr. 26: Schéma dvojčinného zesilovače a jeho reálný vzhled [25]

Druhý zesilovač je širokopásmový o výstupním výkonu 300W a vstupním 15W. Frekvence stupně je navržena na rozmezí 10 až 175 MHz, tedy část pásma KV a část VKV. Zesilovač je osazen tranzistorem MRF151G [23].

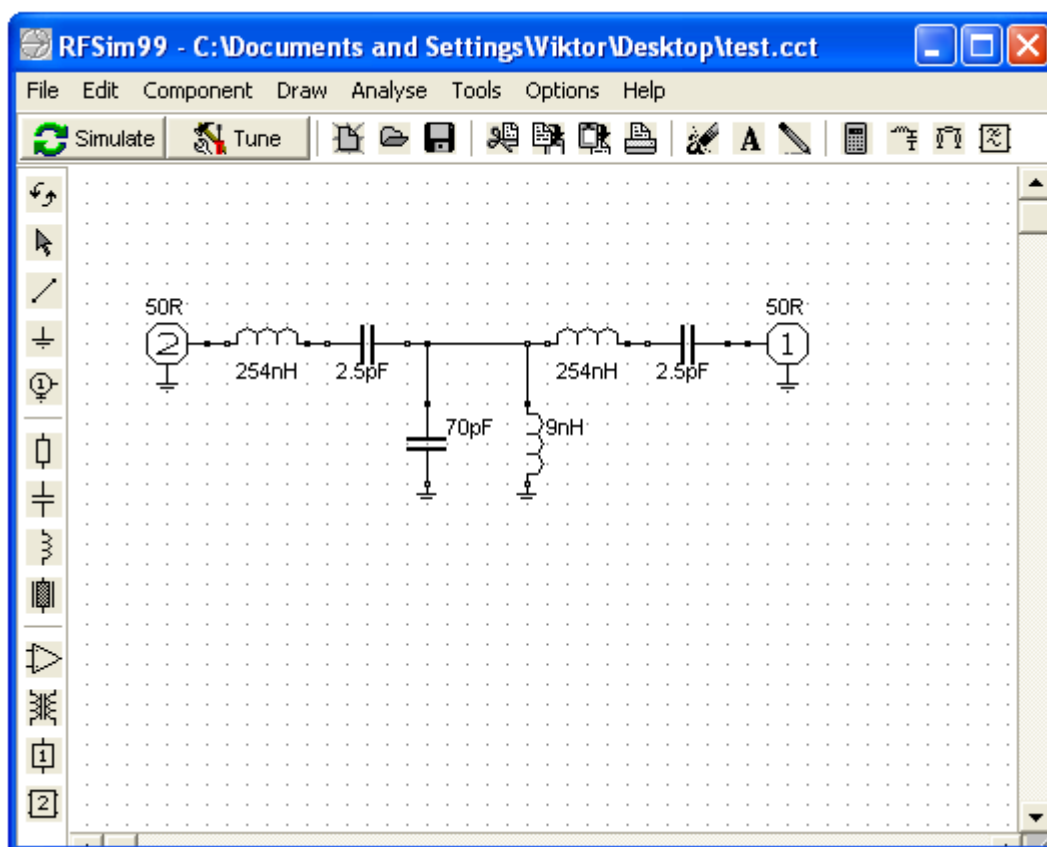


Obr. 27: Schéma zesilovače AR305 [23]

