

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

Ústav radioelektroniky

Lineární výkonový zesilovač vysílače v pásmu L

diplomová práce

Obor: Elektronika a sdělovací technika

Jméno diplomanta: Pavel HANÁK

Vedoucí diplomové práce: Doc. Ing. Miroslav Kasal, CSc.

Brno University of Technology
Faculty of Electrical Engineering and Communication
Department of Radio Electronics

L-Band Linear Power Amplifier

Diploma Thesis

Specialization of study: Electronics & Communication
Author: Pavel Hanák
Supervisor: Dr. Miroslav Kasal

ABSTRACT

The objective was to design and construct a linear power amplifier with following parameters: Central frequency 1269 MHz, output power 40 W and linear power gain at least 13 dB at supply voltage of 13,8 V. Two 50 Ω N-type RF connectors were required as input and output of the amplifier. Two RF power amplifier modules Mitsubishi M57762 were purchased to achieve this goal (see datasheet at the end of the thesis). Each module is capable of delivering up to 20 W of power in frequency band between 1,24 and 1,3 GHz. The two modules were coupled by microstrip branchline couplers to work in parallel into common load. Thus required output power of 40 W was achieved. After completion of design of all mechanical parts, the amplifier was constructed and some basic measurements were done. Linear power gain of the finished amplifier is around 16 dB in the entire band of the modules. Therefore, requirements stated above were met. Intermodulation distortion of 3rd order is -20 dBc at the central frequency of 1269 MHz.

Second part of this thesis discusses the possibility of creating the amplifier using Motorola RF LDMOS transistor MRF9210. Doing so would not be without issues, as the transistor is designed for band of 880 MHz only. Nevertheless, a viable solution was found.

The finished amplifier with M57762 modules is currently used in communication system for experimental space satellite P3D.

ÚVOD

Zesilovač je určen pro výkonové zesílení uplinku pozemní stanice při komunikaci s experimentální družicí P3D. Povelky pro družici ve formě binárního signálu jsou vysílány na střední frekvenci okolo 1269 MHz. Data jsou nejdříve modulována modulací PSK na pomocnou nosnou 1600 Hz. Bitová rychlost je 400 Bd. Tento signál je pak modulací SSB-SC namodulován na hlavní nosnou 1269 MHz. Při uvážení postranních čar spektra modulace PSK je šířka pásma takto vzniklého signálu přibližně 5 kHz.

Úkolem bylo navrhnout zesilovač s parametry podle zadání. Za tímto účelem byly zakoupeny VF moduly Mitsubishi, které jsou pro dané pásmo určeny. S těmito moduly byl zesilovač úspěšně navržen a zkonstruován. Součástí diplomové práce bylo rovněž prozkoumání možností návrhu zesilovače s výkonovým tranzistorem technologie LDMOS.

1. ZESILOVAČ S MODULY MITSUBISHI M57762

1.1 Moduly Mitsubishi M57762

Moduly M57762 jsou monolitické VF zesilovače pro pásmo 1240 – 1300 MHz. Obsahují tři zesilovací stupně pracující ve třídě AB. Lineární výkonový zisk je vyšší než 13 dB, při maximálním výstupním výkonu 20 W. Vstupní i výstupní impedance modulu jsou 50 Ω, což velmi usnadňuje jejich použití. Katalogové listy modulů jsou v příloze 1.

Pouzdro modulu má pět vývodů – vstup, výstup a tři napájecí vývody. Šestý (zemní) vývod je tvořen zadní kovovou částí modulu, která zároveň slouží pro odvod tepla.

První zesilovací stupeň má samostatné napájení (vývod 2), zbylé dva společné (vývod 4). Napájecí napětí druhého stupně nesmí překročit napětí prvního. Napájecí proud prvního stupně je okolo $I_{CC1} = 0,5$ A, celkový napájecí proud modulu při plném vybuzení překračuje 5 A při $U_{CC} = 13,8$ V. Vývod 3 je přívod předpětí U_{BB} pro nastavení pracovního bodu aktivních prvků modulu a je společný pro všechny stupně. Tento vývod je možné využít k vyřazení funkce modulu a snížení klidového odběru – při $U_{BB} = 0$ V jsou všechny aktivní prvky zavřeny. Výrobce doporučena hodnota předpětí pro optimální funkci je $U_{BB} = 9$ V.

Všechny napájecí vstupy musí být těsně u pouzdra modulu blokovány kondenzátory. V konstrukcích jsou vždy použity tři kondenzátory paralelně, nejčastěji tantalový 10 μF a dva keramické 47 nF a 1 nF. Menší kondenzátory kompenzují vliv parazitních parametrů větších. Pro lepší filtraci bývá v některých konstrukcích do napájení prvního stupně zařazena tlumivka. Její použití ale není nutné a ve většině konstrukcí zcela chybí [6], [7], [8], [13].

K dosažení požadovaného výstupního výkonu (40 W) je nutné budít moduly poměrně velkým výkonem – P_{in} musí být okolo 0,8 až 0,9 W pro každý modul. Zároveň však vstupní výkon P_{in} nesmí překročit 2 W, jinak hrozí destrukce modulů.

Účinnost modulů je při $f = 1270$ MHz okolo 35%. Při požadovaném výstupním výkonu 40 W to znamená, že ztrátový tepelný výkon zesilovače se pohybuje okolo 75 W a celkový příkon bude přibližně 115 W. Výpočtu chladiče bude věnována samostatná část. S tímto bodem rovněž souvisí potřeba ochránit moduly před případným přehřátím.

1.2 Možnosti spojení výkonu modulů M57762

Pro dosažení požadovaného výstupního výkonu 40 W bylo nutné zajistit spolupráci dvou modulů M57762 do společné zátěže. Bylo tedy nutné najít způsob jak vstupní signál rozdělit, zesílit a poté opět sloučit do výstupu. V literatuře je popsáno několik struktur, které jsou schopny tuto funkci zajistit, z nejnámějších jsou to např. odbočnice z vázaných vedení, Langeho odbočnice, kruhové a příčkové vazební členy či Wilkinsonovy děliče výkonu.

Moduly M57662 jsou uzpůsobeny pro montáž „naplocho“ - umístění vývodů je navrženo pro použití v tzv. mikropáskových obvodech. Bylo tedy nutné seznámit se s vlastnostmi a postupem návrhu takových obvodů.

1.3 Mikropásková vedení

Mikropásková vedení patří mezi planární struktury. Existuje několik základních typů těchto vedení, v tomto projektu byl použit nejjednodušší z nich, tzv. nesymetrické mikropáskové vedení (microstrip). Tato vedení se v běžné praxi realizují na oboustranně plátovaných deskách plošných spojů, s přesně definovanou tloušťkou a vlastnostmi dielektrika. Jedna vrstva pokovení vždy slouží jako zemnicí a samotné vedení a prvky obvodů se realizují jako pásy potřebných tvarů ve vrstvě druhé.

Řešení parametrů nesymetrických mikropáskových vedení je poměrně komplikované. Pro technickou praxi odvodilo vzorce pro analýzu a syntézu těchto vedení hned několik autorů, různými metodami [2], [3], [4], [5]. Zde jsou uvedeny jen konečné vzorce.

Při návrhu (syntéze) vedení jsou k dispozici tyto údaje:

- relativní permitivita dielektrika nosného materiálu ϵ_r
- tloušťka desky nosného dielektrického materiálu h
- pracovní (střední) kmitočet f_0
- požadovaná vlnová impedance vedení Z_0

Hledáme šířku mikropásků w . Výpočet šířky mikropásku se liší podle toho, zda platí $w/h > 1$ nebo $w/h < 1$. Ukázalo se, že při impedancích uvažovaných v tomto projektu vždy s dostatečnou rezervou platilo $w/h > 1$.

I když pro samotný výpočet finálních rozměrů vedení bylo použito specializovaného návrhového programu, alespoň pro prvotní orientaci bylo provedeno několik výpočtů pomocí dále uvedených vztahů.

Literatura [3] a [4] pro výpočet požadované šířky pásku w udává:

Podle Wheelera

$$\frac{w}{h} = \frac{120\pi}{Z_0\sqrt{\epsilon_r}} - \frac{2}{\pi} - \left(\frac{2}{\pi} - \frac{\epsilon_r - 1}{3,7 \cdot \epsilon_r} \right) \cdot \ln \left(\frac{120\pi^2}{Z_0\sqrt{\epsilon_r}} - 1 + 1,48 \cdot \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r} \right) \quad (1.1)$$

Podle Hammerstada

$$\frac{w}{h} = \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\varepsilon_r - 1}{2\varepsilon_r} \cdot \left[\ln(B - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{\varepsilon_r} \right] \right]$$

kde

$$B = \frac{60\pi^2}{Z_0 \sqrt{\varepsilon_r}} \quad (1.2)$$

Přesnost obou vztahů je okolo 1%.

Pro začátek byly vypočítány rozměry jednoduchého mikropáskového vedení o základní impedanci $Z_0 = 50 \Omega$. Pro použití v projektu byl použit materiál IsoClad firmy Arlon s parametry: $\varepsilon_r = 2,20 \pm 0,04$; $h = 0,062'' = 1,575 \text{ mm}$.

Po dosazení do vztahů (1) a (2) vyšel poměr podle Wheelera $w/h = 3,081$ a podle Hammerstada $w/h = 3,091$. Tomu odpovídá šířka pásků $w = 4,868$ resp. $4,852 \text{ mm}$. Při možné přesnosti výroby pásku běžnými metodami $\pm 0,05 \text{ mm}$ [2] je tento rozdíl zanedbatelný.

Výrobce materiálu IsoClad udává hodnotu relativní permitivity $\varepsilon_r = 2,20 \pm 0,04$. Je vhodné ověřit vliv tolerance relativní permitivity zadaného materiálu. Uvažme případ že šířka pásku byla vypočtena pro $\varepsilon_r = 2,20$ ($w = 4,868 \text{ mm}$). Vlnová impedance vedení se při obou nejhorších možných odchylkách permitivity ($\varepsilon_r = 2,16$ a $2,24$) změní na hodnoty $Z_0 = 50,5$ resp. $49,7 \Omega$. Tolerance relativní permitivity materiálu se tedy projeví zvětšením či zmenšením vlnové impedance vedení přibližně o $0,4 \Omega$, tj. $0,8 \%$. Takováto chyba se však zcela ztrácí v chybách způsobených nepřesnostmi výroby [2].

Vztah (1.1) však byl odvozen za určitých zjednodušujících předpokladů a proto je nutné výsledné hodnoty korigovat. První z prováděných korekcí bývá kmitočtová korekce. Pracovní kmitočet navrhovaného zesilovače ($\approx 1,3 \text{ GHz}$) je však natolik nízký, že tuto korekci není nutné provádět. Druhou korekcí je vliv nenulové tloušťky horního pásku vedení – vztah (1.1) je totiž odvozen pro nulovou tloušťku pokovení t . Pro tuto korekci je uváděn vztah

$$\Delta w = \frac{t}{\pi} \left(1 + \ln \frac{2h}{t} \right) \quad (1.3)$$

Vztah (1.3) je platný pouze pro případ, kdy $w/h \geq 1/2\pi$, což je na zadaném materiálu vždy dobře splněno. Takto vypočtenou hodnotu Δw je nutné přičíst k šířce pásku vypočtené dle (1.1).

Použitý materiál IsoClad má jako vodivou vrstvu měď o tloušťce $t = 0,03 \text{ mm}$. Po dosazení do (1.3) dostáváme $\Delta w = 0,054 \text{ mm}$. O tuto hodnotu tedy bylo nutné zvětšit všechny vypočtené šířky pásků.

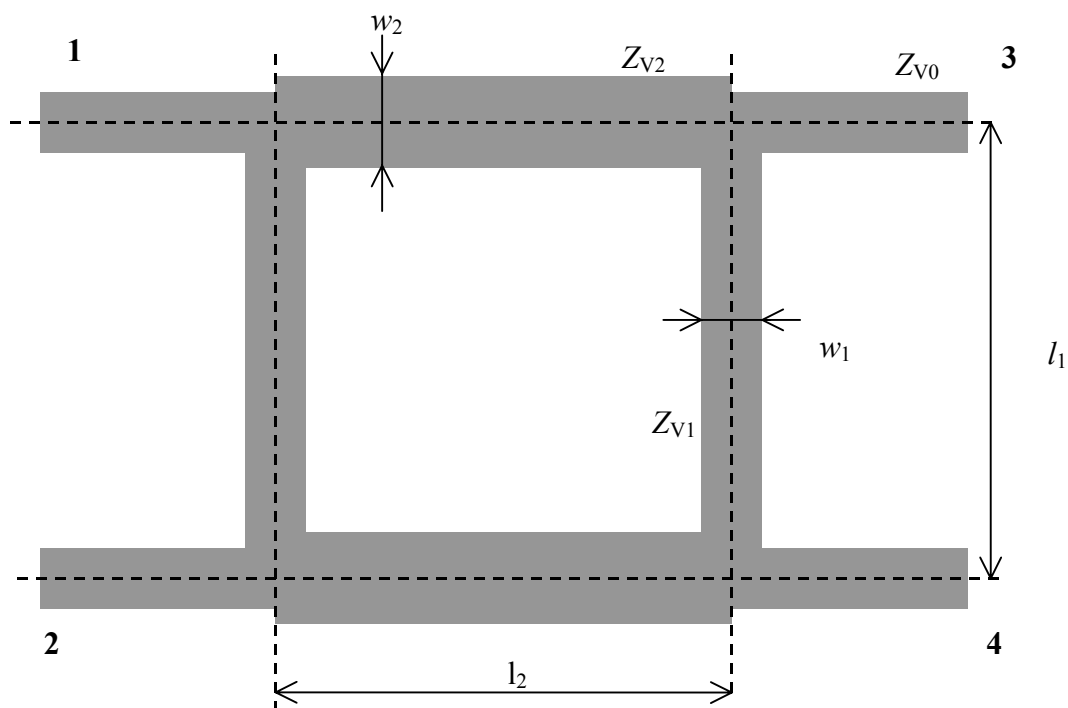
1.4 Vazební členy a jejich vlastnosti

Jak již bylo uvedeno, na vstupu a výstupu zesilovače musí být zařazeny obvody, které výkon nejdříve rozdělí do obou modulů M57762 a poté opět spojí. Je popsáno několik druhů těchto členů, nicméně ne všechny jsou vhodné pro použití v tomto projektu. Členy se dělí podle druhu směrovosti (jsou známy tři druhy směrovosti, viz [2]), s čímž mj. souvisí i prostorové rozložení

vstupů a výstupů vazebních členů. Ne všechny druhy jsou zcela vhodné k dělení výkonu na polovinu, jiné jsou konstrukčně složitější. Aby byl návrh a výroba co nejjednodušší, přicházejí v úvahu pouze dva, a to 3 dB příčkový vazební člen (tzv. hybrid) nebo soufázový (Wilkinsonův) dělič výkonu. Wilkinsonův dělič výkonu ke své činnosti potřebuje pevný rezistor a jeho návrh se tím pádem komplikuje. Naproti tomu příčkový vazební člen je kompletně tvořen pouze mikropáskovými vedeními. Proto bylo rozhodnuto, že v tomto projektu budou použity právě příčkové vazební členy.

Pro účely tohoto projektu byl zapotřebí člen, který by byl schopen dělit vstupní výkon na polovinu, tj. vazební útlum (značen v literatuře C) i průchozí útlum (značen IL) jsou rovny 3 dB. Návrh takových členů je relativně jednoduchý a jejich parametry jsou dobré, viz [2] a [5].

Příčkový vazební člen (obr. 1.1) má směrovost 1. druhu, tj. výkon přivedený na bránu 1 se (v ideálním případě rovnoměrně) rozdělí do bran 3 a 4. V tomto případě se tedy za průchozí útlum IL považuje jeho hodnota mezi branami 1 a 3 a za vazební útlum C hodnota mezi branami 1 a 4. Fáze signálu v bráně 4 je přitom oproti bráně 3 zpožděna o 90° . V ideálním případě by měla být izolace (útlum) brány 2 od brány 1 nekonečně velký, samozřejmě za předpokladu, že brána 2 je dokonale zakončena.



Obr.1.1: Příčkový vazební člen

Návrh rozměrů a impedancí tohoto členu je podrobně rozebrán v [2] či [5]. Požadované velikosti impedancí ramen udávají vztahy

$$C = 20 \cdot \log \frac{1}{|S_{14}|} = 20 \cdot \log \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{Z_{V2}}{Z_{V0}}\right)^2}} \quad [\text{dB}]$$

$$IL = 20 \cdot \log \frac{1}{|S_{13}|} = 20 \cdot \log \frac{Z_{V0}}{Z_{V2}} \quad [\text{dB}] \quad (1.4), (1.5), (1.6)$$

$$\left(\frac{Z_{V0}}{Z_{V2}}\right)^2 - \left(\frac{Z_{V0}}{Z_{V1}}\right)^2 = 1$$

Za pomoci těchto vztahů je možné provést výpočet požadovaných impedancí a tedy i rozměrů hybridního členu. Pro dosažení $C = IL = 3$ dB musí platit:

$$Z_{V1} = Z_0$$

$$Z_{V2} = \frac{Z_0}{\sqrt{2}}$$

$$l_1 = \frac{\lambda_{g1}}{4}$$

$$l_2 = \frac{\lambda_{g2}}{4}$$

Z hodnot impedancí je již možné vypočítat potřebné šířky a délky pásků na daném materiálu. Výchozí hodnoty pro syntézu tedy jsou

$$\varepsilon_r = 2,20$$

$$h = 0,062" = 1,5748 \text{ mm}$$

$$Z_0 = Z_{V1} = 50 \Omega$$

$$Z_{V2} = \frac{Z_0}{\sqrt{2}} = 35,36 \Omega$$

$$f_0 = 1269 \text{ MHz}$$

Po provedení výpočtů a provedení korekce na tloušťku jsou výsledné hodnoty tyto:

$$w_0 = w_1 = \underline{\underline{4,92 \text{ mm}}}$$

$$w_2 = \underline{\underline{7,97 \text{ mm}}}$$

$$\varepsilon_{ef r0} = \varepsilon_{ef r1} = 1,90$$

$$\varepsilon_{ef r2} = 1,96$$

$$\lambda_{g0} = \lambda_{g1} = 0,171 \text{ m}$$

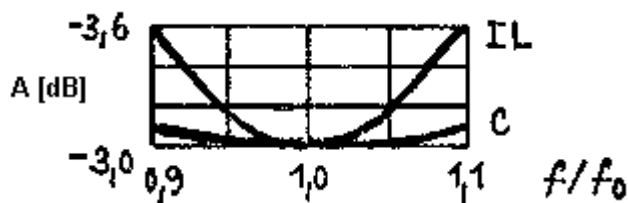
$$\lambda_{g2} = 0,169 \text{ m}$$

$$l_1 = \underline{\underline{42,9 \text{ mm}}}$$

$$l_2 = \underline{\underline{42,2 \text{ mm}}}$$

Výsledné rozměry vazebního členu jsou tedy vyšly přijatelné.

Příčkový vazební člen však dosahuje ideálních parametrů pouze pro jediný kmitočet. Při změně kmitočtu se mění i hodnoty vazebního (C) a přímého útlumu (IL). Graficky jsou tyto změny vyjádřeny na obr. 1.2 (převzato ze [4]). Je patrné, že průchozí útlum klesá rychleji než útlum vazební.



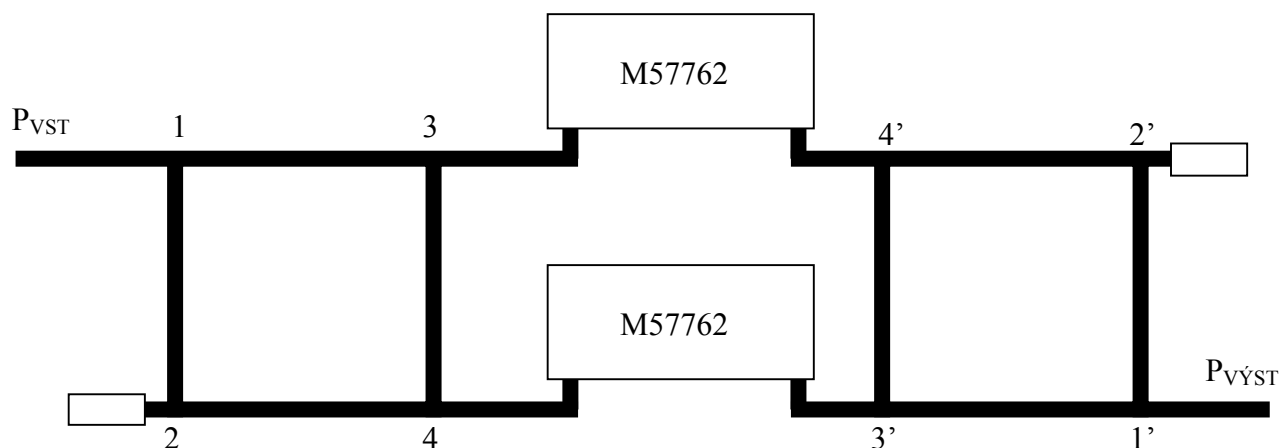
Obr. 1.2: Frekvenční závislost průchozího a vazebního útlumu

Dále se projevuje vliv přechodů mezi vedeními s různými vlnovými impedancemi. Ve frekvenčních charakteristikách se to (mimo jiné) projevuje tak, že vrcholy přímého a vazebního útlumu neleží na stejné frekvenci a navíc samotné křivky nejsou symetrické podle středního kmitočtu. O těchto jevech se okrajově zmiňuje [5]. Pro tvarovou optimalizaci těchto impedančních přechodů a celých příčkových vazebních členů se v praxi využívá specializovaných programů [4].

Jedním vazebním členem je nutné výkon rozdělit a po zesílení v modulech M57762 jiným členem opět spojit, viz. uspořádání podle obr. 1.3.

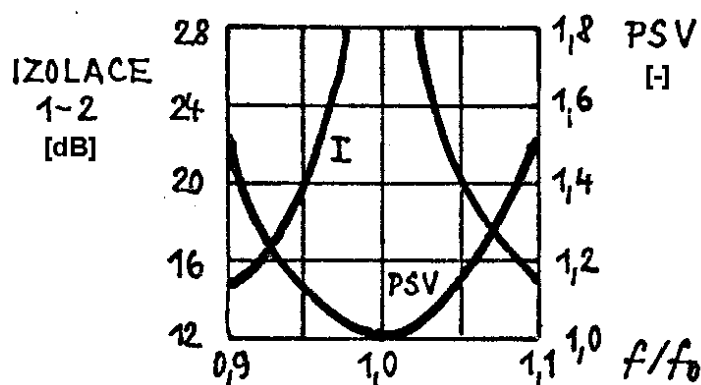
U tohoto uspořádání musíme zjistit, kde se nachází výstup soustavy. Proto bylo použito velice zjednodušující úvahy: mezi každými dvěma sousedními branami (či uzly) členu je fáze signálu zpožděna o 90° (délka každého úseku je $\lambda_g/4$). Signál na bráně 3 je zpožděn o 90° , na bráně 4 o 180° oproti bráně 1. Pokud budeme (pro zjednodušení) uvažovat nulový fázový posuv modulů M57762 a prívodů, přichází bránu 4' signál s posuvem 90° , a na bránu 3' se 180° . Na bránu 2' tedy přichází signál z brány 4' s fází 180° a z brány 3' s fází 360° - signály jsou v protifázi, a odečtou se. Z toho tedy plyne, že brána 2' je izolována a musí být zakončena. Na bránu 1' přichází signál z brány 4' s fází 270° a z brány 3' rovněž s fází 270° , signály se sčítají. Z brány 1' musí tedy být odebrán výstupní signál. V obr. 1.3 je již zakresleno výsledné uspořádání.

Aby mohla soustava správně pracovat, je bezpodmínečně nutné zajistit, aby všechna vedení od modulů M57762 k vazebním členům byla na každé straně naprosto stejně dlouhá a nedocházelo tak k nežádoucím fázovým posuvům.



Obr. 1.3: Návrh uspořádání zesilovače

Tento ideální stav ale platí pouze při středním kmitočtu f_0 , tj. kmitočtu pro který byly vypočteny délky ramen členu. Při přivedení signálů o jiných kmitočtech se fázové poměry v členu změní. Signály na jednotlivé brány již nepřicházejí v požadovaných fázích (nesčítají a neodečítají se přesně) a tím dochází ke zvětšování útlumu obvodu, jak to ukazuje obr. 1.2. Průchozí a vazební útlum se začnou zvětšovat a na bráně 2 (kde je v ideálním případě nulový výkon) se objeví část výkonu ze vsupu. Fázový rozdíl mezi branami 3 a 4 rovněž přestává být 90° . Při rozkreslení situace při změnách fáze v obvodu podle obr. 3 se však ukázalo, že tato skutečnost vůbec nevádí. Na bráně 1' jsou signály z obou „vstupních“ bran 3' a 4' opět ve fázi, v ideálním případě bez ohledu na kmitočty. Na bráně 2' se však ztrácí část přenášeného výkonu. Literatura [4] vyjadřuje podíl ztraceného výkonu poměrem stojatých vln a izolací (útlumem mezi branami 1 a 2), viz obr. 1.4. Při výstupním výkonu okolo 40 W může být výkon ztracený v (přizpůsobovací) zátěži poměrně velký a brána tedy musí být zakončena zátěží, která tento výkon snese.



Obr. 1.4: Frekvenční závislost izolace a poměru stojatých vln na bráně 2

Z obrázků 1.2 a 1.4 tedy vyplývá, že vazební člen má omezené pracovní pásmo. Nejvíce omezující je pokles přímého útlumu IL. Naštěstí v navržené soustavě (obr. 1.3) jsou navzájem propojeny přímé a vázané brány (3 - 4' a 4 - 3'), takže strmost poklesu je stejná. Literatura [3]

udává, že pro praktické využití (z hlediska útlumu i poměru stojatých vln) je využitelná šířka pásma přibližně do 5% f_0 . Vzhledem k omezené šířce pásma samotných modulů M57762 (1240 - 1300 MHz) je šířka pásma hybridních členů dostačující. Existují sice úpravy, pomocí kterých je možno dosáhnout zvětšení pásma členů [4], avšak jejich použití by bylo v tomto projektu zbytečné. Tyto úpravy navíc vyžadují další plochu.

Závažnější problém může představovat hodnota poměru stojatých vln, obzvláště na vstupech modulů M57762 – zde hodnota nesmí překročit 2,0.