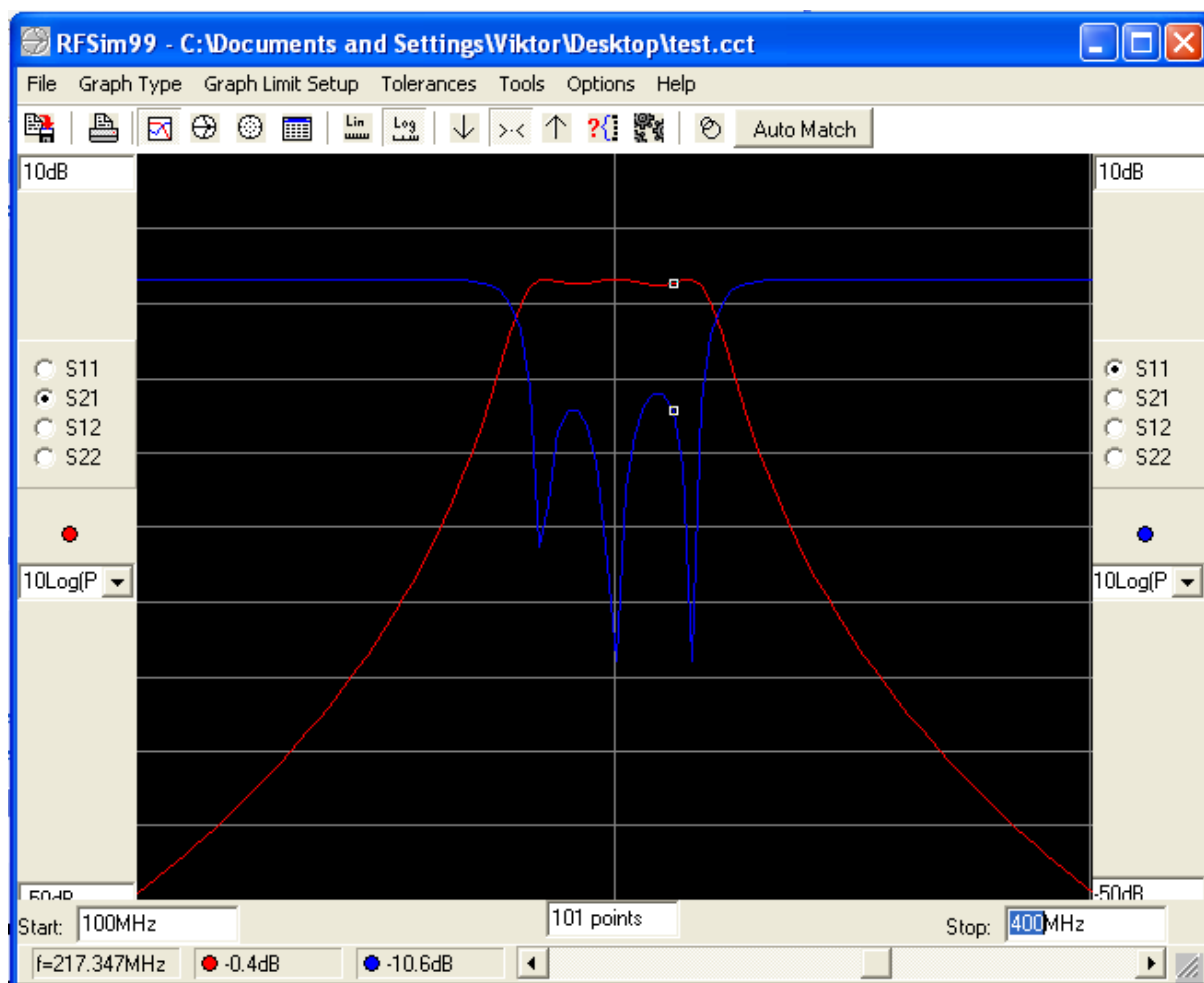
5. Návrh a analýza obvodů s programem RFSim99

Simulační program RFSim99 je v kategorii programů “freeware“. Program je vhodný na analýzu frekvenčních charakteristik pasivních obvodů. Obvod se nejprve definuje v editoru schémat (viz Obr. 28), kde se zadávají i hodnoty jednotlivých součástek i s tolerancemi. K dispozici jsou všechny pasivní součástky i operační zesilovače. Prvek lze také definovat pomocí S parametrů.

Po nakreslení schématu, vložením všech parametrů a přepnutím tlačítka “Simulate“ se program přepne na analýzu obvodu a ihned jsou zobrazeny výsledky (viz Obr. 29). Zde se nastavují limitní frekvence, zobrazení S parametrů a velikost stupnice. Také je možné zvolit způsob zobrazení – pravoúhlé, polární souřadnice, tabulka či Smithův diagram [9].



Obr. 28: Editor schémat



Obr. 29: Analýza obvodu

6. Závěr

6.1 Porovnání zesilovačů v pásmu KV a VKV

Jak již bylo výše uvedeno, čím je vyšší pracovní frekvence, tím více se projevují různé parazitní vazby, indukčnosti a kapacity. Některé hodnoty nabudou velkého významu. To vede k používání speciálních součástek nebo používání úseku vedení, které nahrazují RC.

6.2 Porovnání elektronkových koncových stupňů

Základní konstrukční částí je anodový obvod. Pro frekvence v pásmu KV je to π - článek nebo jiný LC obvod, pro pásmo VKV jsou to speciální rezonátory či se využívá rezonance cívky (mezizávitové kapacity).

Anodové tlumivky pro pásma KV musejí mít co největší reaktanci na nejnižším kmitočtu a zároveň musí mít vlastní sériovou a paralelní rezonanci nad maximálním pracovním kmitočtem.

Elektronky pro pásma VKV se používají speciální majákové, které mají omezení indukčností přívodů zavedením kroužkových vývodů elektrod.

6.3 Porovnání tranzistorových zesilovačů

Použitý materiál na substrát desky plošných spojů se pro nižší kmitočty používá klasického cuprextitu a na vyšší kmitočty nebo velké výkony, kde se používá pásková vedení stripline, a je používán materiál substrátu PTFE (teflon - polytetrafluorethylen).

Tranzistory určené pro pásmo KV mohou být klasické THT, nebo ve speciálních pouzdrech případně dva v jednom pouzdře tzv. "gemini". Tranzistory používané v pásmu VKV jsou výhradně po dvojicích v jednom pouzdře (gemini).

Členy impedančně přizpůsobující stupeň jsou rozdílné hlavně počtem závitů (resp. délkami vodičů).

6.4 Porovnání tranzistorových a elektronkových zesilovačů

Tranzistory mají oproti elektronkám daleko menší rozměry. Nároky na elektrickou pevnost součástek jsou malé, napájecí napětí pro tranzistorové zesilovače jsou řádově

v desítkách V. Napájení zesilovačů lze bez problémů realizovat impulsními zdroji. Nevýhodou tranzistorových zesilovačů je nemožnost přetížení a to ani krátkodobého.

Elektronkové zesilovače mají velké nároky na elektronickou pevnost součástek, protože napájecí napětí je řádově v kV. Kvůli této skutečnosti platí v zesilovačích přísné předpisy práce s vysokým napětím. Napájecí zdroje se kvůli vysokému napětí nemohou realizovat jako impulsní, jsou tedy realizovány klasickými transformátory, které mají například více sekundárních vinutí, které je po usměrnění a filtraci řazeno sériově. Nebo je napětí z transformátoru zvýšeno půlplným zdvojovačem (Delonův zdvojovač). Elektronkové zesilovače lze rozumně přetěžovat, aniž by došlo k destrukci. Výkonné elektronkové stupně vyžadují účinný chladicí systém. Chladicí médium se používá buď vzduch, nebo kapalina.