Při posuzování použitelné šířky pásma (pokles o 3 dB) je však nutné vzít v úvahu i útlum vznikající v samotných mikropáskových vedeních. V praxi se používá veličina měrného útlumu, v decibelech nebo neperech na metr délky. Na uvažovaném kmitočtu se uplatňují dva útlumy a to útlum vlivem ztrát ve vodičích a útlum vlivem dielektrika. Ve [4] jsou uvedeny vztahy (1.7), (1.8) pro výpočet těchto útlumů, v jednotkách Np/m.

$$\alpha_r = 6,1 \cdot 10^{-5} \cdot \frac{R_S \cdot Z_0}{h} \left[1 + 0,44 \cdot \left(\frac{h}{w} \right)^2 + 6 \cdot \left(\frac{h}{w} \right)^2 \cdot \left(1 - \frac{h}{w} \right)^5 \right] \cdot \left(1 + \frac{w}{h} + \frac{1}{\pi} \cdot \ln \frac{2h}{t} \right) \quad [\text{Np/m}] \quad (1.7), (1.8)$$

$$\alpha_d = \frac{\omega \cdot \sqrt{\epsilon_0 \mu_0}}{2} \cdot \frac{\epsilon_r}{\epsilon_r - 1} \cdot \frac{\epsilon_{efr} - 1}{\sqrt{\epsilon_{efr}}} \cdot \text{tg } \delta \quad [\text{Np/m}]$$

Celkový útlum vedení v Np/m je dán součtem těchto dvou hodnot.

1.5 Návrh a simulace příčkových vazebních členů

Pro samotný návrh hybridních členů bylo použito simulačního program Serenade Desktop 8.5. Tento program v sobě zahrnuje i nástroj pro analýzu a syntézu vedení přesnými numerickými metodami, – Transmission Line Designer (TRL). Tento program byl použit k výpočtu šířek a délek pásek tvořících hybridní členy a přívodní vedení.

Byly zadány tyto vstupní parametry:

$$\epsilon_r = 2,20$$

$$h = 0,062" = 1,5748 \text{ mm}$$

$$t = 0,03 \text{ mm, materiál vodivé vrstvy měď}$$

$$f_0 = 1269 \text{ MHz}$$

Vedoucím projektu bylo určeno, že elektronika zesilovače bude chráněna kovovým krytem ve výšce 30 mm nad horní plochou chladiče. Přítomnost této kovové plochy je nutno vzít v úvahu při návrhu. Program TRL v sobě potřebnou korekci zahrnuje. Přibyl další parametr, a to $h_0 \doteq 30 - h = 30 - 1,5748 \doteq 28,4 \text{ mm}$. Bylo využito i možnosti zadat ztrátový činitel materiálu, v tomto případě $\text{tg } \delta = 0,001$.

Šířku pásků a jejich čtvrtvlnné délky poté program TRL vypočetl takto:

$$Z_0 = Z_1 = 50 \Omega :$$

$$w_0 = w_1 = \underline{\underline{4,79 \text{ mm}}}$$

$$l_1 = \underline{\underline{43,08 \text{ mm}}}$$

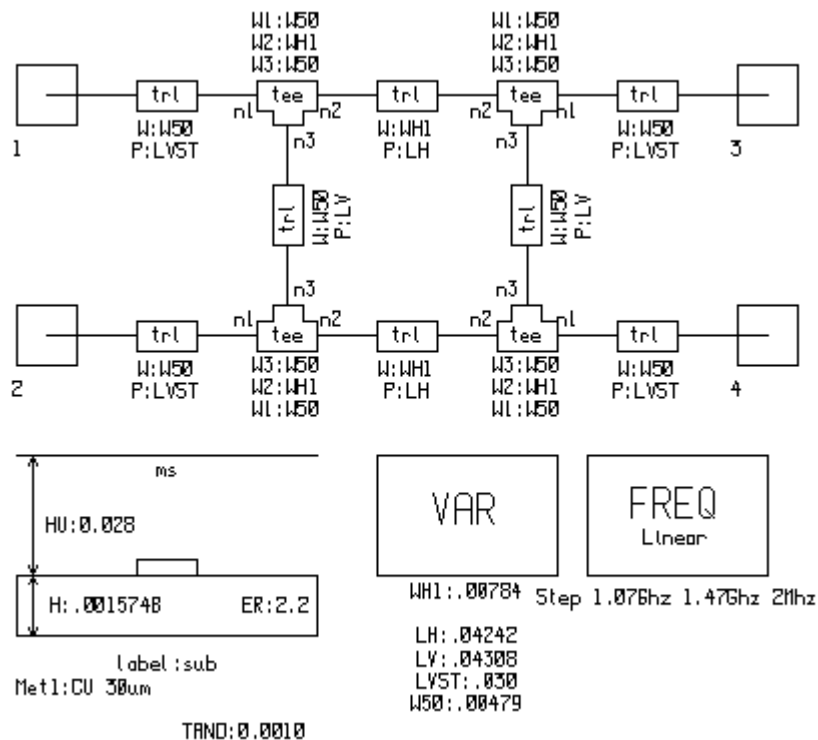
$$Z_2 = \frac{Z_0}{\sqrt{2}} = 35,355 \Omega :$$

$$w_2 = \underline{\underline{7,84 \text{ mm}}}$$

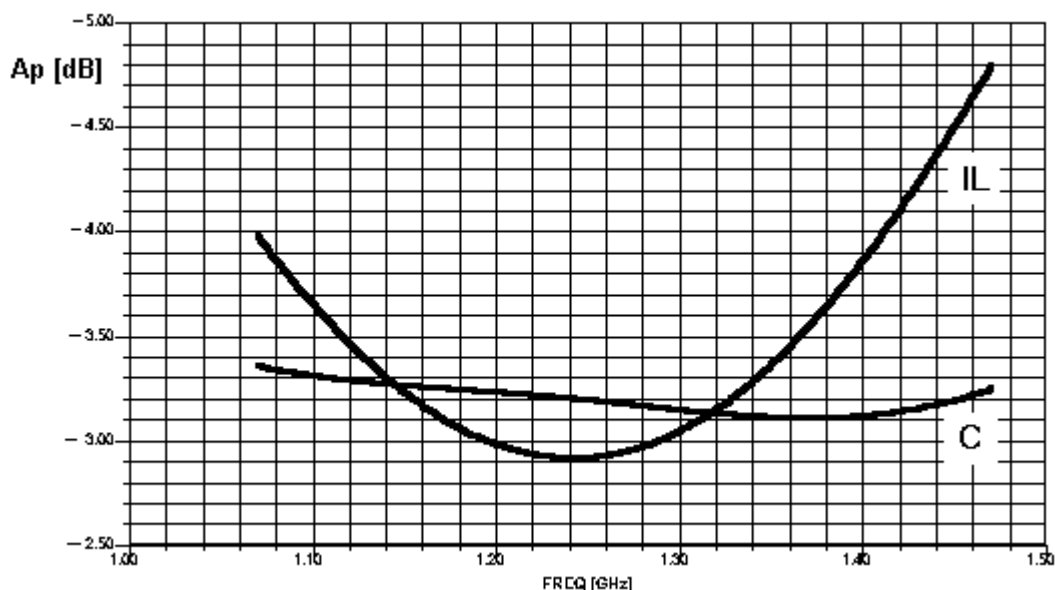
$$l_2 = \underline{\underline{42,42 \text{ mm}}}$$

Nyní bylo možné začít se simulacemi samotných hybridních členů. Program Serenade Desktop sice obsahuje model hybridního členu přímo jako jeden prvek, avšak jeho rozměry jsou definovány složitě a celkově bylo jeho použití pro první seznámení těžkopádné. Proto byl pro počáteční pokusy hybridní člen sestaven z jednoduchých vedení potřebných rozměrů a T-spojení. Bylo ověřeno, že takto sestavený obvod se chová zcela stejně jako výše zmíněný předdefinovaný model. Obvod byl dále doplněn o další potřebné prvky jako vstupní a výstupní vedení a prvky definující substrát, rozsah kmitočtové analýzy a také prvek pro definici proměnných. Zapojení pro simulaci je na obr. 1.5 – obvod je sestaven přímo z pásků vypočtených rozměrů a potřebných T-spojení. Délka vstupních a výstupních vedení byla pro začátek zvolena 30 mm.

Brány jsou číslovány stejně jako v předchozím textu a mají i stejné funkce, tj. 1 - vstupní, 2 - izolovaná a 3 a 4 výstupní. Délky a šířky jednotlivých pásků byly nastaveny přímo na hodnoty vypočtené programem TRL. Poté byla provedena simulace a vykreslení frekvenční charakteristiky přímého a vazebního útlumu. Jako výstupní proměnné byly použity decibelové hodnoty S-parametrů mezi požadovanými branami, tedy S13 a S14. Serenade Desktop umožňuje s proměnnými provádět další matematické operace, čehož bylo využito a vykreslovány byly přímo decibelové hodnoty útlumů C a IL (výpočet podle vztahů (1.4) a (1.5)). Avšak výsledek nebyl zdaleka takový, jak ho popisuje teorie. Maximum přenosu leželo na nižším kmitočtu než požadovaném. Kmitočtová charakteristika vazebního útlumu C byla zdeformována a rovněž hodnoty útlumů nebyly požadované 3 dB. Výsledek této simulace je na obr. 1.6. Bylo nutno zjistit, čím je toto chování způsobeno.



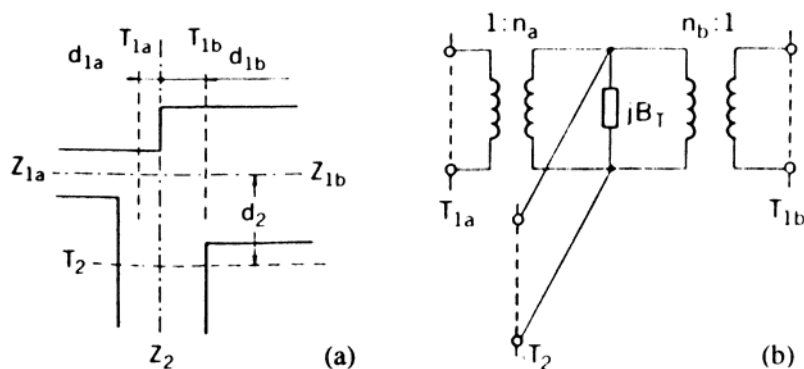
Obr. 1.5: Obvod pro simulaci v Serenade Desktop



Obr. 1.6: Frekvenční charakteristiky z první simulace

Literatura [5] se okrajově zmiňuje o negativním vlivu přechodů různých šířek vedení v T-spojení na funkci hybridního členu. Proto byl proveden pokus, při kterém byly prvky T-spojení ze simulačního obvodu odstraněny a vedení byla propojena přímo. Výsledky simulace takového obvodu se poté zcela přesně shodovaly s uváděnými teoretickými průběhy. Problém tedy tkví právě v T-spojení. Bylo nutné tyto nežádoucí vlivy nějak odstranit či vykompenzovat. Specializovaná literatura [10] se problematikou diskontinuit v mikrovlnných obvodech a jejich projevu zabývá. Pro nesymetrické T-spojení bylo odvozeno náhradní schéma (obr. 1.7), kde je vliv této diskontinuity vyjádřen čistě reaktanční admitancí, zapojenou v místě styku vedení. Tato admitance je do podélných vedení transformována v poměru závislém na impedancích jednotlivých vedení, na příčné

vedení přímo. Vztahy pro výpočet parazitní admittance a transformačních poměrů je možné nalézt v [10]. Z předchozího vyplývá, že na T-spojení je možné pohlížet jako na prvek, který do obvodu vnáší parazitní susceptanci – tedy parazitně připojené kondenzátory či indukčnosti. Ty se projevují zdánlivou změnou elektrické délky připojených vedení. Myšlené transformátory pak pozměňují poměry impedancí jednotlivých vedení oproti zamýšleným. Literatura [10] doporučuje tyto změny kompenzovat úpravou délky jednotlivých vedení (odstranění změny elektrické délky), popř. i změnou impedance vedení (kompenzace myšlených transformátorů).

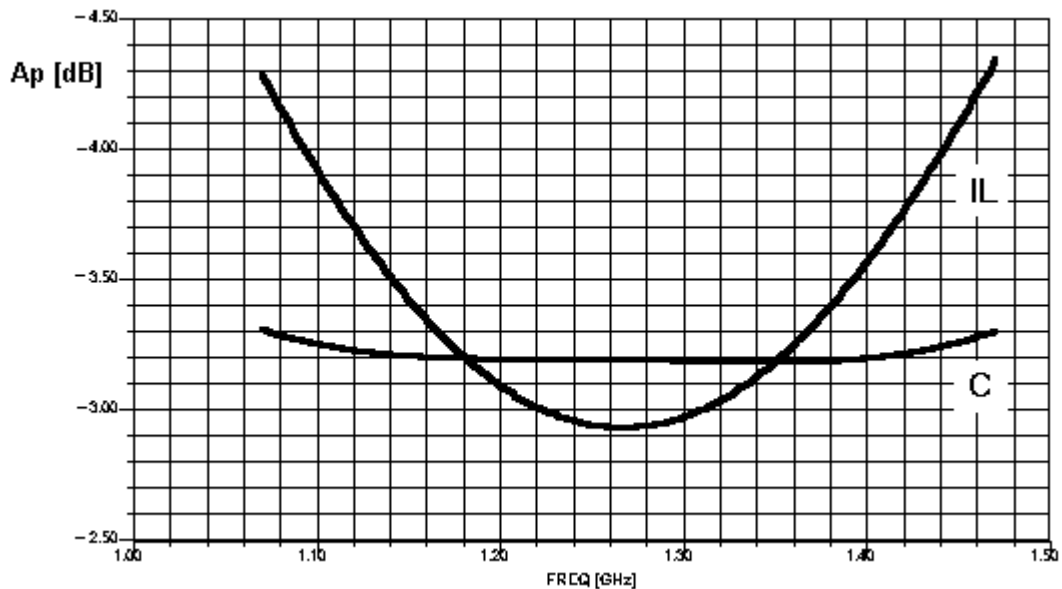


Obr. 1.7: Nesymetrické T-spojení (a) a jeho náhradní schéma (b)

Přímý výpočet náhradní susceptance a tedy i parazitních impedancí a potřebných změn délky jednotlivých ramen hybridního členu by byl velice komplikovaný, časově náročný a v důsledku i neefektivní. Proto byly provedeny pokusy dosáhnout kompenzace negativních vlivů pomocí několika úvah a experimentálního zkoumání chování obvodu.

Cíl byl zřejmý – pokusit se dosáhnout co nejlepších kmitočtových charakteristik hybridního členu změnami délek ramen, popř. i změnou jejich impedance. Při experimentování bylo s výhodou využito funkcí krokování a ladění proměnných, kterými program Serenade Desktop disponuje.

Nejdříve byly prozkoumány souvislosti mezi změnou délek ramen a tvarem frekvenční charakteristiky obvodu. Podle očekávání, změna délky kteréhokoliv ramene ovlivňuje polohu středního kmitočtu hybridního členu. Avšak délka příčných ramen také zcela zásadním způsobem ovlivňuje i tvar kmitočtové charakteristiky vazebního útlumu C . Vhodnou volbou délky příčných ramen bylo možno dosáhnout zcela symetrického, nedeformovaného průběhu. Změnou délky příčných ramen se však posunul i střední kmitočet. To bylo nutné vykompenzovat změnou délky vodorovných ramen. Po několika krocích se podařilo nalézt takové délky obou ramen, kdy frekvenční charakteristiky přímého (IL) i vazebního (C) útlumu byly zcela symetrické a ležely na požadovaném kmitočtu okolo 1270 MHz (viz obr. 1.8).



Obr. 1.8: Zlepšené průběhy frekvenčních charakteristik

Nicméně hodnoty útlumu na středním kmitočtu stále nebyly správné a pouhou změnou délky ramen členu je nebylo možno ovlivnit. Podle vztahů (1.4) a (1.5) jsou totiž velikosti útlumů dány pouze poměry impedancí jednotlivých ramen hybridního členu. Protože hodnota průchozího útlumu IL byla nižší než požadovaná (3 dB) a naopak hodnota vazebního vyšší, na základě vztahů (1.4) a (1.5) bylo usouzeno, že je potřeba poněkud zvýšit velikost impedance Z_{V2} . Ta totiž ve vztahu (1.5) vystupuje ve jmenovateli a v (1.5) v čitateli zlomku. Stejněho efektu by sice bylo možno dosáhnout i změnou základní impedance Z_{V0} (50 Ω), ale měnit impedanci Z_{V0} je samozřejmě nežádoucí. Zvýšení impedance Z_{V2} bylo možné dosáhnout zmenšením šířky příslušných pásků vodorovných ramen. Po několika pokusech byla nalezena optimální šířka, při které mají oba útlumy shodnou velikost. Změna impedance Z_{V2} se projevila malým posunem středního kmitočtu, avšak tento posuv již nebyl problém opět vykompenzovat úpravou délek ramen. Podařilo se tedy úspěšně vykompenzovat parazitní reaktance zavlečené diskontinuitami v T-spojení.

Frekvenční charakteristiky optimalizovaného hybridního členu jsou na obr. 1.9. Jak je patrné, hodnoty útlumu se v celém pracovním pásmu obvodů M57762 (1240 – 1300 MHz) nemění o více než 0,1 dB. Tato hodnota ovšem zcela zaniká při srovnání s frekvenční charakteristikou samotného obvodu M57762. Z obr. 1.9 rovněž vyplývá, že hybridní člen má i určité vlastní ztráty, avšak ztráta je menší než 0,1 dB a je tedy bezvýznamná.

Finální rozměry hybridních členů získané simulací jsou tyto:

- Příčná ramena ($Z_{V1} = Z_{V0} = 50 \Omega$):

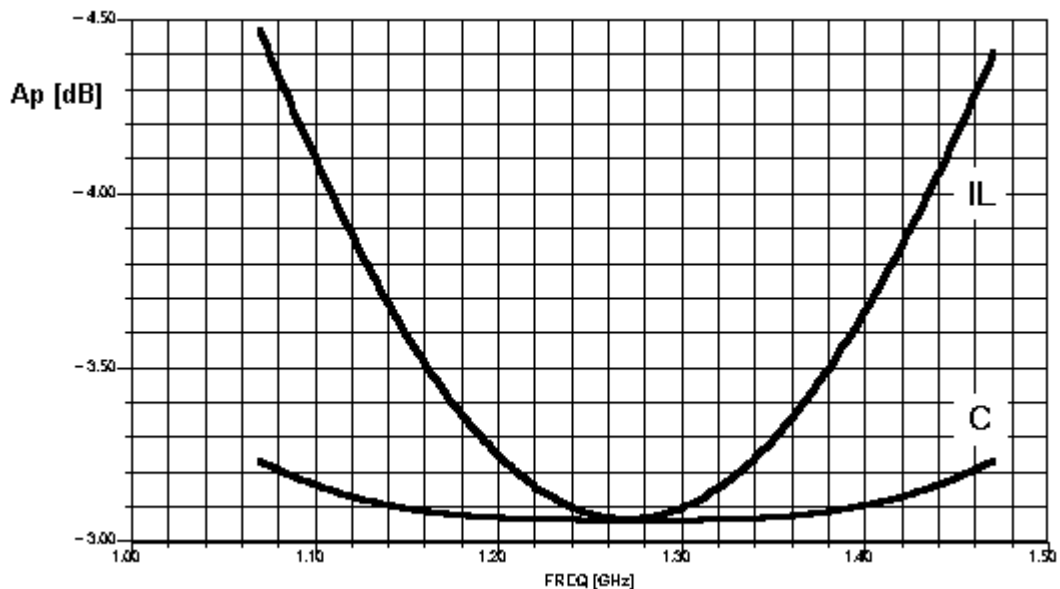
$$w_1 = \underline{\underline{4,79 \text{ mm}}}$$

$$l_1 = \underline{\underline{41,30 \text{ mm}}}$$

- Podélná ramena ($Z_{V2} \cong 35,36 \Omega$):

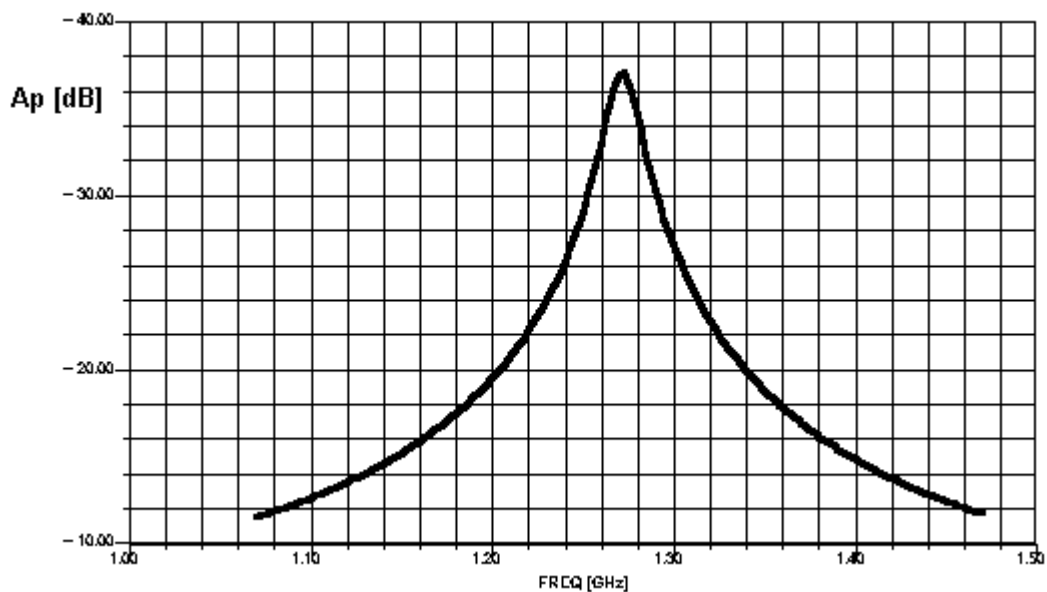
$$w_2 = \underline{\underline{7,68 \text{ mm}}}$$

$$l_2 = \underline{\underline{42,70 \text{ mm}}}$$



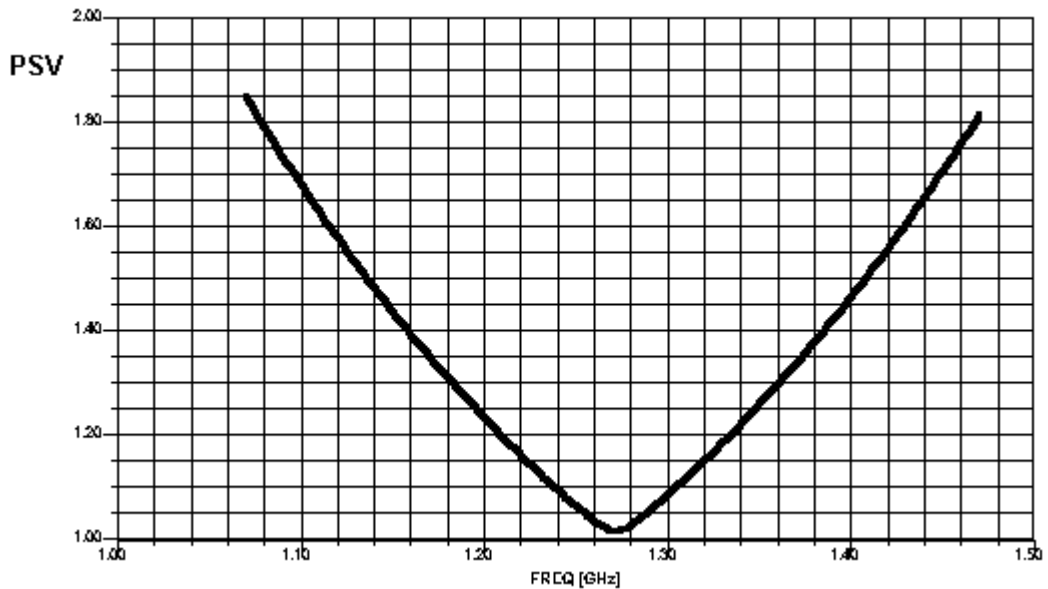
Obr. 1.9: Výsledné frekvenční charakteristiky optimalizovaného členu

Na obr. 1.10 je frekvenční charakteristika izolace brány 2 členu. V pracovním pásmu obvodů M57762 neklesá hodnota izolace brány 2 pod 25 dB.



Obr. 1.10: Izolace brány 2

Na obr. 1.11 je průběh poměru stojatých vln (vzhledem k symetrii obvodu je průběh na všech branách stejný). V pracovním pásmu obvodů M57762 dosahuje hodnoty nejvýše 1,1. Je tedy mnohem menší než maximální dovolená hodnota 2,0 na vstupu M57762.



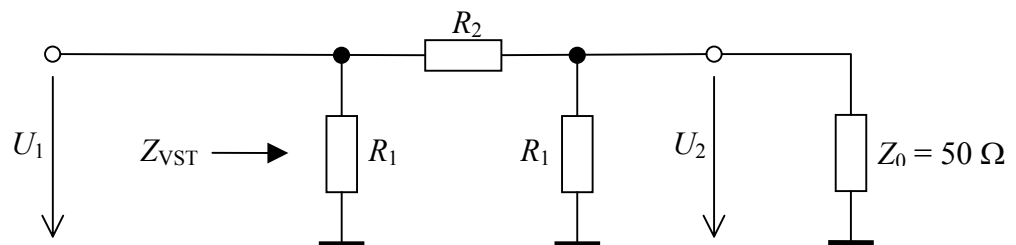
Obr. 1.11: Poměr stojatých vln na branách hybridu

Literatura [10] popisuje i jiné možnosti kompenzace či odstranění parazitních vlivů T-spojení. Jsou to zejména různá seřiznutí či tvarové změny samotného T-spojení. Nicméně úspěšnost těchto metod silně závisí na použitém materiálu a postup jejich návrh nebyl v žádné dostupné literatuře popsán. Proto bylo od experimentování s těmito úpravami upuštěno.

1.6 Simulace navržené soustavy zesilovače

Dalším krokem bylo ověření frekvenční charakteristiky kaskády dvou hybridních členů, tak jak bylo jejich použití navrženo v kapitole 1.4 (obr. 1.3). Mezi oba členy (namísto modulů M57762) bylo zapotřebí vložit vhodné prvky, které by eliminovaly jejich vzájemné ovlivňování. Pro tento účel byl mezi oba hybridní členy pro zařazen odporový Π -článek, vypočtený tak, aby měl přesný útlum při vstupní i výstupní impedanci 50Ω . Aby bylo vzájemné ovlivnění hybridů dostatečně omezeno, byly Π -články vypočteny na útlum 40 dB.

Pro vyhodnocení vlastností obvodu v simulaci byly využívány S-parametry, což jsou parametry vyjadřující poměry napětí v jednotlivých bodech obvodu. Požadovaný útlum Π -článku je tak vlastně dán jeho napětíovým přenosem, v tomto případě tedy $A_U = -40 \text{ dB} = 0,01$. Dále bylo třeba vzít do úvahy, že výsledný článek je na výstupu zatížen vedením o impedanci $Z_0 = 50 \Omega$ (obr. 1.12).



Obr. 1.12: K výpočtu Π -článku

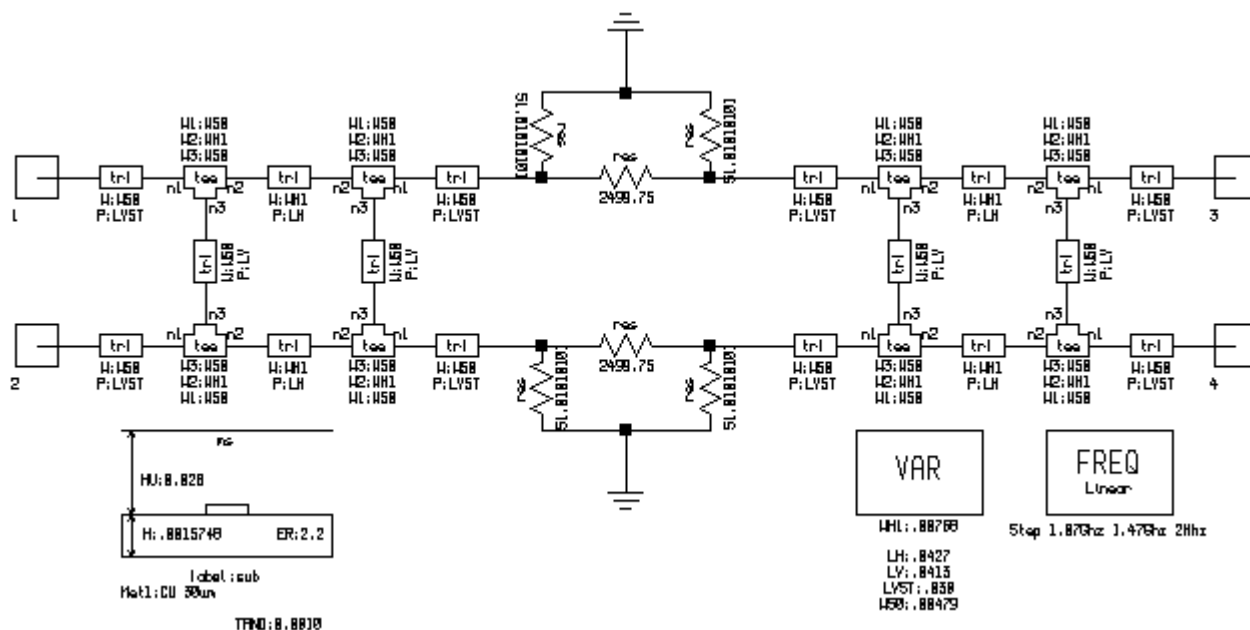
Protože Π -článek je na obou koncích připojen na stejné impedance, je obvod symetrický a oba vertikální odpory (R_1) mají stejnou velikost. Tak dostaneme dvě rovnice o dvou neznámých

$$A_U = \frac{R_1 \parallel Z_0}{R_1 \parallel Z_0 + R_2} = \frac{1}{100}$$

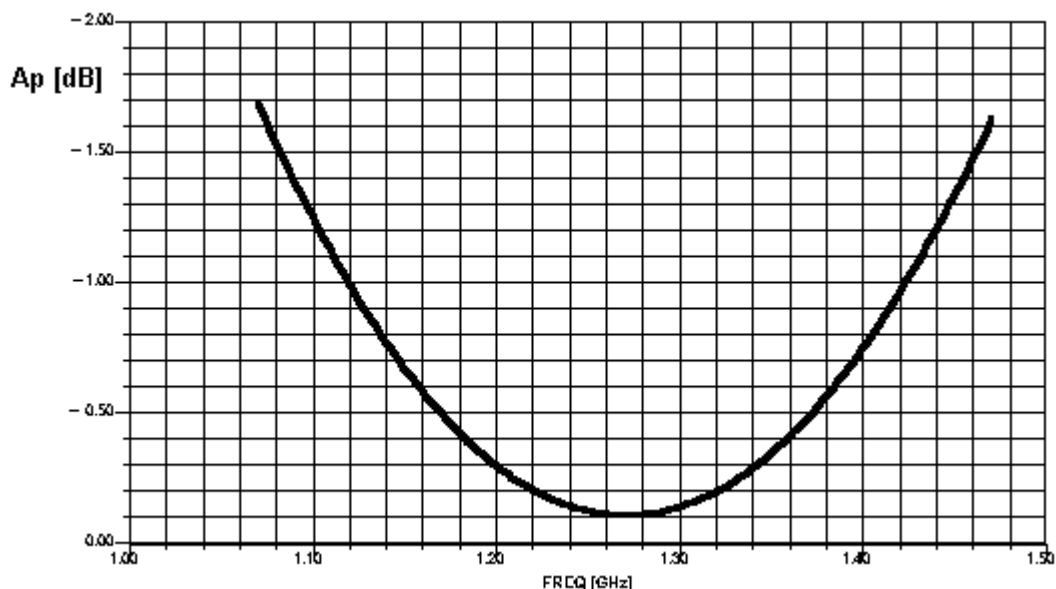
$$Z_{VST} = \frac{R_1 (R_2 + R_1 \parallel Z_0)}{R_1 + R_2 + R_1 \parallel Z_0} = 50 \Omega$$

Po vyřešení soustavy byly výsledné hodnoty odporů $R_1 = 51,01 \Omega$, $R_2 = 2499,75 \Omega$. Správnost výpočtu byla ověřena simulací v Serenade Desktop. Schéma obvodu pro simulaci tedy bylo změněno tak, že byl přidán druhý vazební člen a mezi členy byl zapojen odporový Π -článek podle výpočtu (viz obr. 1.13). Všechna ostatní nastavení zůstala nezměněna.

Simulace potvrdila, že výstupem soustavy z obr. 1.3 resp. obr. 1.13 je skutečně brána 4 (v obr. 3 označena jako 1') a brána 3 musí být zakončena. Simulovaná modulová frekvenční charakteristika soustavy na výstupní bráně 4 je na obr. 1.14. V obrázku je již odečteno 40 dB útlumu způsobeného Π -článekem. Výsledné charakteristiky jsou velice dobré, změna útlumu v uvažovaném kmitočtovém pásmu se snížila přibližně na 0,05 dB, přičemž vlastní ztráty se zvýšily téměř neznatelně, zůstávají na hodnotě okolo 0,1 dB. Výsledná frekvenční charakteristika celého zesilovače tedy bude dána hlavně frekvenční charakteristikou obvodů M57762. Z toho opět plyne, že nebudou zapotřebí žádné úpravy pro zvýšení šířky pásma hybridních členů.

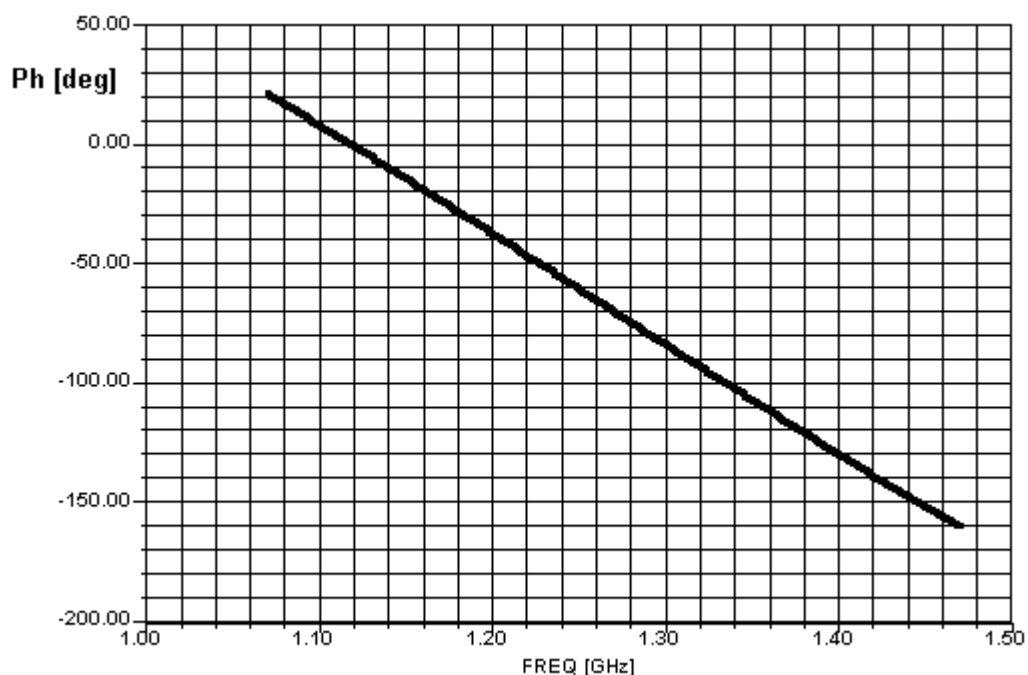


Obr. 1.13: Rozšířené schéma pro simulaci



Obr. 1.14: Simulovaná modulová frekvenční charakteristika pasivních částí kaskády

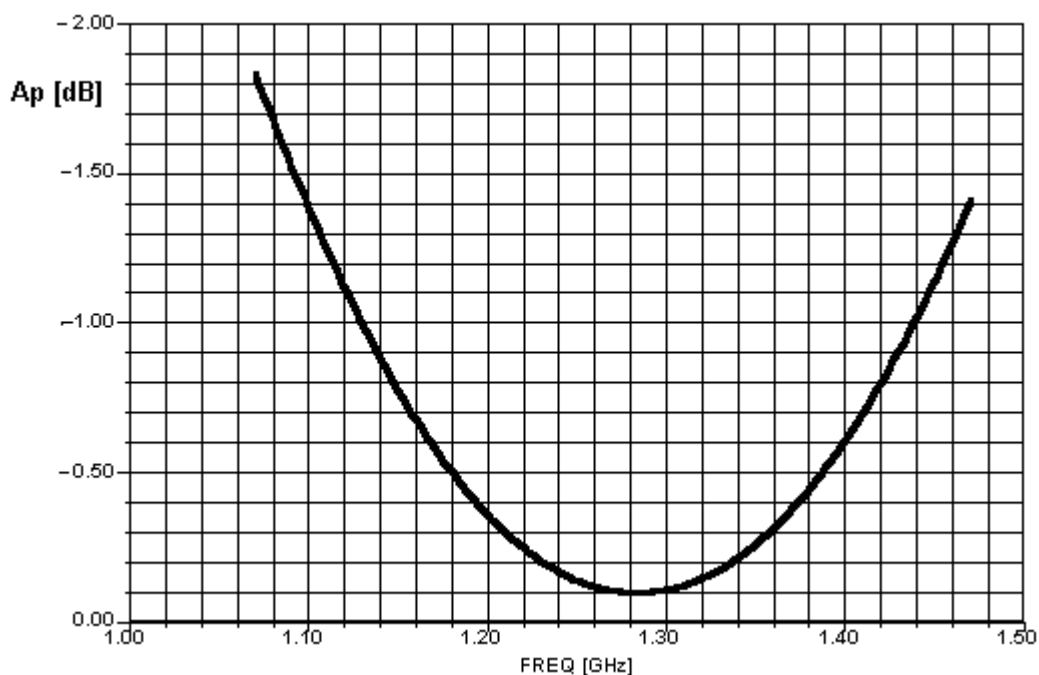
Fázová frekvenční charakteristika soustavy z obr. 1.13 je na obr. 1.15. Jak je patrné, simulovaná fázová charakteristika není rovná, ale má určitý sklon. V pracovním pásmu modulů (1240 - 1300 MHz) je změna fáze přibližně 30° . Tuto změnu fáze s kmitočtem nelze nijak vykompenzovat – na principu posuvu fáze hybridní členy přímo pracují. Na výslednou fázovou charakteristiku však bude mít zcela jistě významný vliv i fázová charakteristika modulů M57762. Protože však výrobce fázovou charakteristiku neudává, není možné případný vliv zhodnotit. To bohužel také znamená, že nelze posoudit stabilitu soustavy. Výrobce však zcela určitě dobrou stabilitu modulů zajistil. Vstupy a výstupy modulů jsou rozměrově dosti vzdáleny, a jsou mezi nimi bude jen bezvýznamné parazitní vazba. Příčkové články potlačují průnik signálu mezi moduly. Lze tedy očekávat, že zesilovač bude stabilní.



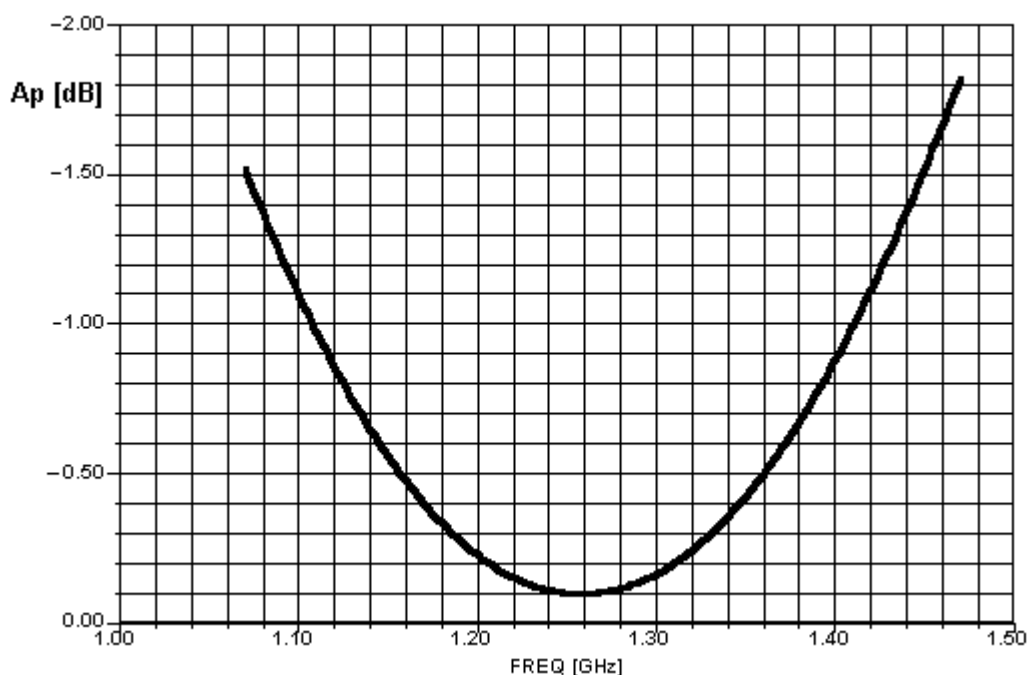
Obr. 1.15: Simulovaná fázová frekvenční charakteristika

Průběh útlumu mezi výstupní branou 4 a izolovanou branou 3 soustavy je stejný jako na obr. 1.10. Byl proveden přibližný odhad výkonu ztraceného v zátěži brány 3. Střední hodnota útlumu v uvažovaném frekvenčním pásmu je okolo 33 dB. Při plném vybuzení zesilovače by tak byl výkon na izolované bráně okolo 30 mW. Tato hodnota však platí pouze v ideálním případě a v případě nepřizpůsobení v obvodu se bude rychle zvyšovat. Proto bude nutné tuto zátěž dostatečně výkonově dimenzovat.

Nakonec byl ověřen vliv tolerance relativní permitivity materiálu IsoClad. Výrobce udává její velikost $\epsilon_r = 2,20 \pm 0,04$. Do modelu substrátu byly zadány obě krajní hodnoty (2,16 a 2,24) a poté byla provedena simulace. Výsledky jsou v obr. 1.16 a 1.17.



Obr. 1.16: Modulová frekvenční charakteristika při $\epsilon_r = 2,16$



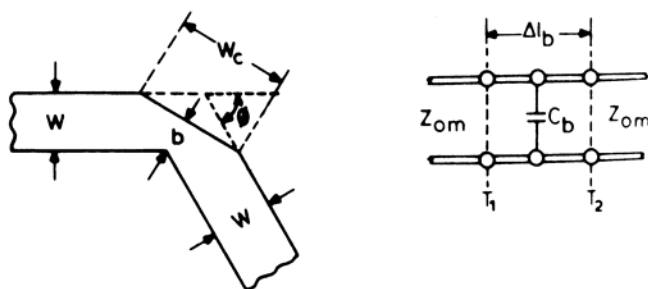
Obr. 1.17: Modulová frekvenční charakteristika při $\epsilon_r = 2,24$

Jak je patrné, v obou případech se střední kmitočet posunul přibližně o 20 MHz a tím tedy dojde vždy na jednom z okrajů uvažovaného pásma k nepatrnému zvýšení útlumu. Tento rozdíl se však opět ztrácí v porovnání s frekvenční charakteristikou samotných modulů M57762.

Je zřejmé, že v reálném zesilovači jsou poněkud jiné poměry než při simulaci. Např. plošný spoj nelze v daných podmínkách vyrobit s přesností větší než cca 0,05 mm [2], vstupní a výstupní konektory rovněž nelze připojit a přizpůsobit zcela dokonale a také pájené spoje mezi vedeními a ostatními prvky se nějak projeví. Nicméně všechny potřebné parametry v simulaci vyšly s dostatečnými rezervami.

1.7 Ohyb mikropáskového vedení

Při rozkreslení situace vyšlo najevo, že u vstupů a výstupů modulů M57762 bude zapotřebí mikropásková vedení zalomit v pravém úhlu. Podle [11] je ohyb mikropáskového vedení diskontinuita podobného druhu jako T-spojení a lze ji opět vyjádřit jako parazitní kapacitu (obr. 1.18).



Obr. 1.18: Ohyb mikropáskového vedení - naznačení kompenzace a náhradní schéma nekompenzovaného ohybu

Literatura [11] doporučuje kompenzaci této kapacity provádět zkosením (seříznutím) vnějšího rohu ohybu. Optimální délka tohoto zkosení však závisí na materiálu a tloušťce dielektrika a také na impedanci vedení. Pro výpočet délky zkosení pravouhlého ohybu bylo použito vztahu z [12]

$$w_c = w \cdot 2\sqrt{2} \left(0,52 + 0,65 \cdot e^{-1,35 \frac{w}{h}} \right) \quad (1.9)$$

kde w_c je délka hrany seříznutí.

Literatura [11] dále uvádí, že i po této kompenzaci způsobuje ohyb změnu elektrické délky vedení. Tato skutečnost však nevádí, neboť délky vedení jsou na všech vstupech i výstupech modulů stejné.

Ohyby budou umístěny u vstupů a výstupů modulů M57762, tedy do vedení o šířce $w_0 = 4,77$ mm. Po dosazení do (1.9) vyšla potřebná délka seříznutí $w_c = 7,16$ mm. Vliv kompenzovaných ohybů v obvodu byl ověřen pomocí Serenade Desktop. Jejich vliv byl zcela neznatelný.

1.8 Napájecí obvody a plošný spoj

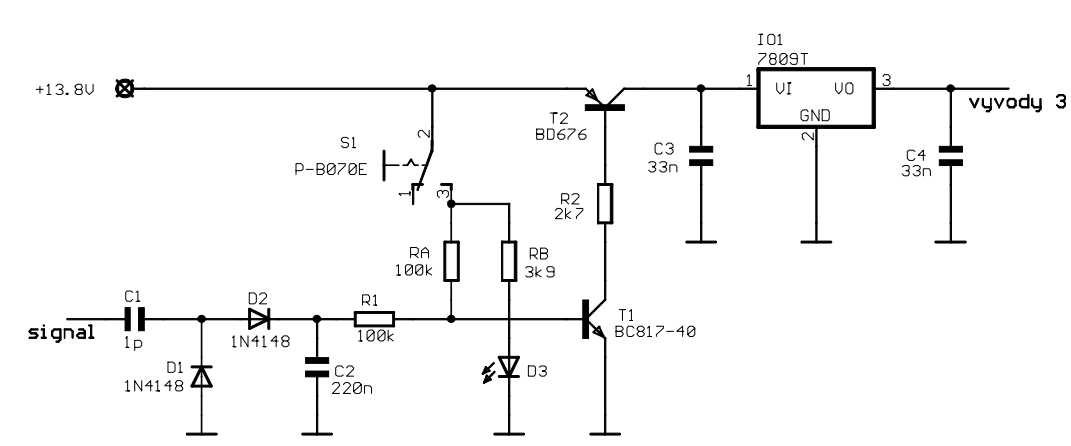
Pro návrh plošného spoje byl použit Eagle 3.55. Nejdříve bylo nutno znát skutečné rozložení jednotlivých mikropásků hybridních členů. To bylo zobrazeno plnou verzí programu Serenade Desktop, která touto funkcí disponuje. Na tomto základě bylo poté možno obrazec hybridních členů překreslit do systému Eagle. Dále byly podle dokumentace výrobce vytvořeny do knihoven Eagle moduly M57762. Pak již bylo možno jednotlivé prvky VF části zesilovače vhodně rozmístit a propojit mikropásky tak, aby tvořily soustavu popsanou v předchozím textu (obr. 1.3). Aby mohly být moduly M57762 namontovány přímo na chladiči, jsou pro ně v plošném spoji na patřičných výřezy. Konstrukce modulů s tímto uspořádáním přímo počítá. Délky přípojných vedení hybridních členů byly zvolena tak, aby byla zajištěna dostatečná vzdálenost od ostatních součástí.

Dále byl plošný spoj doplněn o plochy pro zakončovací prvky. Izolované brány hybridních členů jsou zakončeny běžnými SMD rezistory o velikosti 1206, s výkonovou zatížitelností 0,25 W. Pro zakončení vstupního členu byla použita pouze dvojice rezistorů 100Ω (R_9 a R_{10}), zapojených paralelně. Pro zakončení výstupního členu je požadováno větší výkonové zatížení, aby zakončovací rezistory vydržely i v případě, že by výstup zesilovače nebyl dobře zakončen. Jako zakončovacích prvků je proto použita šestice SMD rezistorů 300Ω (R_3 až R_8). Toto řešení bylo zvoleno hlavně z důvodu nedostupnosti SMD rezistorů pro větší zatížení. Propojení rezistorů se zemí je provedeno skrz plošný spoj šrouby M2. Šrouby tak zároveň zajišťují i rozebíratelné mechanické upevnění plošného spoje na chladiči.

Po dokončení signálových cest byly navrženy spoje pro napájecí obvody modulů. K napájecím vývodům byly doplněny plochy pro montáž blokovacích kondenzátorů (C_5 až C_{22}). Jejich účel a typy již byly popsány v kapitole 1.1. Keramické kondenzátory jsou použity standardní velikosti 1206, tantalové pak rozměru 6032. Na plošném spoji byly dále vytvořeny místa pro šrouby propojující kondenzátory se zemí a také vodivé cesty a pájecí plochy pro rozvod napájecích napětí k vývodům modulů.

Vedoucím projektu byl požadován obvod, který by snížil spotřebu modulů M57762 při nepřítomnosti vstupního signálu (tzv. vox). Jak již bylo uvedeno, spotřebu lze snížit vypnutím

předpětí U_{BB} (9 V) na vývodu 3 modulů. Pro plnění této funkce bylo upraveno zapojení z [13]. Navržený obvod je na obr. 1.19.



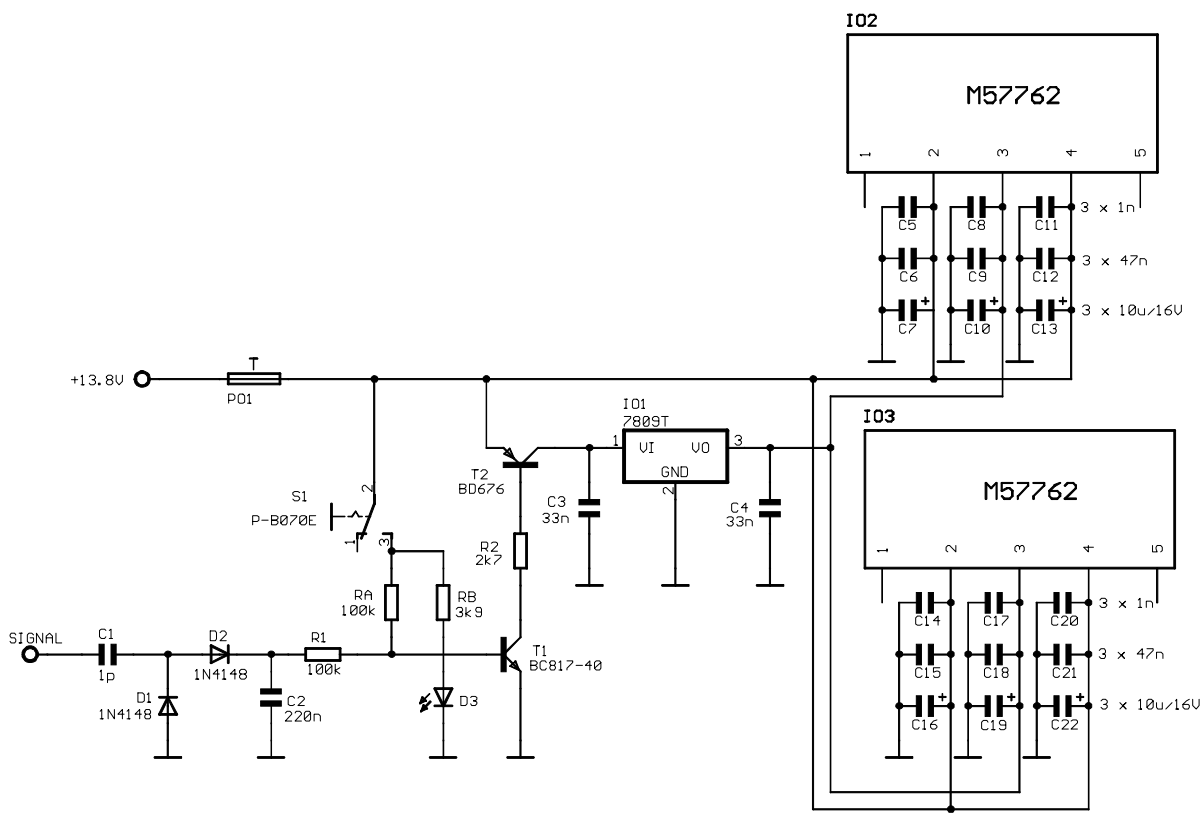
Obr. 1.19: Schéma spínacího obvodu („vox“)

Prvky C_1 , D_1 , D_2 a C_2 tvoří zdvojovač napětí připojený na vstup zesilovače. Napětí ze zdvojovače pak ovládá tranzistory T_1 a T_2 . Kondenzátor C_2 je záměrně zvolen s co největší kapacitou, aby při krátkodobě nízké úrovni na vstupu zesilovače během vysílání nedošlo vypnutí. Časová konstanta je dána převážně hodnotou odporu R_1 a pohybuje se okolo 30 ms. Pro spínání je použit výkonový tranzistor T_2 . Protože proudový odběr vstupů pro předpětí je značný (dohromady cca 1 A), bylo nutno pro dosažení požadované citlivosti použít na místě T_2 tranzistor v Darlingtonově zapojení. Byl zvolen typ BD676, v pouzdru TO126. Tím je dosaženo malého potřebného proudu báze a pro zesílení napětí ze zdvojovače tak je možné použít jediného tranzistoru (T_1), konkrétně BC817-40 v pouzdru SOT-32 pro povrchovou montáž. Rezistor R_2 byl vypočten tak, aby byl při otevření T_1 tranzistor T_2 přiveden do saturace. Na kolektor T_2 je připojen lineární stabilizátor 7809T, s proudovou zatížitelností 2 A, který zajišťuje snížení napájecího napětí na požadovaných 9 V. Tak je zajištěna vždy správná hodnota napájecího napětí na vývodech 3 modulů M57762. Kondenzátory C_3 a C_4 jsou předepsány výrobcem stabilizátoru a zabraňují jeho kmitání. Spínač S_1 s rezistorem R_A umožňují ruční aktivaci zesilovače i bez přítomnosti vstupního signálu. Rezistor R_B s LED D_3 slouží jako kontrolka zapnutí tohoto spínače.