7. Použitá literatura

Knižní zdroje:

- [1] Kamínek, K. a kolektiv: *Amatérská Radiotechnika I. díl*, Vydavatelství NAŠE VOJSKO, 510 s., Praha II 1954
- [2] Major, R.: *Malá Radiotechnika*, SNTL – nakladatelství technické literatury, 410 s., Praha 1959
- [3] Hnátek, R.: *Amatérské rádio A3/86*; Vydavatelství NAŠE VOJSKO, 111-112 s., Praha 1986
- [4] Moerder, C., Henke, H.: *Praktické výpočty v tranzistorové technice*, SNTL – nakladatelství technické literatury, 182 s., Plzeň 1978.
- [5] Bowick, C.: *RF circuit design*, Newnes, 176 s., United States of America 1997.
- [6] Kábele, J., Hanák, J., Melezinek, A.: *Vysokofrekvenční technika*, SNTL – nakladatelství technické literatury, 458 s., Praha 1966.
- [7] Mašek, V.: *Přednášky z amatérské radiotechniky*, ÚV svazu pro spolupráci s armádou, 88 s., Praha 1980
- [8] radioklub OK1KRQ.: *Seminář raioamatérů západočeského kraje Klínovec 88*, 80 - 81 s., Klínovec 1988
- [9] Havliš, P., *Praktická elektronika A-Radio*, Amaro spol. s.r.o., 37 s., Praha 2005

Internetové zdroje:

- [10] [online].[cit. 2012-05-22]. Dostupné z <http://www.macomtech.com/DataSheets/MRF151A.pdf>
- [11] [online].[cit. 2012-05-21]. Dostupné z <http://www.mathworks.com/access/helpdesk/help/techdoc/matlab.html>
- [12] [online].[cit. 2012-06-01]. Dostupné z <http://k315.feld.cvut.cz/vyuka/matlab/uvod.html>
- [13] [online].[cit. 2012-06-01]. Dostupné z http://www.ok2kkw.com/zdroj_predpeti_elektronky.htm
- [14] [online].[cit. 2012-04-18]. Dostupné z http://rbsfm.org/am/index.php?option=com_content&task=view&id=527&Itemid=29
- [15] [online].[cit. 2012-06-01]. Dostupné z <http://ok1gth.nagano.cz/piclanek.pdf>
- [16] [online].[cit. 2012-06-02]. Dostupné z <http://ok1gth.nagano.cz/programy/pi%20clanek.xls>