Navržený obvod zapíná koncový stupeň zesilovače při vstupním VF výkonu okolo 0,4 W.

Plošný spoj byl doplněn o tento spínací obvod. Veškeré součástky, s výjimkou tranzistoru T_2 a stabilizátoru IO_1 , jsou typy určené pro povrchovou montáž. Vstup obvodu (vývod kondenzátoru C_1) je umístěn přímo v mikropásku v těsné blízkosti vstupu. Prvky S_1 , R_A , R_B a D_3 nejsou umístěny na plošném spoji, ale namontovány v blízkosti spínače. Protože není možné propojit spínací obvod s moduly M57762 přímo plošným spojem (v cestě jsou signálové spoje), je napájecí napětí rozváděno měděnými vodiči nad rovinou plošného spoje. Plošný spoj je opatřen potřebnými pájecími plochami. Tranzistor T_2 a stabilizátor IO_1 jsou umístěny na okraji plošného spoje tak, aby bylo možné namontovat přímo na chladič. Stabilizátor IO_1 (v pouzdru TO220) má chladičovou plochu propojenu s vývodem číslo 2 a toho je využito k uzemnění potřebných částí spínacího obvodu. Tranzistor T_2 je od chladiče izolován podložkou.

Zesilovač je chráněn proti případnému přehřátí bimetalovou tepelnou pojistkou PO_1 . Pojistka je konstruována na proud až 10 A a je zapojena do hlavního přívodu napájení. Celkové schéma napájecích obvodů zesilovače je na obr. 1.20.

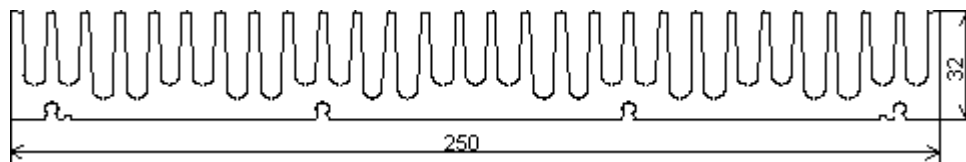


Obr. 1.20: Schéma zapojení napájecích obvodů

Po návrhu všech obvodů bylo rozložení spojů optimalizováno, aby byl plošný spoj co možná nejlépe využit. Poté byly na několika místech navrženy další místa pro šrouby M2, aby byl plošný spoj po celé ploše dobře přitisknut k chladiči. Tím byl návrh plošného spoje dokončen. Výkresy celého obrazce spojů a rozložení součástek jsou v příloze 2. Navržený obrazec byl přenesen na materiál Arlon Isoclad a po vyleptání byly vodivé plochy plošného spoje postříbřeny.

1.9 Chlazení zesilovače

Jako chladič pro celý zesilovač byly vedoucím projektu vybrány dva hliníkové bloky CHL32C/80 z nabídky firmy EZK (viz. obr. 1.21). Jejich katalogový tepelný odpor je $R_{\theta} = 0,9 \text{ K/W}$. Chladiče jsou umístěny vedle sebe tak, aby žebrování na sebe plynule navazovalo. Celková délka žebrování tedy je 160 mm. Oba chladiče jsou na horní straně spojeny hliníkovou deskou, 6 mm tlustou. Při tomto uspořádání je výsledný tepelný odpor chladiče přibližně poloviční (odpory zapojeny paralelně), tj. okolo $0,45 \text{ K/W}$. Při ztrátovém výkonu modulů okolo 75 W to znamená oteplení chladiče 35 K . Je však nutno podotknout, že tepelný odpor chladičů se výrazně nelineárně mění s teplotou okolí a teplotou samotného chladiče [9]. U hodnoty udávané výrobcem nebylo uvedeno, při jakých teplotách chladič udaný odpor vykazuje. Na horní straně chladiče jsou namontovány vlastní díly zesilovače a odvod tepla je tedy o něco horší, tj. tepelný odpor se zvýší. Protože ale zesilovač bude provozován vždy pouze po krátkou dobu (cca 5 minut) a tepelná kapacita chladičích bloků je značná, bude dostatečné chlazení vždy zabezpečeno.



Obr. 1.21: Nákres použitých bloků chladiče

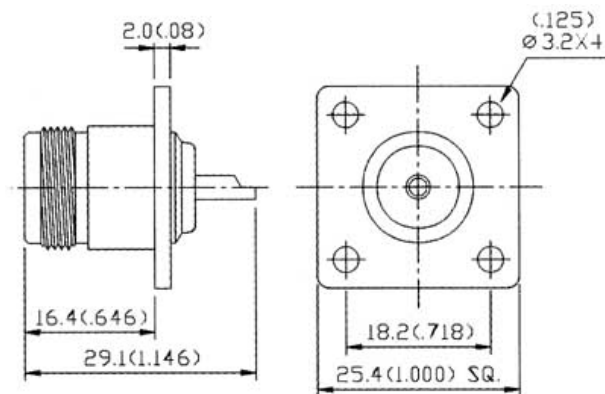
1.10 Mechanické uspořádání

Návrh celkového uspořádání všech dílů zesilovače byl proveden v AutoCADu. Výkresy všech součástí zesilovače a jejich sestavení jsou v příloze 5.

Jak bylo uvedeno v předcházející kapitole, zesilovač je umístěn na dvou hliníkových chladičích CHL32C/80 (obr. 1.21, poz. 6). Šířka jednoho chladiče je 80 mm a bloky jsou umístěny vedle sebe tak, aby jejich žebrování navazovalo. Mezi bloky je ponechána mezera cca 1 mm, protože boční strany chladičů nejsou příliš dobře zabroušeny. Bloky jsou spojeny hliníkovou deskou o tloušťce 6 mm (poz. 1, výkres DP 2004 /1), která zároveň slouží i pro montáž všech ostatních součástí zesilovače. Na tuto desku také dosedá spodní zemnicí plocha plošného spoje. Chladič je tedy připojen na zem (0 V) zdroje a slouží zároveň k rozvodu země k ostatním částem zesilovače. Vzhledem k rozměrům a hmotnosti těchto dílů je deska ke každému z bloků připevněna devíti šrouby M4 x 10, se zápusťnou hlavou (poz. 13). Šrouby jsou po ploše desky rozmístěny tak, aby zajišťovaly co nejlepší přilnutí desky k blokům a zároveň byly co možná nejvíce vzdáleny ostatním prvkům. Při rozmístění bylo dbáno na to, aby otvory se závity pro šrouby ležely mezi žebry chladičích bloků.

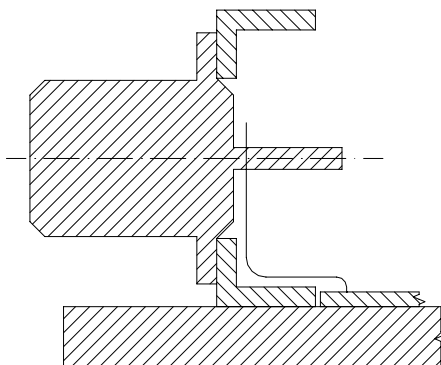
Na základní hliníkové desce jsou podle potřeby rozvrženy otvory se závity vhodné velikosti pro upevnění dalších součástí. Moduly M57762 jsou upevněny mosaznými šrouby M4 x 7 (poz. 18), součástky spínacího obvodu, tepelná pojistka, čela a kryt pak ocelovými šrouby M3 x 5 (poz. 17). Plošný spoj (poz. 5) je umístěn mezi bloky chladičů tak, aby byly oba moduly M57762 (poz. 9) chlazeny stejně. Na základní desku je upevněn celkem dvanácti šrouby M2 x 5 (poz. 16), z nichž některé zajišťují i elektrické propojení na plošném spoji se zemí. V blízkosti tepelné pojistky (poz. 9) je také umístěn otvor se závitem pro šroub M4 x 8, pod který je připojen přívod 0 V od napájecího zdroje (poz. 14 a 15).

V souladu se zadáním projektu jsou pro vstup a výstup zesilovače použity přírubové konektory N (obr. 1.22, poz. 8). Pro jejich upevnění byla navržena čela z hliníkového plechu tloušťky 2 mm (poz. 2 a 3). Čela zároveň tvoří boční strany krytu elektroniky zesilovače a jsou záměrně vyrobená z tlustšího materiálu, aby do nich mohly být přímo vyřezány závity M3 pro montáž konektorů N. V pravém čele (poz. 2, výkres DP 2004 /2) je kromě otvorů pro montáž konektorů N také otvor o průměru 10 mm pro přívod napájecího napětí. Do tohoto otvoru byla vložena kabelová průchodka. V levém čele (poz. 3, výkres DP 2004 /3) jsou v blízkosti vstupu otvory pro spínač (poz. 19) a LED D₃ (poz. 20) ručního ovládání voxu. Rezistory R_A a R_B jsou napájeny přímo na jejich vývody. Čela byla po vyrobení opískována.



Obr. 1.22: Přírubový konektor N a jeho rozměry

Signálové propojení konektorů N s plošným spojem je zajištěno pomocí vzduchových mikropáskových vedení (poz. 6). Pro funkci je využito skutečnosti, že toto vzduchové vedení je umístěno v blízkosti uzemněných stěn čel. Volbou vzduchové mezery ($\epsilon_r = 1$) mezi páskem a stěnou je možné natavit požadovanou impedanci vedení. K návrhu byl opět použit Transmission Line Designer v Serenade Desktop. Bylo snahou navrhnout vedení tak, aby šířka vzduchového vedení byla stejná jako šířka vedení na plošném spoji ($w \approx 4,8$ mm). Pro dosažení impedance 50Ω musí být vzdálenost pásku od stěny přibližně 1 mm. Vzduchové vedení bylo vyrobeno z měděné fólie tloušťky 0,05 mm a poté bylo postříbřeno. Na jednom konci je ve vedení otvor, kterým se provlékne střední vývod konektoru N. Rozměry pásku vedení jsou na výkresu DP 2004 /6, jeho natvarování při montáži je znázorněno řezem na obr. 1.23. Natvarování je důležité kvůli zachování hodnoty impedance v ohybech.



Obr. 1.23: Natvarování vzduchového vedení

Horní kryt (poz. 4, výkres DP 2004 /4), překrývající celý zesilovač, je vyroben z hliníkového plechu tloušťky 1,6 mm. S krytem bylo počítáno již při návrhu VF částí obvodu a proto je jeho vnitřní horní strana ve výšce 30 mm nad nosnou hliníkovou deskou. Kryt je k základní desce upevněn šesti šrouby M3 x 5. Původně bylo zamýšleno přišroubovat kryt i k horním hranám obou čel, ale od toho bylo z estetických důvodů upuštěno. Kryt byl po vyrobení opískován.

Na výkresu sestavení celého zesilovače (DP 2004 /S) nejsou pro přehlednost zakresleny propojovací vodiče a horní kryt. Pro další zvýšení přehlednosti bylo rovněž nutno vypustit některé skryté hrany součástí a osy šroubů. Na výkresu DP /K je přehled dílů (kusovník).

Napájecí napětí je přivedeno dvěma měděnými lanky o průřezu $2,5 \text{ mm}^2$. Na zemní vodič je připájeno kabelové očko, které je přišroubováno k základní desce. Na kladný vodič je napájen konektor FASTON pro připojení k tepelné pojistce. Vně zesilovače je na kladném vodiči umístěno také pojistkové pouzdro pro pojistku 10 A (rozměr 6,3 mm). Rozvod hlavního napájecího napětí je uvnitř zesilovače proveden měděnými vodiči o průřezu $2,5 \text{ mm}^2$. Obvody pomocného napětí U_{BB} jsou propojeny vodiči o průřezu $0,5 \text{ mm}^2$.

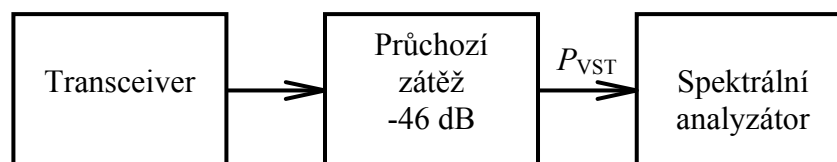
Snímek dokončeného zesilovače je v příloze 3.

1.11 Měření na zesilovači

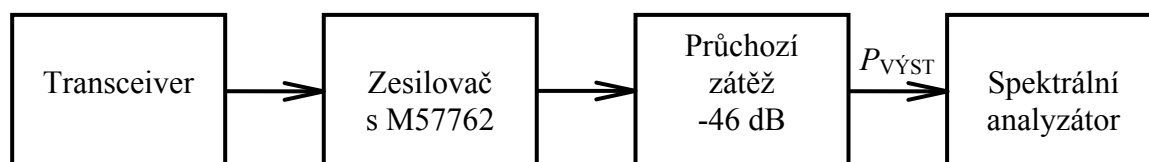
1.11.1 Modulová frekvenční charakteristika

Po připojení napájecího napětí $U_{CC} = 13,8 \text{ V}$ a zkontrolování funkce napájecích obvodů byla změřena modulová frekvenční charakteristika zesilovače. Jako zdroj signálu byl použit transceiver Yaesu FT-736R, měření výstupní úrovně bylo provedeno na spektrálním analyzátoru Advantest R3132. Mezi výstup zesilovače a analyzátor byla zařazena průchozí zátěž s celkovým útlumem 46 dB. Tato zátěž byla složena ze tří dílčích průchozích útlumových článků, a to s útlumy 30, 10 a 6 dB. Nosná byla modulována DSB-SC modulací, kde informací byl PSK signál s pseudonáhodnou posloupností (viz úvod). Zdrojem tohoto signálu byl externí modulátor, který je součástí soustavy pro komunikaci s družicí. Šířka pásma tohoto signálu je přibližně 5 kHz.

Jako první byla proměřena frekvenční charakteristika samotné měřicí soustavy $P_{VST}(f)$, tedy transceiveru, zátěže a všech propojovacích vedení. Uspořádání při tomto měření je na obr. 1.24. Poté byl mezi transceiver a zátěž zařazen měřený zesilovač (viz obr. 1.25) a změřena frekvenční charakteristika $P_{VYST}(f)$. Z těchto hodnot byl poté vypočten výkonový zisk samotného zesilovače podle známého vzorce $A_p[\text{dB}] = P_{VYST}[\text{dBm}] - P_{VST}[\text{dBm}]$. Všechny naměřené a vypočtené hodnoty jsou v tabulce I. Kvůli zařazenému útlumovému členu odpovídá v tabulce I měřené úrovni 0 dBm výkon 40 W. Frekvenční charakteristika je vynesena v obr. 1.26.



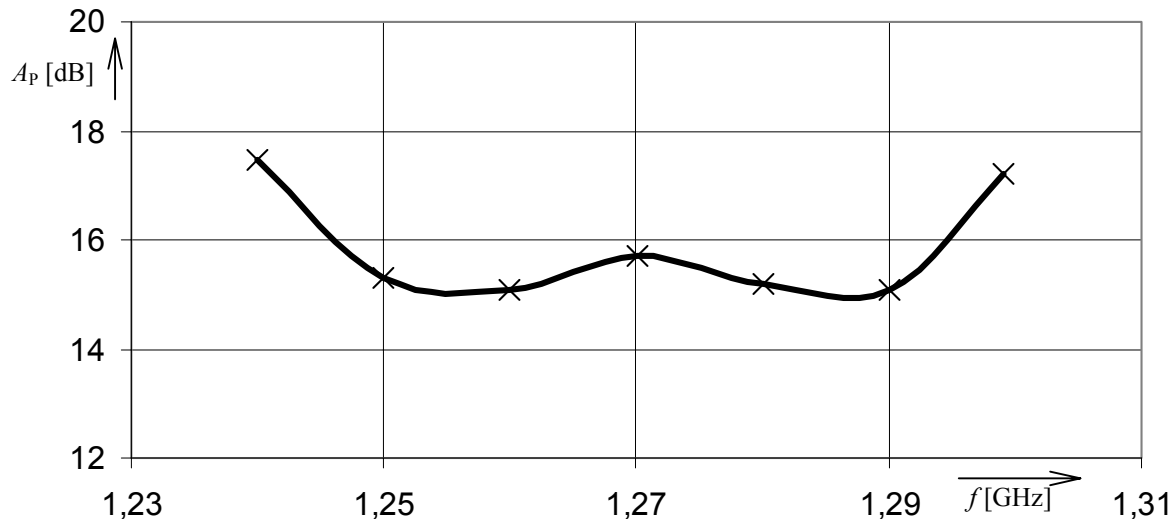
Obr. 1.24: Měření frekvenční charakteristiky měřicí soustavy



Obr. 1.25: Měření frekvenční charakteristiky zesilovače

Tabulka I: Naměřené a vypočtené hodnoty (0 dBm \equiv 40 W)

f [MHz]	1240	1250	1260	1270	1280	1290	1299
P_{VST} [dBm]	-17,5	-15,7	-15,4	-15,7	-15,8	-16,4	-19,5
P_{VYST} [dBm]	-0,04	-0,4	-0,3	0	-0,6	-1,3	-2,3
A_P [dB]	17,46	15,3	15,1	15,7	15,2	15,1	17,2

**Obr. 1.26: Změřená frekvenční charakteristika zesilovače**

Jak je patrné, frekvenční charakteristika je v pracovním rozsahu modulů (1,24 – 1,30 GHz) mírně zvlňená, a je souměrná podle středního kmitočtu 1,27 GHz. Zvlnění 2 dB je však dobrým výsledkem. Vzhledem k tomu, že zesilovač je používán pro zesilování signálu o velmi malé šířce pásma (5 kHz) a na pevné frekvenci, zvlnění vůbec nevadí. Střední výkonový zisk je okolo 16 dB. Zesilovač tedy vyhovuje zadání.

Poměrně zajímavé je to, že výkonové zesílení na okrajích pásma roste, nikoliv klesá. Tento jev je způsoben frekvenční závislostí vnitřních přizpůsobovacích obvodů modulů M57762. Spřažením modulů pravděpodobně došlo k vzájemné interakci mezi těmito obvody. Bez znalosti vnitřní struktury modulu nebo jeho počítačového modelu však není možné přesnou příčinu stanovit.

Při plném vybudení se proudový odběr z napájecího zdroje pohybuje okolo $I_{CC} = 10$ A.

1.11.2 Měření intermodulačního zkreslení

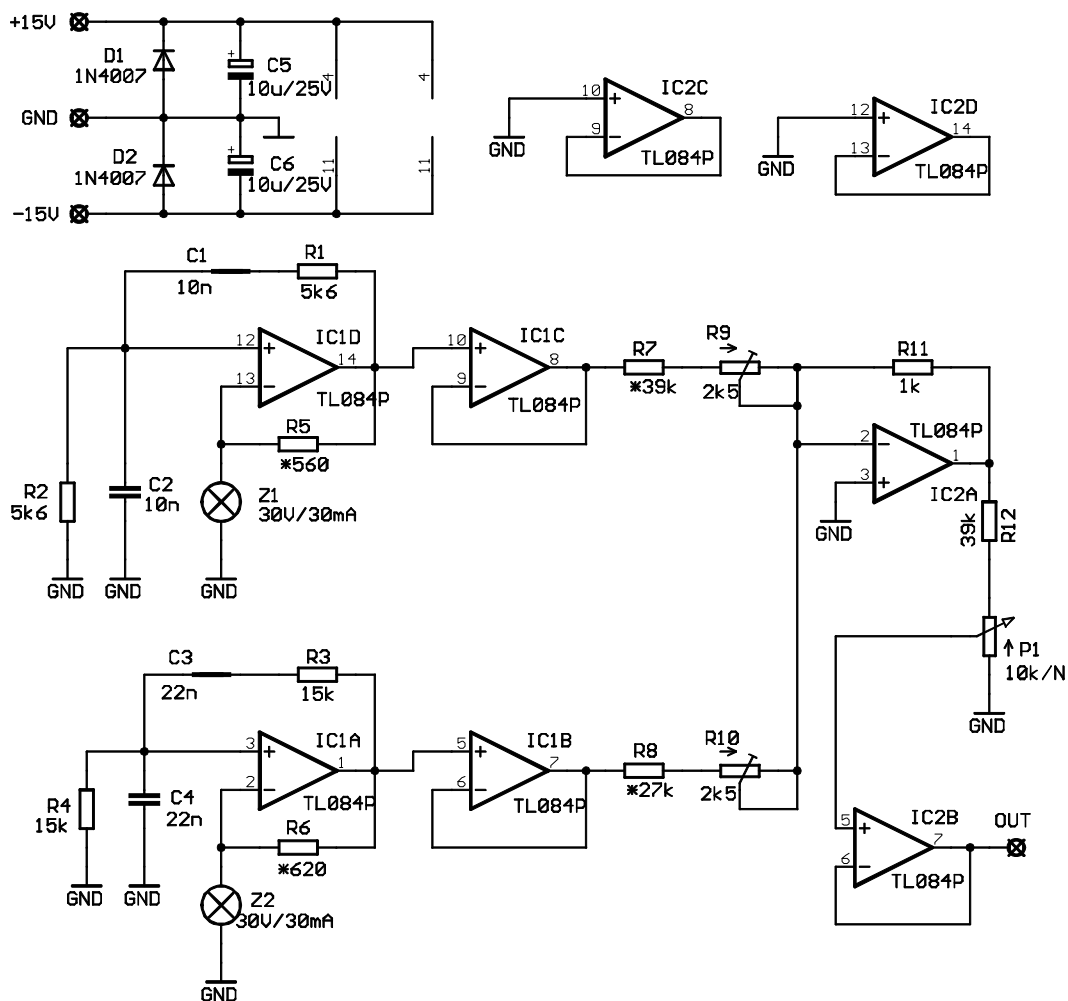
Při měření intermodulačního zkreslení (IMD) jsou na vstup zkoumaného zařízení přivedeny dva monofrekvenční signály s blízkými kmitočty f_1 a f_2 a stejné úrovně. Ve spektru na výstupu je pak sledována úroveň nežádoucích intermodulačních složek, které vznikly na nelinearitách zkoumaného prvku. Nejčastěji se sledují pouze produkty třetího řádu ($2f_1 - f_2$), produkty pátého ($3f_1 - 2f_2$) a vyšších řádů mají pro většinu aplikací menší význam [19]. Výsledky jsou nejčastěji prezentovány jako poměr úrovně intermodulačního produktu k úrovni vstupních signálů (nejčastěji v dB). V zahraniční literatuře se tento poměr někdy označuje zkratkou dBc (c = carrier, nosná).

Pro měření intermodulačního zkreslení (IMD) je tedy zapotřebí přivést na vstup zesilovače signál se dvěma sinusovými modulačními signály stejné úrovně. Za tímto účelem byl navržen a vyroben měřicí přípravek (schéma viz obr. 1.27), který takovéto signály generuje. Základem obvodu jsou dva sinusové generátory s Wienovými členy s operačním zesilovačem (IC_{1A} , IC_{1D}) [24]. Kmitočty generátoru byly zvoleny 500 a 2500 Hz, aby šířka pásma měřicího signálu byla přibližně stejná jako při běžném provozu zesilovače. Pro udržení stabilní amplitudy kmitů je zapotřebí zpětná vazba, která je tvořena rezistorem R_5 (R_6) a žárovkou. Žárovky výrazně mění svůj odpor podle přiloženého napětí, čímž dochází ke změně hodnoty zpětné vazby a tedy i regulaci výstupní amplitudy [24]. Aby byla stabilizace co nejlepší, bylo zapotřebí zvolit poměrně velkou amplitudu výstupního signálu, okolo $6 V_{ef}$. Protože rozptyl hodnoty odporu je u žárovek kus od kusu značný, bylo nezbytné rezistory R_5 a R_6 vybrat. Rovněž tolerance použitých kondenzátorů (svítkové s kvalitním dielektrikem) je velká, což se ve svém důsledku projevilo změnou přenosu Wienova členu na pracovním kmitočtu [24]. Operační zesilovače IC_{1B} a IC_{1D} oddělují generátory od dalších obvodů. Jejich výstupy jsou přivedeny na sumační člen s IC_{2A} , který zároveň snižuje úroveň signálů na zhruba 150 mV. Protože amplituda z obou generátorů je z výše uvedených důvodů různá, bylo třeba rezistory sumátoru (R_7 a R_8) vybrat. Trimry R_9 a R_{10} umožňují přesné dostavení amplitud obou signálů. Součet signálů je přiveden na dělič R_{12} a P_1 , který dále snižuje úroveň výstupního signálu. Pomocí potenciometru P_1 je možné nastavovat výstupní napětí v rozsahu 0-50 mV_{ef}. Signál z jezdcy potenciometru je přes oddělovač s IC_{2B} veden na výstupní konektor. Jako OZ jsou použity běžné TL084. Nevyužité OZ z IC_2 jsou zapojeny tak, aby nemohly přijímat rušivé signály z okolí. Napájecí napětí je standardních $\pm 15 V$, na vstupu je blokováno tantalovými kondenzátory C_5 a C_6 . Diody D_1 a D_2 chrání generátor před případným přepólováním. Plošný spoj s osazenými součástkami generátoru byl umístěn do stínící krabičky, hřídel potenciometru P_1 byl vyveden ven. Signál je vyveden přes monofonní konektor JACK 3,5 mm.

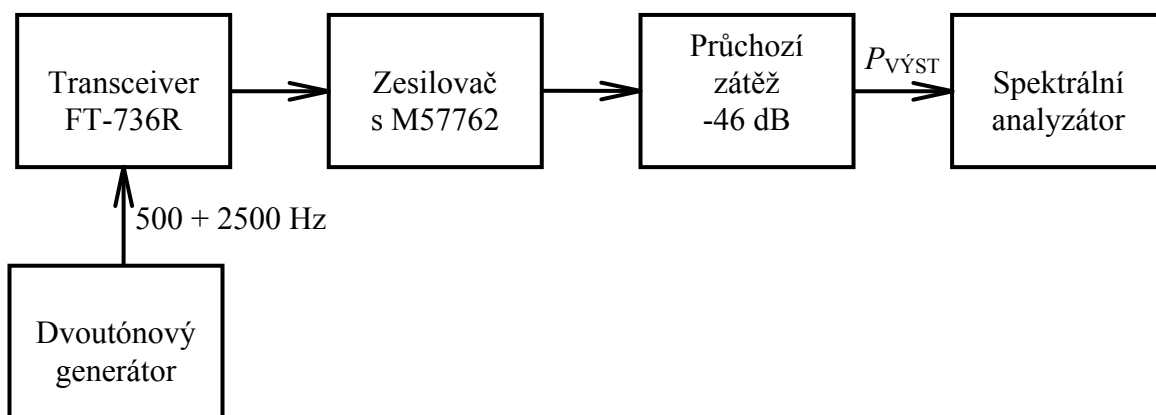
Pro orientaci bylo změřeno harmonické zkreslení obou generátorů. To je u signálu 500 Hz přibližně 1,5%, u signálu 2500 Hz okolo 0,5%.

Signál z výše popsaného přípravku byl přiveden do mikrofonního vstupu transceiveru FT-736R. Tranceiverem byl modulací SSB-SC namodulován na nosný kmitočet $f_0 = 1268,9447 MHz$, což je přesná hodnota frekvence na které probíhá komunikace s družicí. Měřicí soustava je na obr. 1.28.

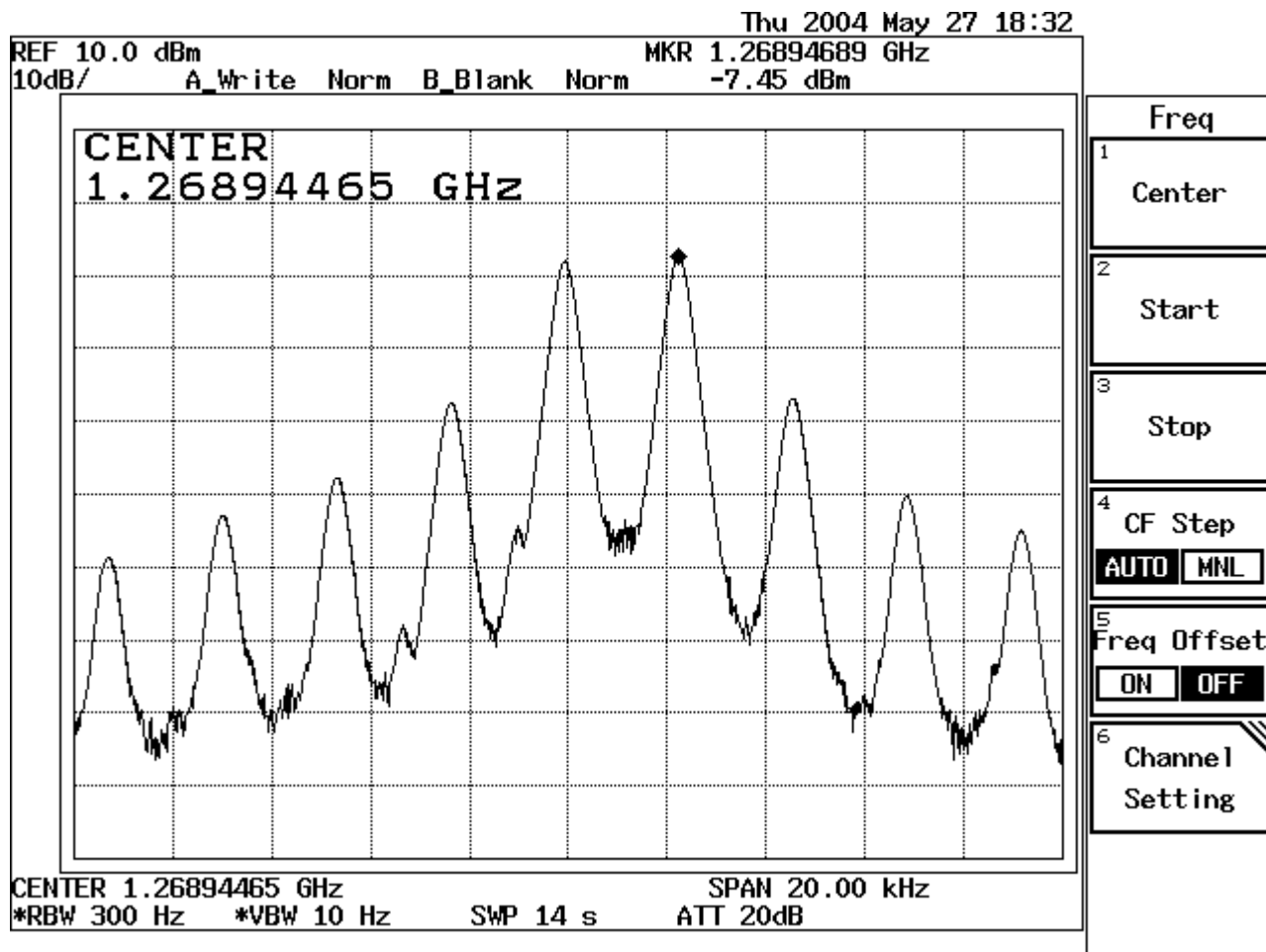
V tomto režimu byla úroveň výstupního signálu při maximálním vybuzení $P_{VYSTmax} = -1,7 dBm$. Protože signály z měřicího přípravku jsou kmitočtově a fázově nezávislé, může v některých okamžicích dojít k tomu, že se na výstupu objeví součet jejich špičkových hodnot. V takovém případě by byl zesilovač přebuzen, vznikly by výrazné intermodulační produkty a výsledky měření by tím byly znehodnoceny. Proto musí být úroveň měřicího signálu taková, aby maximální vybuzení nastalo pouze v těchto špičkách. V zahraniční literatuře je maximální výkon v těchto špičkách označován zkratkou PEP – Peak Envelope Power. Proto bylo při měření IMD buzení zesilovače sníženo o cca 6 dB na $P_{VYST} = -7,45 dBm$ (měřeno na výstupu soustavy kde 0 dBm \equiv 40 W). Tak bylo zajištěno, že zesilovač nebyl v žádném okamžiku přebuzen - k maximálnímu vybuzení dochází právě jen když se sečtou špičkové hodnoty obou signálů. Ze spektrálního analyzátoru byly odečteny rozdíly mezi výškou čar vstupních signálů a intermodulačních produktů. Snímek obrazovky analyzátoru při tomto nastavení je na obr. 1.29.



Obr. 1.27: Schéma dvoutónového generátoru pro měření IMD



Obr. 1.28: Soustava pro měření IMD



Obr. 1.29: Výsledné spektrum při $P_{VYST} = -7,45$ dBm

Na obrázku jsou jasně zřetelné dvě nejvyšší čáry vstupních frekvencí. Po stranách se objevují čáry intermodulačních produktů třetího, pátého a sedmého řádu. Z obrázku byl v dB odečten rozdíl úrovní mezi čarami vstupních signálů a těchto produktů. Výsledky jsou uvedeny v tabulce II. Měření IMD bylo dále provedeno při dalších dvou nižších úrovních vybuzení, a to $P_{VYST} = -11,3$ a -20 dBm. Výsledky těchto měření jsou rovněž v tabulce II.

Tabulka II: Naměřené hodnoty IMD

P_{VYST} [dBm]	IMD3 [dB]	IMD5 [dB]	IMD7 [dB]
-7,45	-20	-32	-39
-11,3	-25	-33	-40
-20	-29	-34	-59

V souladu s teorií velikost všech IMD produktů se snižujícím se buzením klesá. Při maximálním vybuzení má produkt $IMD3$ o 20 dB nižší úroveň než základní kmitočty, tj. stokrát nižší výkon. To v dnešní době není nijak oslnivý výsledek [21], ovšem je nutné si uvědomit, že modul pracuje na horní hranici jeho doporučovaných provozních parametrů. Výrobce v katalogových listech (příloha 1) udává hodnotu $IMD3 = -24$ dB při napájecím napětí $U_{CC} = 12,5$ V a výstupním výkonu

$P_{OUT} = 3,5 \text{ W}$ (14 W PEP). Naměřená hodnota $IMD3 = -20 \text{ dB}$ je tedy plně dána možnostmi modulů M57762.

Velikost produktů $IMD5$ a $IMD7$ sice s buzením klesá, ale pouze velmi pozvolna, což odporuje teorii. Důvodem jsou poměrně velké hodnoty harmonického zkreslení základních signálů z přípravku – úrovně vyšších harmonických složky vzniklých v zesilovači jsou posilovány harmonickými složkami produkovanými samotným přípravkem. Nežádoucí intermodulační složky rovněž mohly vzniknout i v modulátoru transceiveru FT-736R apod.

Použité přístroje:

Transceiver Yaesu FT-736R

Spektrální analyzátor Advantest R3132

Průchozí výkonová zátěž $50 \Omega/30 \text{ dB}/40 \text{ W}$, typ ATE-40/30, v.č. 960610

Průchozí zátěž $50 \Omega/10 \text{ dB}$, typ BP5325, v.č. 003909

Průchozí zátěž $50 \Omega/6 \text{ dB}$, typ BP5328, v.č. 004109

Přípravek s generátory 500 a 2500 Hz

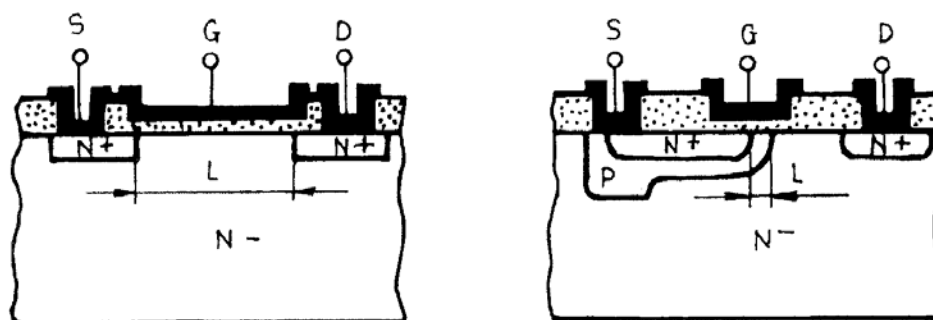
Propojovací kabely 50Ω , konektory N

2. ZESILOVAČ S TRANZISTOREM LDMOS

2.1 Tranzistory LDMOS

Frekvenční schopnosti klasických (horizontálních) tranzistorů MOSFET jsou omezeny zejména pohyblivostí nosičů. Pro dosažení vysokých frekvencí je nutné, aby nosiče prolétávaly oblastí kanálu tranzistoru dostatečně rychle. Toho je možné dosáhnout zejména zkracováním délky kanálu či zvyšováním gradientu příměsí. To ale horizontální struktura dovoluje jen do omezené míry. Velká délka kanálu rovněž znamená jeho větší odpor a tedy i větší výkonovou ztrátu při průchodu proudem. Proto byly hledány struktury, které by tyto problémy vyřešily. Jedním z výsledků byly tranzistory MESFET a HEMT, které dosahují špičkových frekvenčních i šumových vlastností. Jejich výroba však vyžaduje speciální technologické postupy, což se projevuje vysokou cenou těchto prvků [14].

Jako určitý kompromis mezi pracovním kmitočtem a koncovou cenou se ukázaly být tranzistory LDMOS (Laterally Difused MOS). Hlavním rysem tranzistorů LDMOS je vrstva typu P obklopující oblast emitoru (typ N+). Tato vrstva tvoří vlastní kanál tranzistoru, který je tak velice krátký a přesně definovaný. Zároveň vytváří na styku s vrstvou N- velkou depletiční oblast, díky které se významně zvyšuje průrazné napětí tranzistoru. Porovnání principiálních rozdílů obyčejné struktury MOS a struktury LDMOS je na obr. 2.1. V obrázku je vyznačena i délka kanálu obou struktur.



Obr. 2.1: Porovnání struktury běžného tranzistoru MOS (vlevo) a LDMOS (vpravo)

Výroba tranzistorů LDMOS je možná pomocí běžné technologie CMOS, takže jejich cena je příznivá [14].

V současné době tranzistory LDMOS dosahují průrazných napětí až 100 V a jsou používány pro frekvence až 3 GHz. Délka kanálu je menší než 0,5 μm . Běžné typy snesou na vstupu hodnoty činitele odrazu až 0,7 ($PSV = 5$) [15]. Pro dosažení požadovaných výstupních výkonů bývá v pouzdru obsaženo až několik set čipů tranzistorů. V pouzdru jsou přítomny i přizpůsobovací prvky, které zajišťují správnou součinnost všech čipů. V současnosti tranzistory LDMOS nacházejí nejvíce uplatnění v aplikacích rádiové, televizní a mobilní komunikace, a to zejména tam, kde jsou požadovány vysoké výstupní výkony na relativně nízkých kmitočtech a přiměřených pořizovacích nákladech.

Výrobci průběžně různými technologickými úpravami vylepšují všechny významné parametry tranzistorů LDMOS, jako je linearita, stabilita, účinnost a intermodulační zkreslení [30]. Tyto úpravy jsou ale zaručeny pouze v konkrétním kmitočtovém pásmu a při předepsaném pracovním bodu. Je zřejmé, že náklady na vývoj těchto úprav jsou značné a tranzistory jsou proto nabízeny

pouze pro omezený počet izolovaných frekvenčních pásem, ve kterých je zaručen dostatečný komerční úspěch (např. GSM).

Teplotní drift je u moderních tranzistorů LDMOS relativně malý (v porovnání s bipolárními tranzistory), nicméně pro dodržení požadovaného výkonu a linearity v celém teplotním rozsahu bývá v profesionálních zařízeních kompenzován.

Poměrně vážným a často diskutovaným problémem tranzistorů LDMOS je časový drift napětí U_{GS} . Tento jev je způsoben tím, že elektrony s vysokou energií z kanálu narušují oxidovou izolační vrstvu mezi horní hranou kanálu a řídicí elektrodou. V takto vzniklých poruchách se hromadí náboj, který se navenek projevuje právě posunem napětí U_{GS} [31]. Velikost driftu tranzistorů vyrobených v minulosti dosahuje až jednotek procent za rok, a může tak způsobit značné odchylky nastavení pracovního bodu tranzistoru během relativně krátké doby. U současných tranzistorů LDMOS výrobci předpokládají změnu U_{GS} okolo 10% za 20 let [15]. Je zřejmé, že časový drift vzniká pouze když tranzistory pracují.

Vývojem a výrobou tranzistorů a dalších aktivních součástek založených na technologii LDMOS se zabývá většina významných světových výrobců polovodičů, škála výkonů nabízených prvků je velice bohatá. Zatím se však všichni výrobci soustředují pouze na komerčně zajímavá kmitočtová pásma. Pokud se zaměříme pouze na výkonové tranzistory, existují dvě základní provedení, a to pro jednočinné (single-ended) a dvojitě (push-pull) zapojení. Tranzistory pro dvojitě zapojení v zásadě pouze sdružují dva samostatné tranzistory do jednoho pouzdra, což je výhodné zejména z hlediska ceny, a rozměrů. Pro dosažení správné funkce je však nutné zajistit, aby byly oba tranzistory v pouzdru buzeny přesně v protifázi a stejným výkonem, což poněkud komplikuje konstrukci zesilovačů s těmito prvky.

2.2 Konstrukce zesilovačů s tranzistory LDMOS

Jak již bylo popsáno v předcházející kapitole, optimální funkce tranzistorů LDMOS je zaručena pouze pro daný stejnosměrný pracovní bod, frekvenční pásmo atd. Při konstrukci je třeba tyto požadavky zohlednit. Je nezbytně nutné dodržet velikost napájecího napětí i klidový kolektorový proud tranzistorem, které jsou doporučeny výrobcem. V tomto ohledu se tranzistory LDMOS chovají podobně jako tranzistory N-MOSFET s indukovaným kanálem – pracovní bod se nastavuje velikostí napětí U_{GS} .

Samozřejmostí je zajištění dostatečného chlazení. Pro kompenzaci teplotního driftu bývají v profesionálních zařízeních využívány specializované obvody, které upravují velikost napětí U_{GS} . V současné době bývají nejčastěji v podobě programovatelných analogově-číslicových obvodů, do kterých jsou ukládány ve vhodném formátu změřené tepelné charakteristiky konkrétního tranzistoru. Takovéto obvody pak podle teploty tranzistoru nastavují optimální velikost napětí U_{GS} . Příkladem takovýchto obvodů jsou např. DS1870 firmy Maxim či X96011 firmy Xicor. Kompenzace časového driftu U_{GS} je prováděna na základě měření klidového kolektorového proudu tranzistoru I_{D0} . I pro tento účel existují specializované obvody, které v sobě již zahrnují i tepelnou kompenzaci. Jedním z takových obvodů je např. X9470 firmy Xicor. Je zřejmé, že použití těchto prvků je pro kusovou výrobu nevhodné. Bohužel, teplotní charakteristiky tranzistorů LDMOS většina výrobců běžně neuvádí. Zda bude teplotní kompenzace potřeba bude záležet hlavně na konkrétních pracovních podmínkách. Uvádí se, že v teplotním rozsahu od -20 do $+100$ °C dochází ke změně napětí U_{GS} přibližně o 15%.

Tranzistory mají určitou hodnotu vstupní a výstupní impedance. Tu je potřeba vhodnými obvody přizpůsobit k pracovní impedanci (např. 50 Ω). Přizpůsobovací obvody ovšem zároveň musí umožnit přívod stejnosměrných napájecích napětí.

U tranzistorů pro jednočinná zapojení se za vstupní impedanci považuje impedance hradla (gate) proti zemi, za výstupní pak impedance kolektoru (drain) proti zemi. U tranzistorů pro dvojitěnné zapojení se uvažují vždy impedance mezi oběma hradly, resp. kolektory.

2.3 Tranzistor Motorola MRF9210 a jeho vlastnosti

K dispozici je tranzistor LDMOS MRF9210 firmy Motorola, určený pro použití v dvojitěnných zapojeních (push-pull). Pouzdro obsahuje dva shodné tranzistory. Emitory (S) obou tranzistorů jsou spojeny a vyvedeny na spodní chladicí kovové ploše pouzdra. Hradla (G) a kolektory (D) jsou vyvedeny páskovými vývody po delších stranách pouzdra. Katalogové listy tranzistoru jsou v příloze 4, nejdůležitější parametry jsou tyto:

Zaručované pracovní frekvenční pásmo	865 až 895 MHz
Výkonový zisk při $P_{VYST} = 40$ W	16,5 dB
Účinnost	25,5 %
Doporučené napájecí napětí kolektorového obvodu U_{DD}	26 V
Doporučený klidový kolektorový proud I_{D0}	950 mA (každý z tranzistorů)
Klidové napětí hradla U_{GS}	3,3 V

Výrobce udává přímo potřebné impedance přizpůsobovacích obvodů, což jsou v podstatě jen hodnoty komplexně sdružené k hodnotám vstupní a výstupní impedance tranzistorů. Impedance v tabulce III nejsou vztahovány proti zemi, ale mezi oběma hradly (G) resp. kolektory (D) navzájem. Hodnoty v tabulce III platí pro tyto pracovní podmínky tranzistoru: $U_{DD} = 26$ V, $I_{D0} = 950$ mA, $P_{VYST} = 40$ W při modulaci CDMA.

Tabulka III: Impedance přizpůsobovacích obvodů pro MRF9210

f [MHz]	Z_{VST} [Ω]	Z_{VYST} [Ω]
865	4.19 – j6.71	8.43 – j3.83
880	3.69 – j6.18	8.12 – j3.85
895	3.17 – j5.85	7.84 – j4.08

Jak ukazuje tabulka III, výrobce definuje vstupní a výstupní impedance tranzistoru jen pro pásmo okolo 880 MHz. Aby bylo možné tranzistor použít, je nutné zjistit jeho impedance na kmitočtu okolo 1269 MHz. To však představuje poměrně složitý problém. Tyto impedance totiž patří mezi tzv. velkosignálové parametry, jejichž hodnota obecně závisí na mnoha proměnných. V případě tranzistorů je to mj. závislost na frekvenci, nastaveném pracovním bodu, velikosti budícího signálu, teplotě, ale i vlastnostech modulace vstupního signálu. Hodnoty vstupní a výstupní impedance tranzistoru se navíc navzájem ovlivňují. V praxi se tyto parametry určují měřením, při nastavení a vybuzení tranzistorů na potřebné hodnoty. To by však vyžadovalo speciální přístrojové vybavení a nějakou měřicí soustavu pro tranzistor, které však nejsou k dispozici.

Bylo tedy nutné nalézt postup, pomocí kterého by bylo možné impedance tranzistoru na kmitočtu 1269 MHz určit alespoň přibližně. Zde se nabízela možnost nějaké extrapolace ze známých hodnot. Známé jsou však hodnoty pouze v pásmu o šířce 30 MHz (865 až 895 MHz), a extrapolovaná hodnota (1269 MHz) od nich leží ve vzdálenosti téměř 400 MHz. Jednoduchou extrapolaci zde tedy

nebylo možné použít, neboť není známo dostatečné množství vstupních údajů pro stanovení typu extrapoláční funkce. Struktura tranzistorů LDMOS je navíc velmi složitá, a není tedy jisté, že frekvenční charakteristiky impedancí mají monotónní průběh. Bylo tedy nutné tvar průběhu nejdříve nějak upřesnit.

2.4 Počítačové simulace tranzistorů LDMOS firmy Motorola

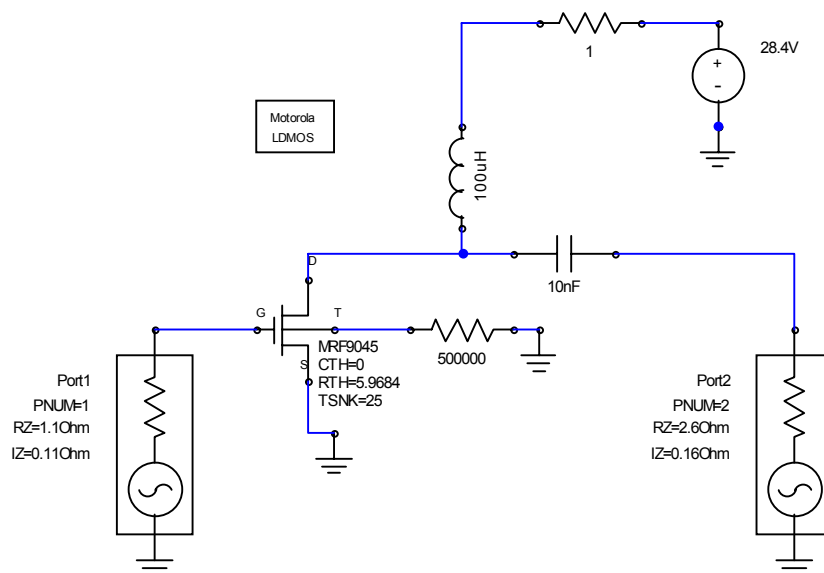
Firma Motorola na svých internetových stránkách nabízí knihovnu modelů některých tranzistorů LDMOS, vhodnou pro použití s různými komerčními návrhovými programy. Bohužel, tranzistor MRF9210 v této knihovně v době vypracování tohoto dokumentu nebyl. Rovněž ostatních tranzistorů LDMOS pro kmitočty okolo 900 MHz byl v knihovně jen zlomek celé nabídky firmy. Konkrétně knihovna obsahovala typy MRF9045, MRF9045MR1, MRF9060, MRF9080 a MRF9085. Všechny tyto tranzistory jsou určeny pro jednočinná zapojení, avšak spolu s MRF9210 spadají do jedné výrobní řady. Proto se lze domnívat, že tvar průběhu frekvenčních závislostí impedancí bude podobný. Pro ověření tohoto předpokladu byly provedeny počítačové simulace. Použit byl program Ansoft Designer 1.1, což je pokračovatel návrhového systému Serenade Desktop.

Jak již bylo popsáno v předcházející kapitole, impedance tranzistoru jsou velkosignálové parametry závislé na mnoha veličinách. Úkolem při simulacích tedy bylo zajistit, aby tranzistory pracovaly při podmínkách které uvádí výrobce. Postup bude vysvětlen na simulaci tranzistoru MRF9045. Jeho vstupní a výstupní impedance při $U_{DD} = 28 \text{ V}$, $I_{D0} = 350 \text{ mA}$, $P_{VYST} = 45 \text{ W}$ jsou v tabulce IV.