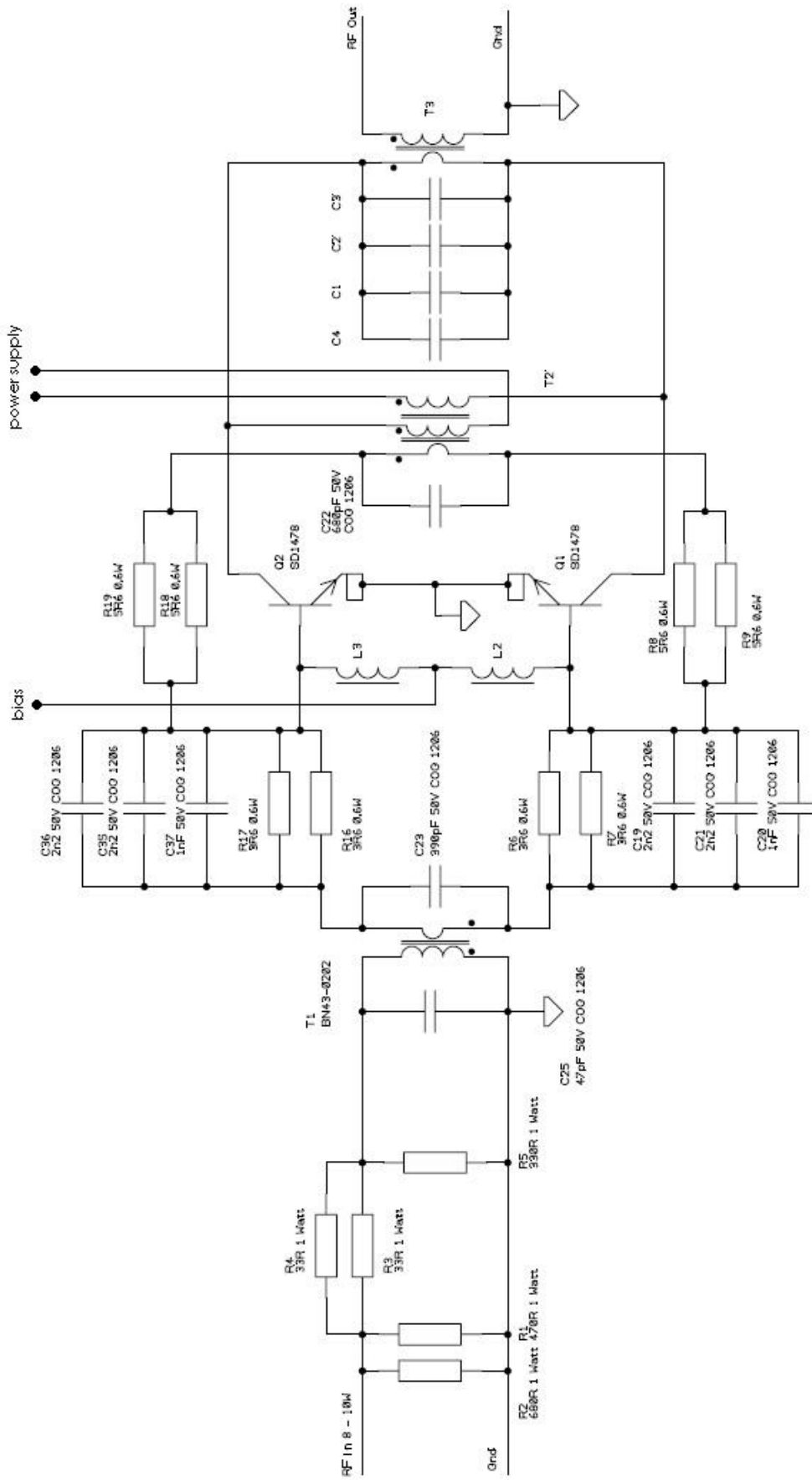
- [17] [online]. [cit. 2012-06-02]. Dostupné z <http://ok1gth.nagano.cz/gi46/gi46b.pdf>
- [18] [online]. [cit. 2012-06-02]. Dostupné z <http://ok1gth.nagano.cz/gs2010.pdf>
- [19] [online]. [cit. 2012-06-03]. Dostupné z <http://www.datasheetdir.com/50-Mhz-250w-Amplifier-Using-Push-pull-18-Arf448a+Application-Notes>
- [20] [online]. [cit. 2012-06-03]. Dostupné z http://www.webalice.it/romano.cartoceti/images/IRF510%20IK4AUY-I4FAF%20RF%20AMPLI_2000.jpg
- [21] [online]. [cit. 2012-06-04]. Dostupné z <http://www.qsl.net/yu1aw/>
- [22] [online]. [cit. 2012-06-04]. Dostupné z http://www.urel.feec.vutbr.cz/~raida/beva/lecture/lect_05.pdf
- [23] [online]. [cit. 2012-05-29]. Dostupné z http://communication-concepts.com/new_page_14.htm
- [24] [online]. [cit. 2012-05-30]. Dostupné z <http://www.radio-foto.net/radio/balun.php>
- [25] [online]. [cit. 2011-08-10]. Dostupné z <http://www.italab.it/>
- [26] [online]. [cit. 2012-06-07]. Dostupné z <http://alfaelektronky.cz/>

8. Přílohy



Uh 12.6 V @ 1.925 +/- 0.125 A
Input capacitance 11.1 +/- 1.1 pF
Output capacitance 4.6 +/- 0.4 pF
Feed-through $\leq 0.075 \pm 0.02$ pF
Ua 2.5 kV (peak 9 kV !!!)
Ug1 -400 ... +80 V
Ic 0.6 A
Pa 350 W
Pg1 7 W
total weight 170 g

Obr. 30: Elektronka GI7B a její základní parametry [26]



Obr. 31: Schéma tranzistorového zesilovače push-pull [20]