Tabulka IV: Impedance přízpusobovacích obvodů pro MRF9045

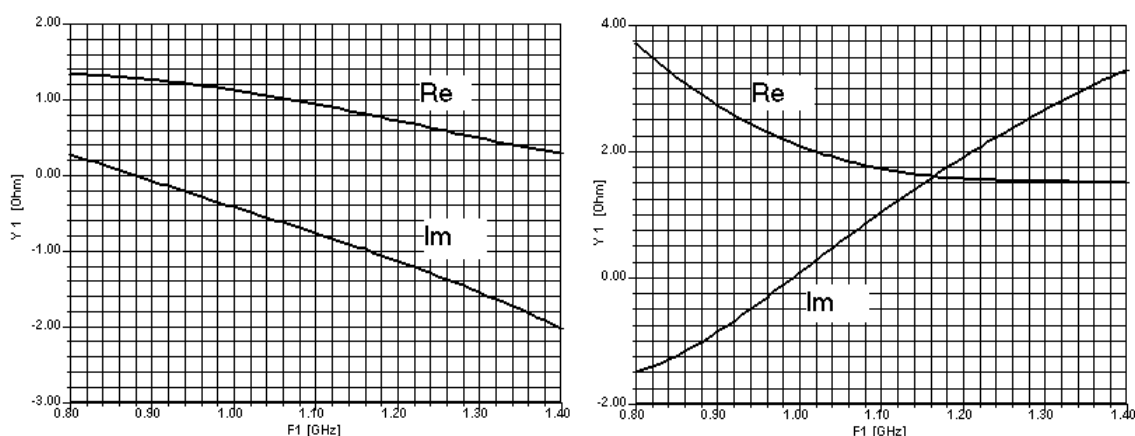
f [MHz]	Z_{VST} [Ω]	Z_{VYST} [Ω]
930	$1.02 + j0.06$	$2.6 + j0.20$
945	$1.10 + j0.11$	$2.6 + j0.16$
960	$1.15 + j0.25$	$2.6 + j0.10$

Na obr. 2.2 je soustava pro simulaci tranzistoru MRF9045 v programu Ansoft Designer 1.1. Napájecí obvod kolektoru je tvořen zdrojem napětí s vnitřním odporem (zde 1Ω) a indukčností dostatečně velké hodnoty, která vysokofrekvenčně odděluje VF části od zdroje. Na vstup tranzistoru (G) je připojen simulační port, který slouží jako zdroj střídavého budicího signálu a zároveň v sobě obsahuje i zdroj stejnosměrného předpětí U_{GS} . Impedance tohoto portu byla nastavena podle doporučených hodnoty v tabulce IV. Budicí signál byl použit sinusový, s proměnnou frekvencí a o výkonu potřebném pro vybuzení tranzistoru přibližně podle katalogových údajů. Na výstup tranzistoru (D) je připojen druhý port, který zároveň slouží jako zátěž. I jeho parametry byly nastaveny podle katalogových údajů. Pro oddělení stejnosměrné složky je mezi kolektor a samotnou zátěž je zařazen kapacitor o poměrně velké hodnotě (10 nF), aby byl jeho vliv minimální.



Obr. 2.2: Simulační obvod pro MRF9045 v Ansoft Designeru

Pro simulaci chování nelineárních obvodů při buzení velkými signály v sobě Ansoft Designer obsahuje analýzu pojmenovanou Harmonic Ballance. Jedním z možných výstupů této simulace je i zobrazení vstupní impedance obvodu, připojeného k danému portu. Výsledky zde jsou pro kmitočty od 800 do 1400 MHz, avšak bylo prověřeno i širší kmitočtové pásmo. Simulované vstupní a výstupní impedance tranzistoru MRF9045 jsou na obr. 2.3. Je dobré připomenout, že na obrázcích jsou přímo impedance tranzistoru, které jsou tedy komplexně sdružené k údajům potřebné zatěžovací impedance v katalogových listech.



Obr. 2.3: Simulované průběhy vstupní (vlevo) a výstupní (vpravo) impedance tranzistoru MRF9045

Z porovnání s katalogovými údaji jsou zřejmé jisté odchylky. Je však nutné podotknout, že měření těchto impedancí se provádí na složitých, kmitočtově závislých soustavách, a rovněž modely mohou vystihovat chování reálného tranzistoru jen v omezené míře. Simulace popsaná výše má navíc i svá slabá místa. Největší problém představuje skutečnost, že zatěžovací impedance portů nesleduje změnu impedancí tranzistoru s kmitočtem. Je sice možné simulační porty nastavit tak, aby

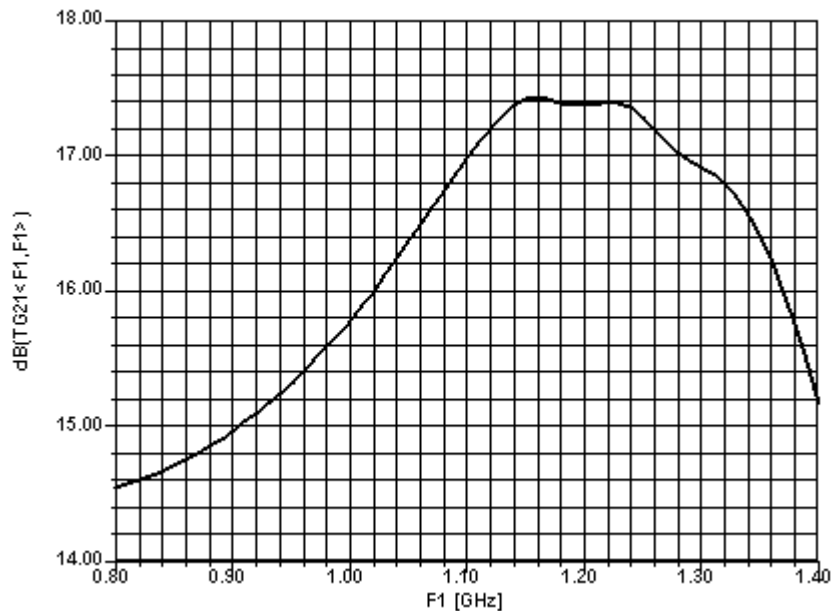
prováděly lineární extrapolaci z tabulky známých dat, ale tento postup dával výrazně horší výsledky přizpůsobení. Navíc reálná složka impedance by při lineární extrapolaci v některých případech nabyla i záporných hodnot, což je nepřijatelné. Situaci dále komplikuje fakt, že vstupní a výstupní impedance tranzistoru se navzájem do určité míry ovlivňují. Určitý vliv má zřejmě i to, že při simulacích byl použit čistě sinusový budící signál, avšak výsledky výrobce jsou zpravidla pro CDMA signály. Ale jak již bylo uvedeno výše, simulace měly sloužit pouze ke zjištění tvaru závislosti impedancí na kmitočtu, takže přesnost zde není tak podstatná. Samozřejmě bylo provedeno mnoho dalších simulací, jejichž cílem bylo prověřit vliv velikosti budícího výkonu, posunu pracovního bodu, změny vnitřního odporu zdroje atp. Všechny tyto parametry měly znatelný vliv na hodnoty impedancí tranzistoru, avšak tvar jejich frekvenční charakteristik zůstal velmi podobný.

Podobné simulace byly provedeny pro všechny ostatní výše jmenované tranzistory z knihovny. Z výsledků bylo možné vyvodit několik obecných závěrů:

- Průběhy reálné i imaginární složky jsou ve zkoumaném pásmu monotónní funkce. Na vysokých kmitočtech (u všech typů cca nad 4 GHz) se objevují lokální extrémy, reálná a imaginární složka zde má charakter jak paralelní rezonanční obvod v okolí rezonančního kmitočtu. Zřejmě dochází k rezonanci vnitřních přizpůsobovacích obvodů tranzistorů. Tato skutečnost však nemá ve zkoumaném pásmu do 1300 MHz žádný vliv.
- Reálné složky impedancí mají charakter klesajícího exponenciálního průběhu. Na kmitočtu okolo 1300 MHz již reálná část většinou dále neklesá, a její velikost se zde rovná třetině až polovině hodnoty okolo 900 MHz, podle typu tranzistoru.
- Imaginární složky impedancí mají lineární průběh, v některých případech mírně zvlněný. V mnoha případech dochází v prověřovaném pásmu i k přechodu přes nulovou hodnotu, tj. ke změně znaménka imaginární části.

Dalším významným bodem simulací bylo ověřit, zda jsou tranzistory schopny při kmitočtu 1300 MHz poskytnout dostatečný výkonový zisk, tj. zda má vůbec smysl se o návrh zesilovače pokoušet. Simulace Harmonic Balance umožňuje zobrazit výkonový zisk mezi dvěma porty přímo. Aby však simulovaný zisk měl nějakou vypovídací hodnotu, bylo potřeba co nejlépe výkonově přizpůsobit vstup i výstup tranzistoru. Proto byly z grafů získaných při simulaci impedancí odečteny hodnoty těchto impedancí při kmitočtu okolo 1300 MHz. Ty pak byly zadány do obou portů. Frekvenční závislost výkonového zesílení tranzistoru MRF9045 při tomto nastavení je na obr. 2.4.

Jak je vidět z obr. 2.4, zisk tranzistoru MRF9045 v požadovaném pásmu 1300 MHz je okolo 17 dB, přičemž zisk deklarovaný výrobcem na 945 MHz je 18,8 dB. Podobných výsledků bylo dosaženo i u ostatních simulovaných tranzistorů. U žádného výkonový zisk při 1300 MHz neklesl pod 15 dB. Výsledky tedy ukazují, že i když tranzistory nejsou provozovány v pásmu vymezeném výrobcem, je možné je použít s dobrými výsledky. Je však třeba mít na paměti, že ostatní důležité parametry jako je linearita či zkreslení se mohou zhoršit.



Obr. 2.4: Simulovaný výkonový zisk tranzistoru MRF9045

2.5 Odhad impedancí tranzistoru MRF9210 na kmitočtu 1269 MHz

Na základě poznatků z počítačových simulací byl proveden odhad impedancí přizpůsobovacích obvodů pro tranzistor MRF9210 na kmitočtu 1269 MHz.

Reálné části impedancí mají s kmitočtem klesající, přibližně exponenciální průběh. Strmost poklesu je však u různých tranzistorů různá a velikost reálné složky na kmitočtech okolo 1300 MHz v poměru ke známým hodnotám se tak mění. U simulovaných tranzistorů to bylo rozmezí jedné třetiny až jedné poloviny hodnoty v pásmu okolo 900 MHz. Zde nezbývá než provést velice hrubý odhad. Byl zvolen určitý kompromis, reálné části vstupní i výstupní impedance tranzistoru při 1269 MHz byly odhadnuty o velikosti 40% hodnoty při 880 MHz. Číselné hodnoty jsou:

$$\begin{aligned} \operatorname{Re}\{Z_{VST}(1269)\} &\doteq 0,4 \cdot \operatorname{Re}\{Z_{VST}(880)\} = 0,4 \cdot 3,69 \doteq 1,5 \Omega \\ \operatorname{Re}\{Z_{VYST}(1269)\} &\doteq 0,4 \cdot \operatorname{Re}\{Z_{VYST}(880)\} = 0,4 \cdot 8,12 \doteq 3,25 \Omega \end{aligned}$$

Imaginární části impedancí se s kmitočtem mění téměř lineárně. K jejich určení tedy byla použita lineární extrapolace. Známé hodnoty byly proloženy přímkou, metodou nejmenších čtverců. Na základě znalosti rovnice přímky pak byly vypočteny hodnoty při kmitočtu 1269 MHz.

Rovnice přímky pro imaginární část impedance je

$$\operatorname{Im}\{Z_{VST}(f)\} \doteq j(0,02866 \cdot f - 31,4733),$$

kde kmitočet f je v MHz. Po dosazení

$$\operatorname{Im}\{Z_{VST}(1269)\} \doteq j(0,02866 \cdot 1269 - 31,4733) = j4,9 \Omega.$$

Obdobně pro výstupní impedanci

$$\operatorname{Im}\{Z_{vYST}(f)\} \doteq j(-0,0083\bar{3} \cdot f + 3,413\bar{3}).$$

Po dosazení

$$\operatorname{Im}\{Z_{vYST}(1269)\} \doteq j(-0,0083\bar{3} \cdot 1269 + 3,413\bar{3}) = -j7,2 \Omega.$$

Odhadnuté potřebné impedance vstupního a výstupního přizpůsobovacího obvodu pro tranzistor MRF9210 při kmitočtu 1269 MHz tedy jsou:

$$Z_{vST} = (1,5 + j4,9) \Omega$$

$$Z_{vYST} = (3,25 - j7,2) \Omega$$

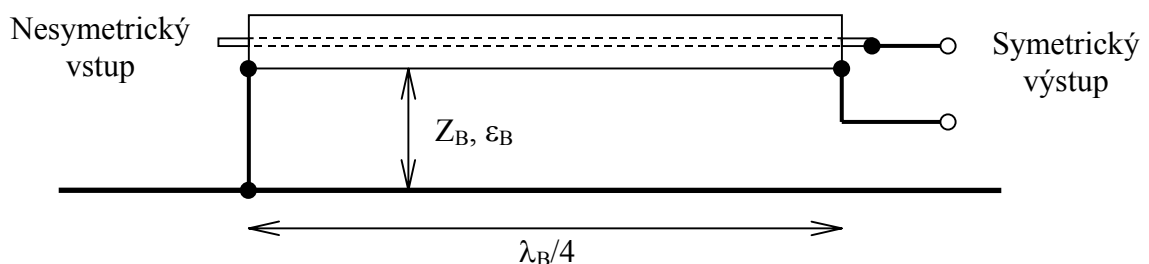
Impedance tranzistoru samotného jsou k těmto hodnotám komplexně sdružené. Je zřejmé, že takto získané hodnoty jsou pouze spekulativní.

2.6 Režim tranzistoru a čtvrtvlnný balun

Tranzistor MRF9210 je určen pro dvojčinné (push-pull) zapojení, tedy každý z tranzistorů zpracovává jen jednu půlvlnu vstupního signálu. Protože tranzistory jsou stejného typu (vodivosti), musí být buzeny signály vzájemně posunutými o 180° . V zásadě se tedy jedná o symetrické buzení a proto jsou v katalogových listech podobných tranzistorů uváděny právě symetrické impedance vždy mezi oběma vstupy či výstupy. Tento způsob činnosti má hned několik výhod. Největším přínosem je to, že po spojení obou půlvln se na výstupu objeví celý signál v nezměněné podobě. Nedochozí tak (jako u zesilovačů tříd B a C) teoreticky ke vzniku vyšších harmonických složek a zesilovač tak nepotřebuje žádný filtrační člen na výstupu pro jejich potlačení [20], [21]. U reálných prvků samozřejmě nedochází k superpozici obou signálů zcela dokonale. Výrobci proto doporučují takové pracovní body tranzistorů, kde jsou výsledky nejlepší.

Protože každý tranzistor v pouzdru zpracovává jen jednu půlvlnu, je možné jej během této půlvlny více zatížit. Dvojčinné zapojení tak může dosáhnout mnohem vyšších výstupních výkonů [20]. Symetrické buzení má tu výhodu, že se potlačují rozdíly ve vlastnostech obou tranzistorů.

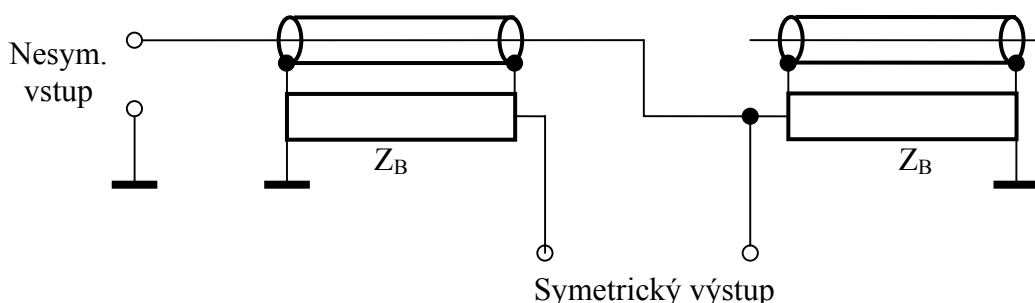
Je zapotřebí prvek, který převede nesymetrickou vstupní impedanci na symetrickou. K tomuto účelu se v praxi používají tzv. baluny, známé především z anténní techniky. Balun je možné realizovat několika způsoby, z nichž každý je vhodný pro určité kmitočtové pásmo. Pro pásmo stovek MHz je oblíbeným způsobem použití čtvrtvlnného koaxiálního kabelu [20], viz obr. 2.5.



Obr. 2.5: Čtvrtvlnný koaxiální balun

Potřebná délka koaxiálního kabelu je určena vlastnostmi dielektrika (ϵ_B) mezi jeho stínícím pláštěm a zemní plochou, nikoliv vlastnostmi dielektrika kabelu samotného. Impedance Z_B tedy může být obecně od impedance kabelu různá. Literatura [20] uvádí, že velikost Z_B také ovlivňuje šířku pásma balunu –měla by být co největší, nicméně pro běžné aplikace není až tak kritická. Protože délka kabelu je dána prostředím mezi stínícím obalem a zemí, je snahou toto prostředí nějak definovat, aby se funkce nezhoršila např. při změně tvaru kabelu. V praxi bývá balun buď celý ve vzduchu, nebo se pevně připevňuje na podložku s definovanými parametry. V technice mikropáskových vedení se stínění kabelu po celé délce pájí k mikropásku vhodné impedance Z_B a délce $\lambda_B/4$.

Reálné baluny této konstrukce však nejsou zcela přesně symetrické, protože stínění kabelu má parazitní vazby na okolí [22]. Pro dosažení přesné symetrie se nepoužívá balun jeden, ale dva. Druhý „balun“ je připojen ke střednímu vodiči kabelu prvního a slouží pouze pro vyrovnání parazitních impedancí (viz obr. 2.6). Jeho střední vodič není nikam připojen.



Obr. 2.6: Dosažení přesné symetrie balunu

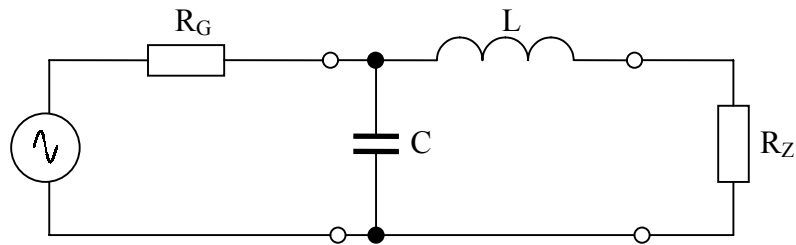
Pro realizaci popsaných koaxiálních balunů se používají speciální koaxiální kabely. Nemají vnější izolaci, a jejich stínění není spletené z vodičů, ale trubkové. Dielektrikum musí snést teplotu při pájení stínícího pláště. V zahraniční literatuře se takovéto kabely označují slovem „semirigid“.

Na závěr je vhodné poznamenat, že baluny se používají i ke zpětnému převodu symetrické impedance na nesymetrickou.

2.7 Přizpůsobovací obvody

Pro správnou funkci a dosažení co nejvyššího zisku je nutné tranzistor výkonově přizpůsobit. Pro tento účel opět existuje velké množství obvodů, s různými vlastnostmi. Protože impedance tranzistoru MRF9210 byly pouze odhadnuty, je jedním z hlavních požadavků na přizpůsobovací obvod jeho přeladitelnost. Rovněž je vhodné, aby co největší část přizpůsobovacích obvodů byla vytvořena pomocí mikropáskových struktur. K dispozici je materiál Rogers RT/6010LM, s relativní permitivitou $\epsilon_r = 10,2$, tloušťkou dielektrika $h = 0,64$ mm, ztrátovým činitelem $\text{tg } \delta = 0,023$ a tloušťkou pokovení $t = 35$ μm .

První pokusy byly provedeny s reaktančními články Γ , které umožňují poměrně snadné přeladění [19], [20]. Článek Γ a jeho použití jako přizpůsobovací obvod je na obr. 2.7. Uvedená varianta obvodu se používá při $R_G > R_Z$.



Obr. 2.7: Reaktanční článek Γ

Reaktance prvků se vypočítají

$$m = \frac{R_G}{R_Z}$$

$$X_C = \frac{R_G}{\sqrt{m-1}} \quad . \quad (2.1), (2.2), (2.3)$$

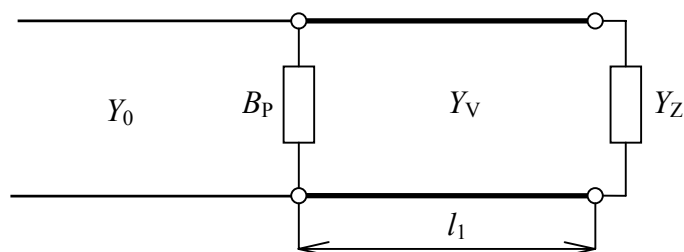
$$X_L = R_Z \sqrt{m-1}$$

Z reaktancí se pak vypočítají hodnoty součástí při daném kmitočtu.

Tento jednoduchý článek Γ ovšem umožňuje přizpůsobit pouze čistě reálné impedance. Imaginárních složek impedancí je možné se zbavit tak, že se zahrnou do impedancí vypočtených prvků (metoda absorpce), nebo se připojí reaktance stejné velikosti, ale opačného znaménka (metoda rezonance).

Pro realizaci potřebných indukčností bylo použito mikropáskových vedení vhodných rozměrů, jako kapacitory byly použity prvky se soustředěnými parametry. Tato cesta se však ukázala neschůdná. Impedance tranzistoru MRF9210 mají velké imaginární složky, kterých se bylo potřeba zbavit. Při použití metody absorpce vycházely indukčnosti tak malé, že je nebylo možné mikropásky rozumně fyzicky realizovat. Při použití metody rezonance vzniklé rezonanční obvody velice výrazně snižovaly šířku pásma (až na čtvrtinu oproti případu s čistě reálnými impedancemi). Proto bylo od članků Γ upuštěno a jejich řešení zde nebude dále popisováno.

Protože mikropásková vedení umožňují snadno realizovat různé impedance vedení pouhou změnou jejich šířky, bylo pro přizpůsobení využito transformačních vlastností vedení [23]. Pro snadnou realizaci bylo zvoleno přizpůsobení paralelním pahýlem, jehož principiální uspořádání je na obr. 2.8. Tuto metodu doporučuje používat pro její tranzistory i firma Motorola [18].



Obr. 2.8: Přizpůsobení paralelním pahýlem

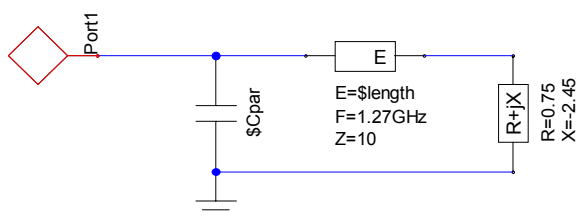
Admitance zátěže Y_Z se transformuje úsekem vloženého vedení o admitanci Y_V a délce l_1 na takovou hodnotu $Y_1 = G_1 + jB_1$, aby její reálná část byla rovna charakteristické admitanci hlavního vedení, tedy $G_1 = Y_0$. Zbývající susceptance B_1 se kompenzuje připojením prvku s opačným charakterem a stejnou velikostí $B_P = -B_1$. Tato kompenzační susceptance se často realizuje pahýlem vedení, z čehož plyne název metody. Je však také možné použít kapacitu či indukčnost potřebné velikosti. Výhodou této metody je velký počet stupňů volnosti. Admitanci Y_V je možné zvolit (obvykle $Y_0 < Y_V < Y_Z$), a dále existují dvě možné délky l_1 pro které je transformace splněna. Podle zvolené délky l_1 je pak také určen charakter susceptance B_1 . Potřebné parametry je možné navrhnout za pomoci Smithova diagramu [23]. Stejně jako u všech podobných jednoduchých metod, je docíleno přesného přizpůsobení pouze na jediném kmitočtu.

Obvod do určité míry splňuje i podmínku přeladitelnosti. Reálnou složku admitance Y_Z je možné doladovat změnou délky l_1 vloženého vedení – tedy polohou připojení susceptance B_P . Změnou velikosti B_P lze doladovat složku imaginární. Je zřejmé, že nastavení délky l_1 a velikosti B_P se vzájemně ovlivňují. Změna délky l_1 se nemusí provádět fyzickým přemístěním B_P , ale elektricky, připojením dalšího prvku s řádově menší hodnotou susceptance v blízkosti B_P .

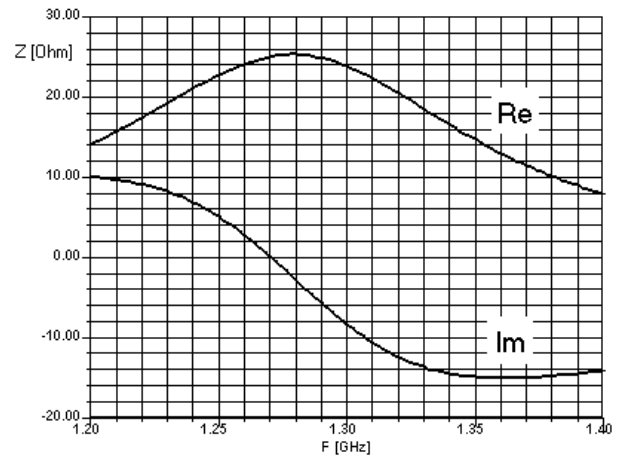
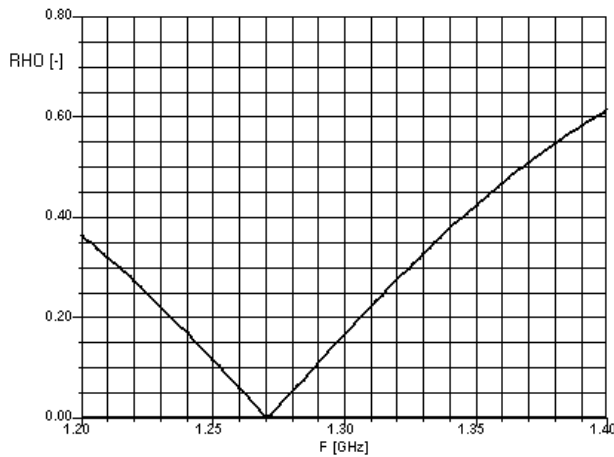
2.7.1 Přizpůsobení vstupní impedance MRF9210

Pro snadnější představu byl při návrhu použit jednoduchý trik, který spočívá v „podélném“ rozdělení symetrického obvodu na dvě poloviny, které jsou vztahovány k zemi. Všechny impedance se tak rozdělí na polovinu, a návrh je proveden s nimi.

Vstupní impedance tranzistoru je $Z_{VST} = (1,5 - 4,9) \Omega$, po vydělení dvěma vyjde $Z_{VST2} = (0,75 - 2,45) \Omega$. Tuto impedanci je nutno přizpůsobit ke vstupu $Z_{02} = 50/2 = 25 \Omega$. Impedance vloženého vedení byla zvolena $Z_V = 1/Y_V = 10 \Omega$. Poté byla pomocí Smithova diagramu nalezena potřebná normovaná délka $l_1/\lambda = 0,12$ a velikost kompenzační reaktance $B_P = -j4,5 \Omega$. Tomu při $f = 1269$ MHz odpovídá kapacita $C_P = 28$ pF. Záměrně byla délka vybrána tak, aby reaktance měla kapacitní charakter. V Ansoft Designeru pak bylo sestaveno zapojení, které tento přizpůsobovací obvod realizuje (obr. 2.9). Vedení je použito ideální, definované impedancí (10Ω) a elektrickou délkou při daném kmitočtu (zadáva se ve stupních, $E = 360 \cdot l_1/\lambda = 360 \cdot 0,12 = 43^\circ$). Protože grafická metoda pomocí Smithova diagramu není zcela přesná, musely být oba parametry mírně doladěny. Správnost naladění byla posuzována podle absolutní hodnoty činitele odrazu $|\rho|$ na vstupním portu. Ten je nulový pouze při dokonalém přizpůsobení. Závislost činitele odrazu a impedance na frekvenci je v obr. 2.10.



Obr. 2.9: Ideální přizpůsobovací obvod



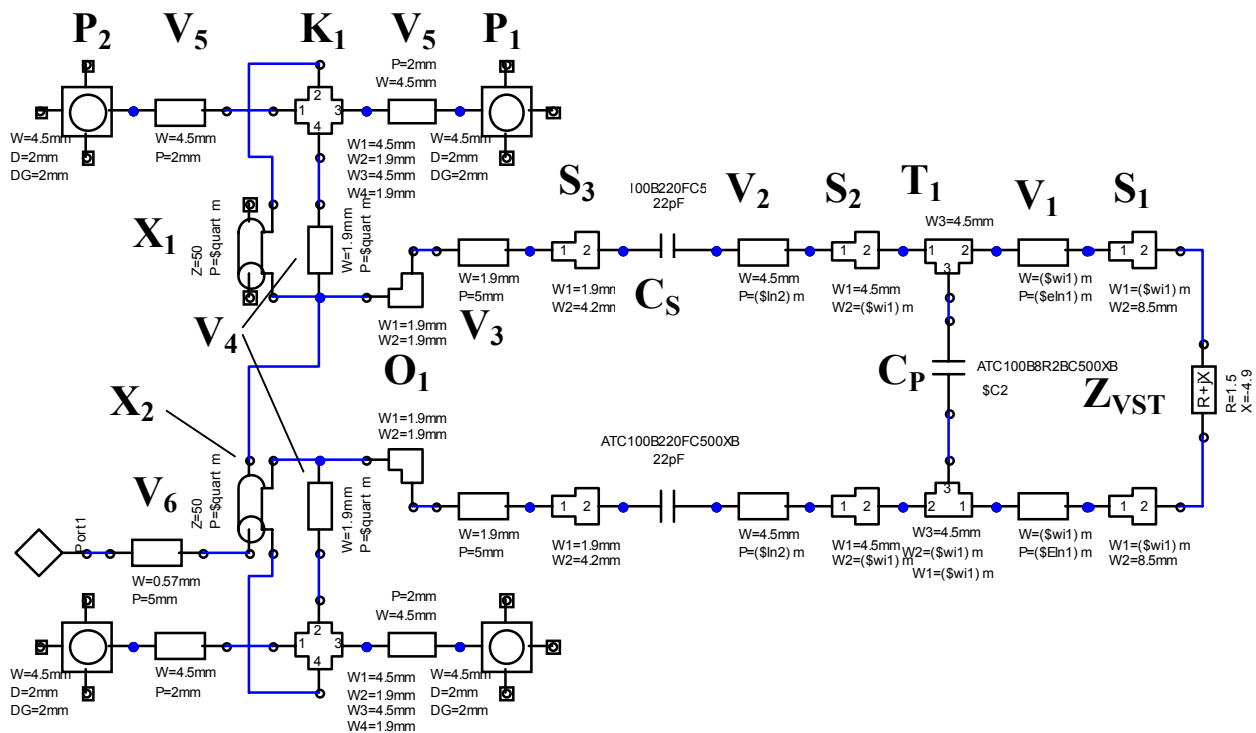
Obr. 2.10: Frekvenční závislost činitele odrazu (vlevo) a impedance (vpravo) ideálního přizpůsobovacího obvodu vstupu

Jak je patrné, k přesnému přizpůsobení na dochází pouze na jediném kmitočtu. Pokud připustíme zhoršení činitele odrazu na $|\rho| = 0,1$, je šířka pásma přibližně 36 MHz. Vzhledem k uvažované aplikaci zesilovače je to ale více než dostačující výsledek. Toto však platí pouze v ideálním případě. Při fyzické realizaci mikropáskovými obvody se však do obvodu vnese velké množství parazitních reaktancí. Tyto reaktance vznikají na přechodech mezi mikropásky různých impedancí, ohybech, fyzických kapacitách apod., které tvoří části soustavy. Bohužel, velikost parazitních těchto reaktancí je na pracovním kmitočtu často porovnatelná s velikostí reaktancí pracovních a je nutné je kompenzovat [10], [11]. Při návrhu byly k jednoduchému ideálního obvodu z obr. 2.9 postupně přidávány další a další prvky nutné k fyzické realizaci, až vznikla úplná soustava z obr. 2.11. Tato soustava je již plně symetrická a obsahuje všechny části nezbytné pro funkci přizpůsobovacího obvodu. Hodnoty jednotlivých prvků byly optimalizovány průběžně, tak jak byly přidávány další prvky. K tomuto účelu bylo využito optimalizačního enginu, kterým Ansoft Designer disponuje (Optometrics Analysis). Ve všech krocích návrhu bylo dbáno na to, aby parametry součástí soustavy dosahovaly realizovatelných hodnot.

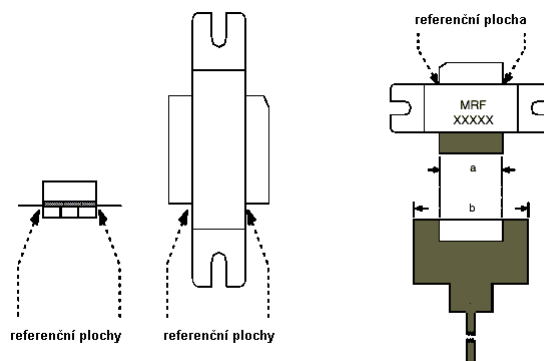
Nyní bude popsán účel a významné vlastnosti jednotlivých prvků soustavy z obr. 2.11. Vzhledem k symetrii obvodu je označena jen jedna polovina prvků, jejich protějšky mají stejné parametry.

Zcela vpravo je prvkem Z_{VST} modelována vstupní impedance tranzistoru MRF9210. Prvek S_1 je prvek modelující skok v šířce mikropáskového vedení. Tento skok je představován přechodem mezi šířkou vývodu tranzistoru (8,5 mm, viz Package Dimensions v příloze 4) a šířkou vloženého vedení V_1 . Tato skutečnost je znázorněna na obr. 2.12 – jak je patrné, body ve kterých jsou definovány impedance tranzistoru se nacházejí na hranicích přechodu vývodů z pouzdra. Postup je doporučen firmou Motorola v [18]. Je zřejmé, že šířka vloženého vedení V_1 nesmí být menší než je šířka vývodu tranzistoru.

Vedení V_1 je hlavní částí přizpůsobovacího obvodu a provádí vlastní transformaci impedance. Jeho délka a impedance byla zvolena tak, aby byl ke kompenzaci zbytkové susceptance (B_p) použit kondenzátor. Konečné rozměry vedení V_1 jsou $w_1 = 10$ mm a $l_1 = 8,7$ mm. Potřebná velikost kapacity je $C_p = 6,6$ pF.



Obr. 2.11: Přizpůsobovací soustava vstupu



Obr. 2.12: Vztažné plochy tranzistoru a jeho vazba na mikropáskové vedení

Na kompenzační kondenzátor C_P jsou kladeny poměrně vysoké požadavky. Musí být konstruován pro vysoké frekvence a zároveň musí snést poměrně velká napětí, která se při plném vybuzení mohou v obvodu objevit. S tím souvisí i ztráty v dielektriku, které mohou způsobovat jeho ohřev. Běžné nabízené typy kondenzátorů nevyhovují. Proto musí být jako C_P použity např. kondenzátory firmy ATC z řady 100B či podobné, které jsou pro VF výkonové aplikace konstruovány. Výše jmenovaná řada kondenzátorů je přímo obsažena v knihovnách Ansoft Designeru. Je však pravděpodobné, že při oživování zesilovače bude nutné na místě C_P osadit kapacitní trimr pro snadné doladění obvodu. V tomto případě je možné použít výrobky firem

Tronser-Johanson či Newark. Bohužel, tyto výrobky v knihovnách obsaženy nejsou. Při návrhu je proto uvažováno s pevným kondenzátorem firmy ATC. Přechod mezi šířkou vedení V_1 a šířkou pájecích ploch kondenzátoru C_P vytváří T-spojení mikropáskových vedení. Proto je do soustavy (obr. 2.11) zařazeno T-spojení T_1 , které tento přechod modeluje. Pájecí plochy kondenzátoru mají šířku 4,5 mm a jsou přímo součástí modelu kondenzátoru.

Tranzistor na vstupu vyžaduje stejnosměrné předpětí pro nastavení pracovního bodu. Toto stejnosměrné napětí se však nesmí dostat na vstup zesilovače. Proto jsou do každé větve zařazeny kondenzátory C_S o kapacitě 22 pF, které stejnosměrnou složku oddělují. Byly opět použity kondenzátory řady 100B firmy ATC.

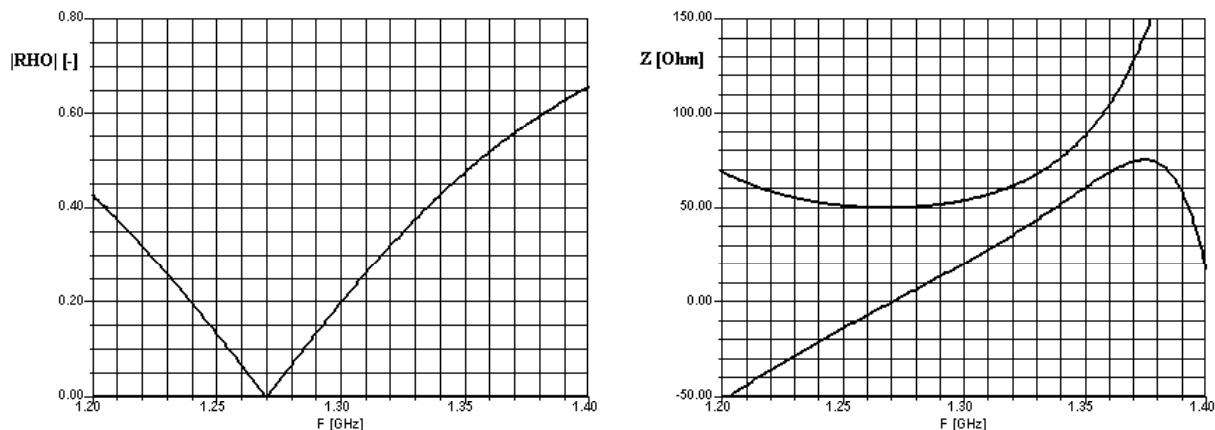
S přizpůsobovacím obvodem jsou kondenzátory C_S propojeny krátkými úseky ($l_2 = 6$ mm) vedení V_2 o šířce $w_2 = 4,5$ mm (šířka pájecích ploch kondenzátorů). Vedení V_2 zároveň může sloužit jako prostor pro případný posun kondenzátoru C_P v případě přeladování obvodu. Přechod mezi šířkou vedení V_1 a V_2 je modelován skokem S_2 . Na druhý vývod kondenzátoru C_S je již připojeno vedení V_3 s charakteristickou impedancí 25Ω a šířkou 1,9 mm (skok S_3). Na toto vedení přímo navazuje čtvrtvlnné vedení V_4 , které je součástí koaxiálního balunu. Impedance a šířka vedení V_4 jsou stejné jako V_3 . Ohyb O_1 mezi vedeními V_3 a V_4 je záměrně neseříznutý, protože tvoří plochu pro připájení středního vodiče koaxiálního kabelu.

Vedení V_4 je nutné na jednom konci uzemnit. Pro přívod země jsou opět uvažovány šrouby M2, dva na konci obou vedení V_4 . Tím pádem je ale vzdálenost mezi koncem vedení V_4 a zemí nenulová. To je velice vážný problém, protože na dodržení elektrické délky vedení V_4 závisí správná funkce balunů. Proto byla přípojná místa šroubů modelována jako prokovené zemnicí čtvercové plochy o hraně 4,5 mm s otvory o průměru 2 mm uprostřed (prokovy P_1 a P_2). Tyto zemnicí plochy byly dále v jednom směru prodlouženy krátkými úseky ($l_5 = 2$ mm) vedení V_5 o stejné šířce ($w_5 = 4,5$ mm), aby byly při montáži hlavy šroubů v dostatečné vzdálenosti od koaxiálního kabelu. Takto vzniklé zemnicí plochy jsou na vedení V_4 navázány modelem křížení mikropáskových vedení K_1 . Zemněný konec pláště koaxiálního kabelu X_1 byl přepojen právě na konec křížení K_1 . Tato úprava byla provedena čistě z praktických důvodů, aby koaxiální kabel končil na vnější hraně celé soustavy, což usnadní jeho montáž. Podle očekávání se tento způsob zemnění projevil tak, že bylo zapotřebí mírně zkrátit délku vedení V_4 . Finální délka vedení V_4 je $l_4 = 20$ mm.

Koaxiální balun je použit typu podle obr. 2.6, pro dosažení co nejlepší symetrie. Střední vodič kabelu X_1 není nikam připojen. Jeden konec středního vodiče kabelu X_2 musí být připojen na ohyb O_1 . Druhý konec tvoří vstup zesilovače. Pro jeho připojení je přichystán krátký kus vedení V_6 , již o impedanci 50Ω ($w_6 = 0,57$ mm, $l_6 = 5$ mm). Připojení vstupu může však být provedeno i jinými způsoby. Kabel může být použit prakticky libovolného typu, samozřejmě takového, který je určen pro dané frekvenční pásmo. Je vhodné volit jeho průměr co nejmenší, aby se usnadnila jeho montáž na vedení V_4 . Jeho impedance musí být 50Ω , délka je dána součtem délek vedení V_4 a křížení K_1 , tedy $l_X = l_4 + w_5 = 20 + 4,5 = 24,5$ mm.

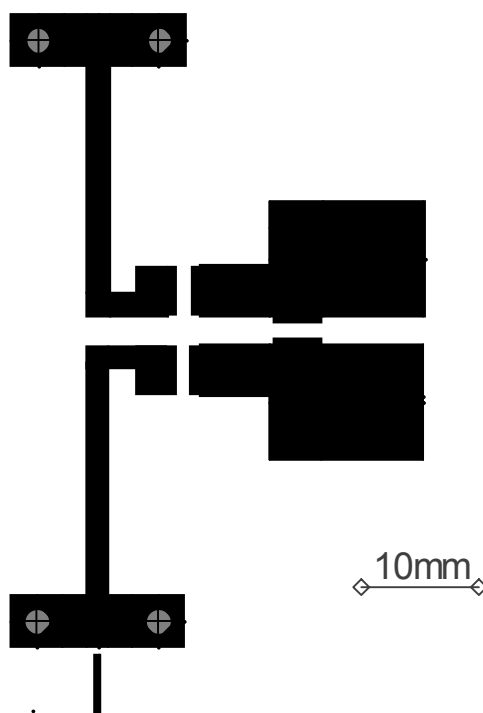
Obě poloviny soustavy jsou rozmístěny tak, aby mezera mezi vedeními V_1 byla shodná s mezerou mezi vývody tranzistoru MRF9210, tedy 2,3 mm (viz příloha 4).

Frekvenční závislost činitele odrazu a vstupní impedance takto navržené soustavy je na obr. 2.13. Šířka pásma se oproti ideálnímu případu (obr. 2.10) snížila přibližně o 20%, na 30 MHz. Vzhledem k velkému množství nejrůznějších parazitních vlivů to lze považovat za dobrý výsledek.



Obr. 2.13: Frekvenční závislost činitele odrazu (vlevo) a impedance (vpravo) soustavy pro přizpůsobení vstupní impedance MRF9210

Ansoft Designer umožňuje zobrazit i fyzické rozložení navržené soustavy. Na obr. 2.14 je zobrazen obrazec mikropásků. Zobrazení ostatních prvků bylo vypnuto, jejich umístění je zřejmé z popisu.

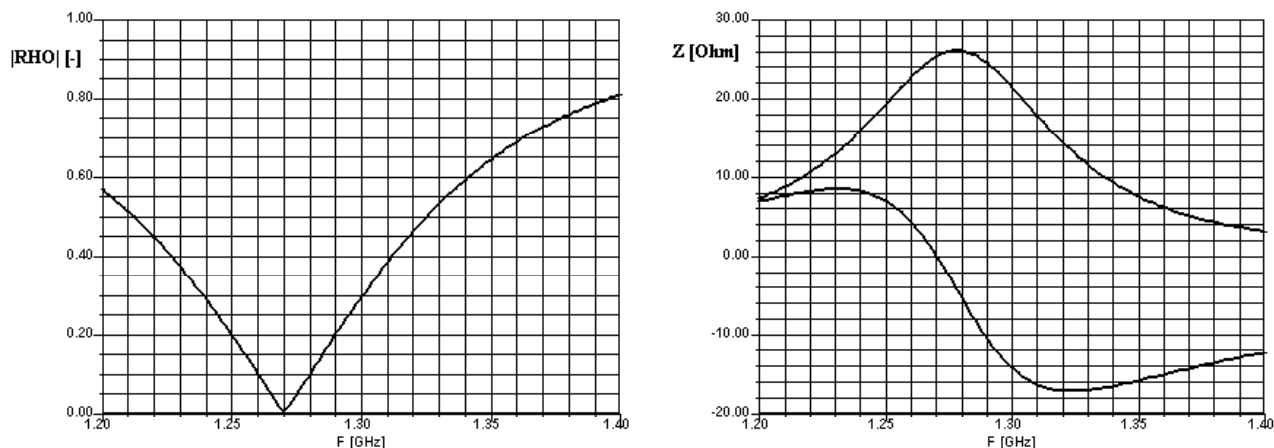


Obr. 2.14: Fyzické rozložení prvků vstupní přizpůsobovací soustavy

2.7.2 Přizpůsobení výstupní impedance MRF9210

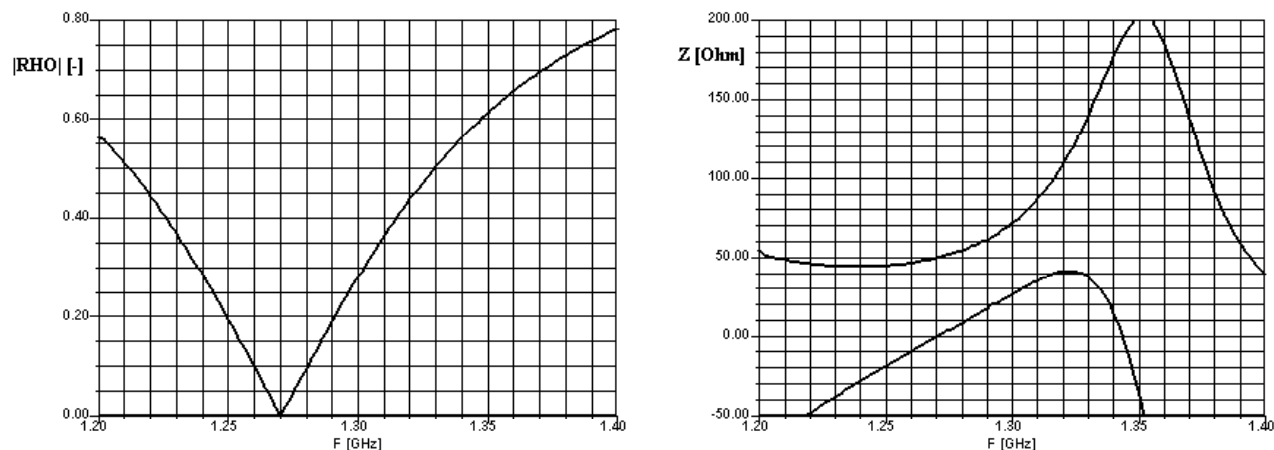
Pro návrh výstupního přizpůsobovacího obvodu byla použita stejná metoda jako v předcházejícím případě. Změnila se pouze délka vloženého vedení a kompenzační susceptance B_p . Jako určitý problém se ukázalo to, že výstupní impedance má induktivní charakter. Aby mohl být jako kompenzační reaktance použit opět kondenzátor, musela být použita delší varianta vloženého vedení V_1 , konkrétně $l_1/\lambda = 0,42$ (151°). Kratší varianta vycházela příliš krátká (l_1/λ menší než

0,01) a nebylo by ji možné fyzicky realizovat. Kompenzační reaktance musí být $X_P = 1/-B_P = -j7,5 \Omega$, čemuž odpovídá kapacita $C_P = 16,7 \text{ pF}$. Závislost činitele odrazu a impedance na frekvenci tohoto přizpůsobovacího obvodu je na obr. 2.15. Pokud připustíme zhoršení činitele odrazu na $|\rho| = 0,1$, je šířka pásma obvodu jen asi 20 MHz.

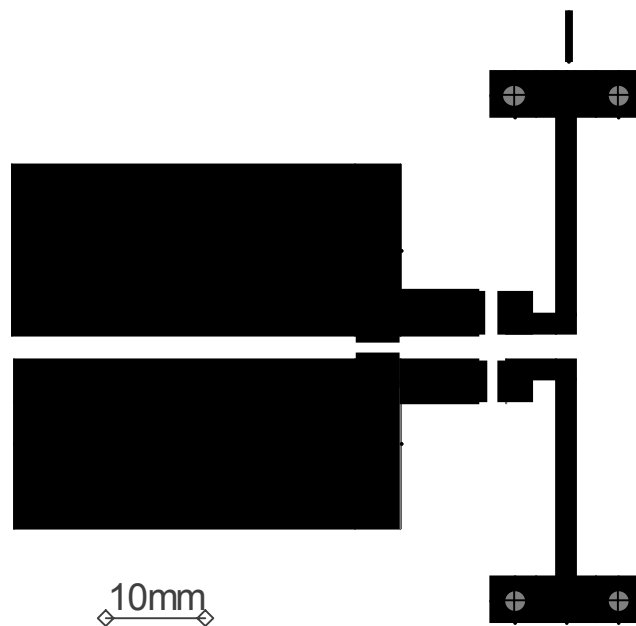


Obr. 2.15: Frekvenční závislost činitele odrazu (vlevo) a impedance (vpravo) ideálního přizpůsobovacího obvodu výstupu

Pro fyzickou realizaci byla použita stejná soustava jako na obr. 2.11, pouze se změnilly některé prvky. Po dokončení optimalizace vyšly tyto hodnoty: Šířka vedení V_1 $w_1 = 17 \text{ mm}$, jeho délka $l_1 = 34,1 \text{ mm}$. Kapacita kompenzačního kondenzátoru $C_P = 4,9 \text{ pF}$. Délka vedení V_2 $l_2 = 7,7 \text{ mm}$. Hodnoty ostatních prvků zůstaly nezměněny. Frekvenční závislost činitele odrazu a vstupní impedance takto navržené soustavy je na obr. 2.16. Šířka pásma je stejná jak u ideálního obvodu, tedy 20 MHz. Na obr. 2.17 je zobrazeno fyzické rozložení prvků.



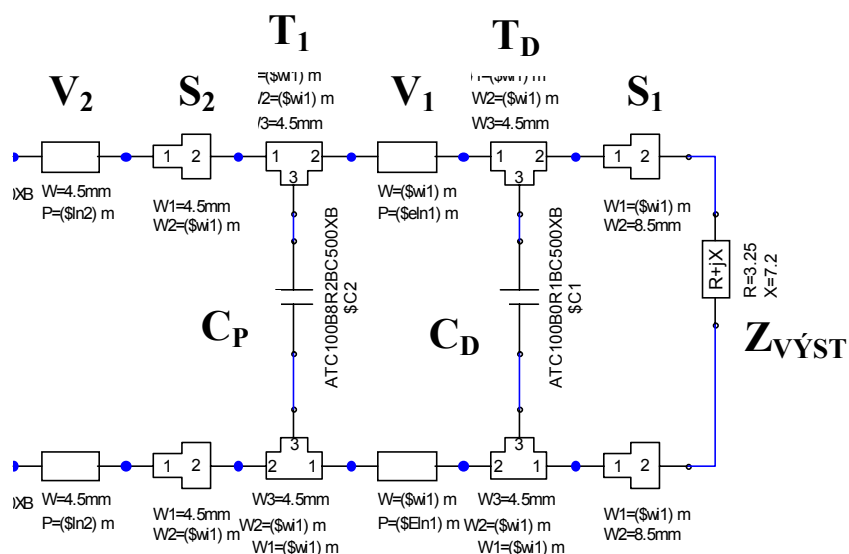
Obr. 2.16: Frekvenční závislost činitele odrazu (vlevo) a impedance (vpravo) soustavy pro přizpůsobení výstupní impedance MRF9210



Obr. 2.17: Fyzické rozložení prvků výstupní přizpůsobovací soustavy

Výše popsaný obvod má několik slabín, zejména relativně malou šířku pásma a poměrně velké rozměry mikropáskových obvodů. Proto byly hledány způsoby, jak tyto nevýhody odstranit. Zkoumáním testovacích obvodů jiných VF tranzistorů firmy Motorola vyšlo najevo, že snížení imaginární složky je v nich často docilováno kondenzátory připojenými v těsné blízkosti pouzdra tranzistoru. Tato metoda se zdá být určitým hybridem mezi výše popsanou metodou paralelního pahýlu a tzv. metodou dvou paralelních pahýlů [23]. Proto bylo ověřeno, zda by použití tohoto postupu nevedlo k lepším výsledkům.

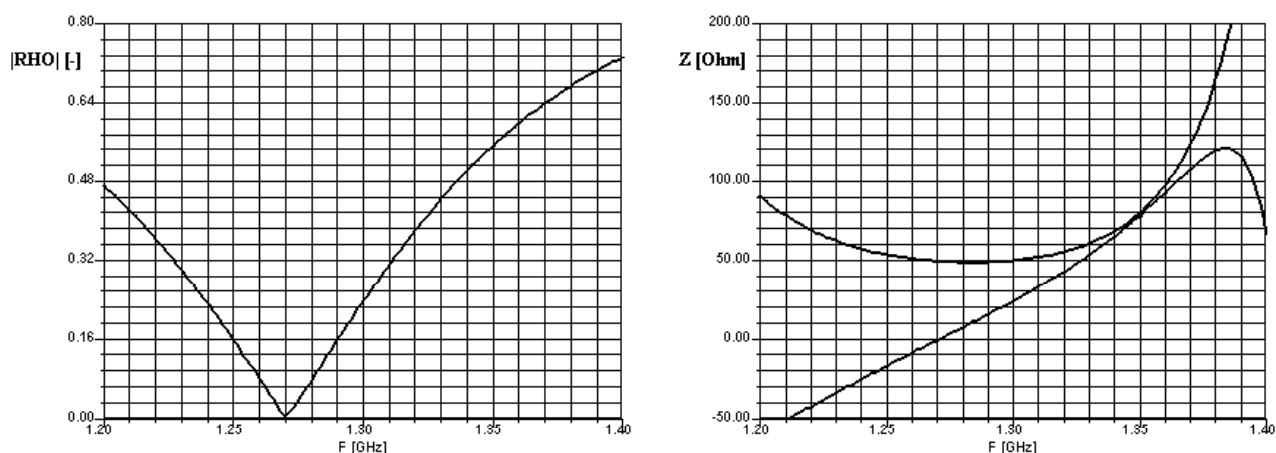
Přizpůsobovací soustava z obr. 2.11 byla doplněna o kondenzátor C_D , umístěný těsně u pouzdra tranzistoru. Pro vazbu s vedením V_1 byly použity další T-spojení T_D . Detail takto upravené soustavy je na obr. 2.18.



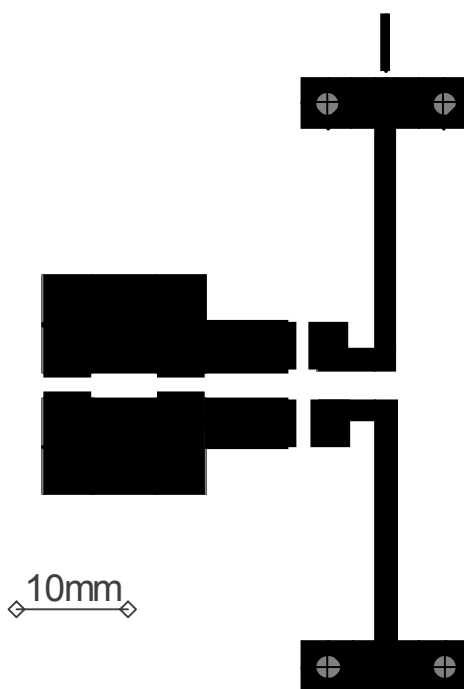
Obr. 2.18: Detail upravené přizpůsobovací soustavy

Za použití optimalizačního enginu bylo hledáno nějaké řešení. Fyzicky realizovatelné řešení bylo skutečně nalezeno, hodnoty prvků jsou tyto: kapacity $C_D = 21,8$ pF a $C_P = 6,1$ pF, šířka a délka vedení V_1 $w_1 = 8,6$ mm a $l_1 = 5,7$ mm, délka vedení V_2 $l_2 = 7,2$ mm. Hodnoty ostatních prvků zůstaly stejné.

Frekvenční závislost činitele odrazu a vstupní impedance takto navržené soustavy je na obr. 2.19. Šířka pásma upraveného (fyzického) obvodu je cca 25 MHz, tj. dokonce o 15% větší, než ideálního obvodu s paralelním pahýlem. Fyzické rozložení prvků je na obr. 2.20. Jak je patrné, rozměry upravené soustavy jsou mnohem menší. Ze zpětné analýzy však vyplynulo, že obvod je velice citlivý na změnu kapacity C_D . I odchylka řádu desetin pF významně zhoršuje kvalitu přizpůsobení. Kondenzátor C_D je navíc umístěn těsně u pouzdra tranzistoru, takže jeho montáž může být problematická. Rozložení prvků také skýtá menší prostor pro případné doladování obvodu.



Obr. 2.19: Frekvenční závislost činitele odrazu (vlevo) a impedance (vpravo) upravené přizpůsobovací soustavy výstupu



Obr. 2.20: Fyzické rozložení prvků upravené výstupní přizpůsobovací soustavy

Podarilo se navrhnout soustavy, které by mohly sloužit k přizpůsobení tranzistoru. Hlavním problémem zůstává to, že impedance tranzistoru byly pouze odhadnuty. Návrh přizpůsobovacích obvodů popsaných v této kapitole tak spadá spíše do kategorie „přesné výpočty s nepřesnými čísly“. Účelem však bylo najít soustavu, kterou by bylo možné přizpůsobení provést a tento cíl byl splněn. Nalezení bodu optimální funkce zesilovače by bylo možné jen s pomocí poměrně náročného experimentování a měření. Na druhou stranu, tranzistor MRF9210 snese na vstupu i výstupu hodnoty PSV až 10, takže naladění přizpůsobovacích obvodů nemusí být až tak kritické. Nebylo by však plně využity možnosti tranzistoru.

Při případné realizaci navržených obvodů by bylo vhodnější použít takový základní materiál, aby fyzické rozměry vycházely větší. Zvětší by se tak prostor pro ladění obvodů, poklesl by vliv nepřesného umístění prvků a výroba by byla celkově snadnější.

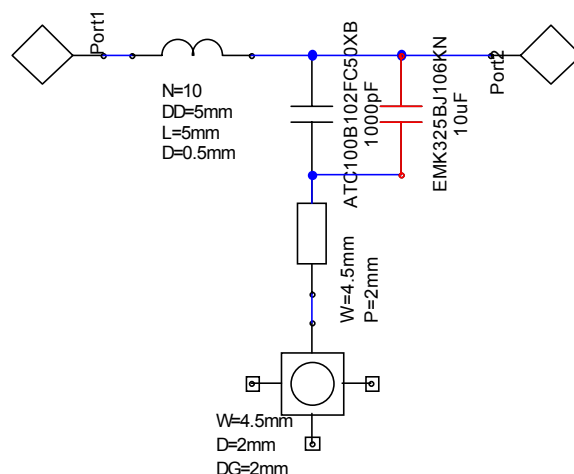
2.8 Napájecí obvody

Tranzistor vyžaduje přivedení stejnosměrného napětí ke kolektoru a hradlu. Na těch se však vyskytuje VF signál. Jsou tedy zapotřebí obvody, které propustí stejnosměrné napětí k tranzistoru, ale zabrání průniku VF signálu do zdroje. Pro tento účel se hodí cívky, zařazené mezi zdroj napětí a tranzistor. Vzhledem k poměrně velkým zpracovávaným výkonům by však samotná cívka neměla dostatečný útlum. Proto se k tomuto účelu používají LC dolní propusti [17], [21], [22]. Mezní kmitočet propusti musí být co nejnižší, aby útlum na pracovním kmitočtu byl co největší. Na vysokých kmitočtech se však u reálných cívek projevuje velké množství parazitních jevů (skin-efekt, mezizávitové kapacity aj.), které pásmo jejich použitelnosti omezují. Také skutečné kondenzátory trpí různými parazitními jevy. Na vysokých kmitočtech tak nemusí ani zdaleka platit tvrzení, že útlum dolní propusti LC s kmitočtem lineárně roste se strmostí 40 dB/dek. Po prostudování [17] a několika dalších testovacích obvodů tranzistorů Motorola se ukázalo, že jako cívky jsou nejčastěji používány solenoidy o několika málo závitů. Jako druhý stupeň filtrace bývají použity vodiče provlečené speciálními feritovými korálky.

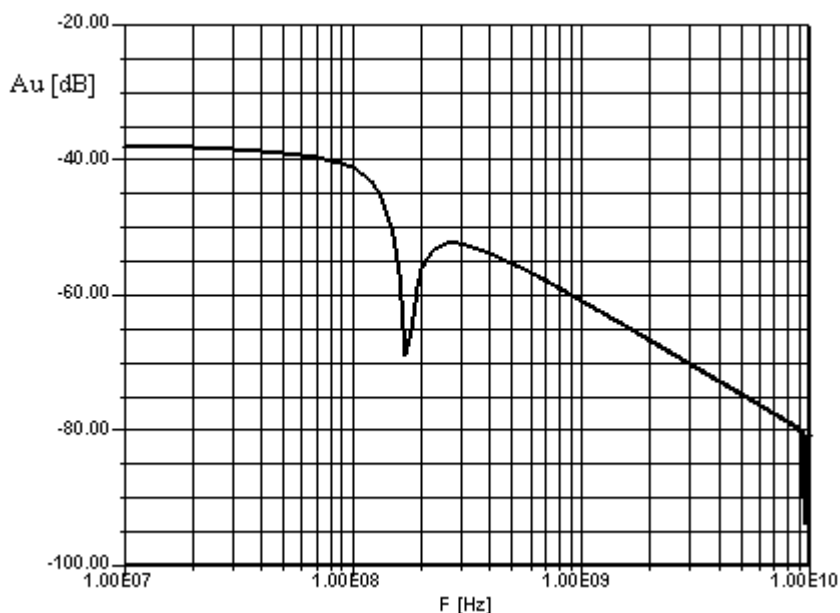
Ansoft Designer v knihovnách obsahuje model fyzické cívky, solenoidu. Vstupními parametry jsou průměr vodiče, počet závitů, průměr a délka cívky. Byl tedy provedeno několik pokusů navrhnout LC filtry potřebných vlastností. Při návrhu byla dodržována empirická zásada, že nejlepší parametry cívka má pokud jsou všechny její rozměry přibližně stejné [25]. Kondenzátory byly použity od firmy ATC, velikosti 100B. Jako zemnění byl opět použit model prokoveného otvoru s rozměry odpovídajícími šroubu M2.

2.8.1 Filtr napájení hradel tranzistoru

Proud do hradla tranzistorů LDMOS je velmi malý, vodič cívky byl proto zvolen o průměru 0,5 mm, aby byla cívka ještě samonosná. 10 závitů o průměru 5 mm navinutých těsně vedle se ukázalo být jako zcela postačující. Kondenzátor je použit o kapacitě 1 nF, největší, jaká pro danou řadu v knihovně existuje. K němu byl přidán tantalový kondenzátor 10 μ F, velikosti 1206 firmy Tayo Yuden pro vyhlazení případných zvlnění na nízkých kmitočtech. Hodnoty součástí však nejsou nijak kritické. Impedance portů byly nastavena na 1 Ω , aby se simulovaly nízké impedance zdroje a tranzistoru. Na portu 1 simuluje impedanci tranzistoru, port 2 zdroj stejnosměrného napětí. Popisovaná soustava je na obr. 2.21, modulová frekvenční charakteristika tohoto filtru je na obr. 2.22.



Obr. 2.21: Model filtru napětí hradla

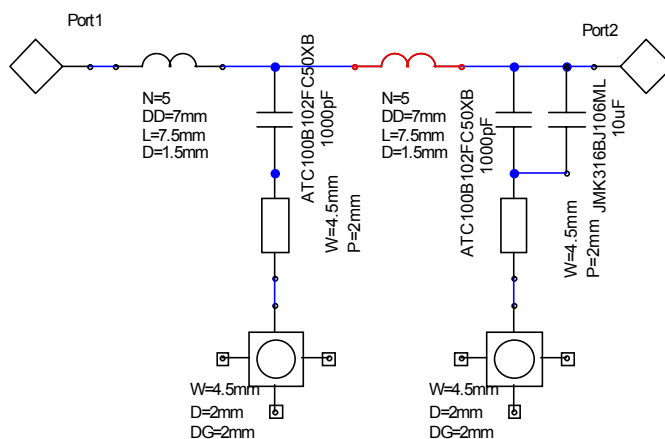


Obr. 2.22: Frekvenční charakteristika filtru z obr. 2.21

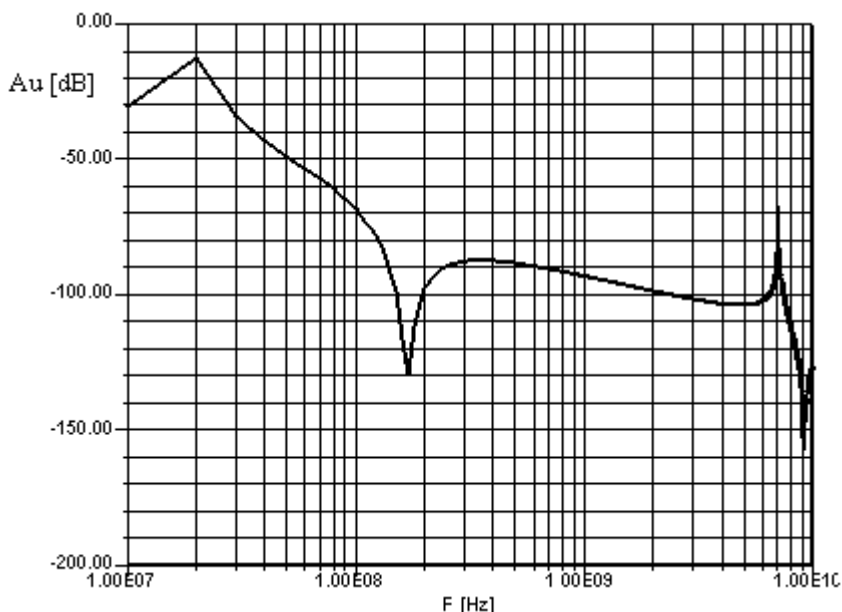
Jak je vidět z obr. 2.22, i tento jednoduchý filtr má na kmitočtu 1,3 GHz útlum okolo 70 dB. Na vstupu tranzistoru tento útlum zcela postačuje, protože úrovně VF signálu jsou zde relativně malé. Na obrázku dále stojí za povšimnutí ostrý nárůst útlumu na kmitočtu okolo 150 MHz, což je rezonanční kmitočet LC filtru. Je nezbytné, aby rezonanční kmitočet ležel v dostatečné vzdálenosti od pracovního kmitočtu zesilovače, protože v jeho okolí je vstupní impedance filtru (na portu 1) nízká a filtr by porušil impedanční poměry na tranzistoru. Vstupní impedance navrženého filtru na 1,3 GHz je okolo 5 k Ω , takže se nijak neprojeví. Na kmitočtu okolo 9 GHz se objevuje další skok v útlumu, který je způsoben sériovou rezonancí konenzátoru a parazitní indukčnosti prokoveného otvoru.

2.8.2 Filtr napájení kolektorů tranzistoru

U filtru napájení kolektoru je situace o něco složitější, protože napájecí proudy jsou značné. Také úroveň VF signálu je zde velmi velká a útlum filtru musí být co největší, aby se zabránilo šíření VF signálu do zdroje, popř. jeho vyzařování z napájecích kabelů. Vzhledem k proudům byl průměr vodiče cívek zvolen 1,5 mm. Tlustý vodič vyžaduje také větší průměr cívky, v tomto případě 7 mm. S takovými rozměry však pouhé zvyšování počtu závitů nevedlo k cíli, útlum se zvyšoval jen velmi zvolna a rychle rostly rozměry cívky – vliv parazitních vlastností cívek. Proto byl počet závitů cívek volen raději menší (zvoleno 5 závitů, délka cívky 7,5 mm), ale LC členy byly zařazeny dva do kaskády. Zapojení takového filtru je na obr. 2.23, jeho modulová frekvenční charakteristika je na obr. 2.24.



Obr. 2.23: Model filtru u kolektorů tranzistoru



Obr. 2.24: Frekvenční charakteristika filtru z obr. 2.23

Útlum na kmitočtu 1,3 GHz se pohybuje okolo 100 dB. To je ale jen teoretická hodnota. Parazitní vazby v prostoru zesilovače vždy útlum zhoršují [26]. Na kmitočtech okolo 8 GHz se opět objevují parazitní rezonance. Impedance filtru u kolektoru (port 1 na obr. 2.23) na 1,3 GHz je okolo 1,5 k Ω .

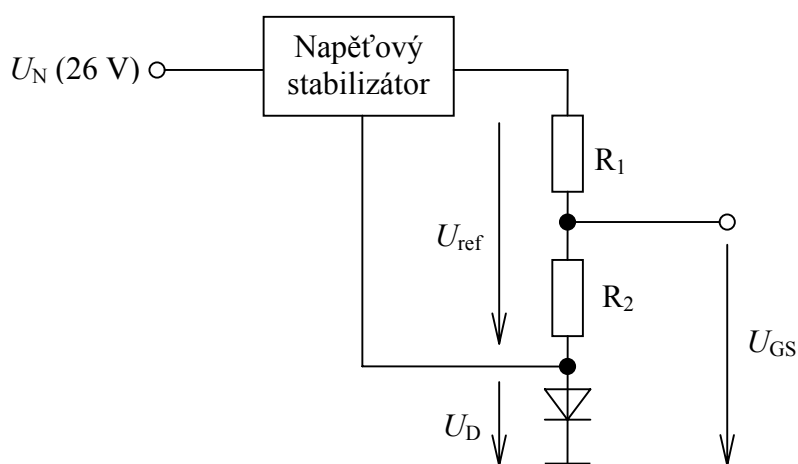
Při konstrukci budou cívky připájeny přímo v blízkosti vývodů tranzistoru, jejich druhé konce pak co nejbližší k vývodům kondenzátorů. Toto uspořádání minimalizuje výskyt parazitních jevů a využívá jej používá i firma Motorola na testovacích deskách.

2.8.3 Jiné možnosti provedení filtrů

Existují i jiné možnosti provedení filtru napájecích napětí. Často se pro malé proudy (tj. hlavně na vstupech tranzistorů) používají čtvrtvlnné, na konci zkratované vedení [18], [21]. Takové vedení má na jeho počátku teoreticky nekonečnou impedanci. Problémem je to, že její hodnota při jakékoliv odchylce kmitočtu nebo elektrické délky vedení velice strmě klesá. Vedení také nemůže být zakončeno přímo zkratem (pak by byl zdroj zkratován na zem), ale musí být použit kondenzátor. Impedance samotného vedení se volí vysoká, což znamená malou šířku mikropáskového vedení. Pro ruční výrobu je tato metoda nevhodná.

2.8.4 Obvody řízení a tepelné kompenzace pracovního bodu tranzistoru

Poslední součástí napájecích obvodů zesilovače je obvod pro vytváření stejnosměrného předpětí U_{GS} , kterým se nastavuje pracovní bod tranzistorů. Jak bylo popsáno v teoretickém rozboru, optimální hodnota U_{GS} se pohybuje s teplotou a tento jev se obvykle kompenzuje. Firma Motorola doporučuje v [27] uspořádání podle obr. 2.25.



Obr. 2.25: Doporučené uspořádání zdroje U_{GS}

Kompenzační funkce obvodu je založena na tom, že napětí na křemíkové diodě v propustném směru vykazuje tepelný drift o velikosti okolo -2 mV/K. Vhodnou volbou odporů R_1 a R_2 je tak možné dosáhnout potřebné změny napětí U_{GS} s teplotou. Velikost výstupního napětí U_{GS} je

$$U_{GS} = U_{ref} \frac{R_2}{R_1 + R_2} + U_D. \quad (2.4)$$

Význam veličin je zřejmý z obrázku. Napěťový stabilizátor zajišťuje, aby se napětí U_D na diodě přičítalo stále stejné velikosti, bez ohledu na nastaveném poměru odporů R_1 a R_2 , tedy aby

$$\frac{dU_{GS}}{dT} = \frac{dU_D}{dT}. \quad (2.5)$$

Bližší podrobnosti viz [27].

Je zřejmé, že bez znalosti přesné velikosti napětí U_{GS} a jeho teplotní charakteristiky nelze součástky obvodu navrhnout. Uvedený obvod navíc upravuje U_{GS} s teplotou lineárně, což nemusí odpovídat skutečným charakteristikám tranzistoru. Kompenzační obvod by tedy bylo nutno navrhnout až na základě měření. Je rovněž možné, že by zhoršení funkce zesilovače vlivem teplotního driftu bylo nepodstatné a kompenzační obvod by nemusel být použit vůbec.

2.9 Několik poznatků o montáži výkonových tranzistorů Motorola

Zásady pro montáž VF tranzistorů v keramických pouzdrech firma Motorola popisuje v [28] a [29]. Protože je u těchto součástek velmi vysoká hustota ztrátového výkonu na plochu, doporučuje se tranzistory montovat na měděné desky, nikoliv hliníkové. Tyto desky umožňují rychle a rovnoměrně distribuovat vzniklé ztrátové teplo do chladičů, které již mohou být hliníkové.

Protože výška vývodů nad spodní plochou tranzistoru (viz Package Dimensions v příloze 4) je výrazně větší (rozměr $H = 2,5$ mm) než tloušťka použitého materiálu plošného spoje ($h = 0,64$ mm), musí být do chladičí měděné desky vyfrézována drážka vhodné hloubky. Bližší informace jsou v [29]. V amatérských konstrukcích (např. [22]) se často tento problém řeší podložení plošného spoje vodivým materiálem.

3. ZÁVĚR

Zesilovač s moduly M57762 splňuje všechny parametry zadání a je při komunikaci s družicí P3D úspěšně využíván již několik měsíců.

Při návrhu zesilovače stejných parametrů s MRF9210 je hlavním problémem to, že tranzistor není pro pásmo 1,3 GHz určen a jeho impedance musely být pouze odhadnuty. Pro nalezení dobré funkce by bylo nezbytné přizpůsobovací obvody doladit. Bez znalosti vlastností tranzistoru či jeho počítačového modelu také neexistuje žádná záruka stability takto zkonstruovaného zesilovače. Na trhu se však v současné době zatím žádné tranzistory LDMOS pro pásmo 1,3 GHz nevyskytují.

Hlavní výhodou zesilovače s MRF9210 by byla jeho schopnost dodat velký výstupní výkon až 200 W špičkových (PEP). Katalogové hodnoty intermodulačního zkreslení MRF9210 jsou rovněž výrazně lepší ($IMD3 = -45$ dB při $P_{VYST} = 40$ W PEP) oproti výsledkům dosaženým s M57762. Protože by ale tranzistor byl provozován mimo katalogový rozsah, mohlo by se jeho intermodulační zkreslení výrazně zhoršit.

Navržené přizpůsobovací obvody mají poměrně malou šířku pásma (36, resp. 20 MHz), ovšem to by při uvažovaném použití zesilovače nevadilo. Hlavní důraz byl kladen na snadnou realizaci a možnost přeladění těchto obvodů. Při realizaci by pak obvody musely být upraveny pro konkrétní typy součástek, které by byly dostupné. Z tohoto důvodu bylo zbytečné zabývat se konkrétním rozmístěním desky plošných spojů či mechanickým uspořádáním zesilovače.

LITERATURA

- [1] Katalogové listy modulů Mitsubishi M57762
- [2] HOFFMANN, J.: *Planární mikrovlnná technika*. Nakladatelství ČVUT, Praha 2000
- [3] SVAČINA, J.: *Vysokofrekvenční a mikrovlnná technika*. Skriptum VUT v Brně, Brno 2002
- [4] SVAČINA, J.: *Mikrovlnné integrované obvody*. Učební text postgraduálního studia, VUT v Brně
- [5] ZEHENTNER, J.: *Mikrovlnná integrovaná technika*. Skriptum ČVUT, Praha 1983
- [6] Internetová stránka <http://www.g3wdg.free-online.co.uk/23cmpas.htm>
- [7] Internetová stránka <http://www.g3rfl.ukhome.net/atvlist.htm>
- [8] Internetová stránka http://hamradio.lakki.iki.fi/new/Amplifiers/23cm/20W_PA/index.htm
- [9] PATOČKA, M.: *Základy výkonové elektroniky, svazek I*. Skriptum VUT v Brně, Brno 2001
- [10] FUSCO, V. F.: *Microwave Circuits (Analysis and Computer-aided Design)*
- [11] GUPTA, K.C. a kolektiv: *Microstrip Lines and Slotlines*. Artech House, Norwood 1979
- [12] Dokumentace k programu Serenade Desktop
- [13] BERNS, J.: Linearverstärker für das 24/23 cm Band mit dem Modul M57762. *UKW Berichte*, Jahrgang 28, 1988, Nr. 4
- [14] METZGER, R.: LDMOS Turns Up The Power. *Compound Semiconductor Magazine*, June 2002. <http://www.mwrf.com/>
- [15] RICE, J.: Gaining LDMOS Device Linearity And Stability. *Microwaves & RF*, September 2003. <http://www.compoundsemiconductor.net/>
- [16] PFLASTERER, J.: Optimizing LDMOS transistors' bias control. *RFDESIGN*, January 2004. <http://rfdesign.com/>
- [17] Katalogové listy tranzistoru Motorola MRF9210
- [18] WAGNER, D.: *Using Data Sheet Impedances For RF LDMOS Devices*. Motorola Semiconductor Engineering Bulletin EB212
- [19] HANUS, S., SVAČINA, J.: *Vysokofrekvenční a mikrovlnná technika, přednášky*. Skriptum FEKT VUT v Brně, Brno 2002
- [20] CRIPPS, S.: *RF Power Amplifiers for Wireless Communications*. Artech House, Norwood 1999
- [21] CRIPPS, S.: *Advanced Techniques in RF Power Amplifier Design*. Artech House, Norwood 2002
- [22] HUPFER, K.: 100 W Transistor-Linear on 1,3 GHz. *DUBUS*, 4/1997, str. 5
- [23] ČERNOHORSKÝ, D., NOVÁČEK, Z.: *Elektromagnetické vlny a vedení*. VUTIUM, Brno 1999
- [24] PUNČOCHÁŘ, J.: *Operační zesilovače v elektrotechnice*. BEN, Praha 1997
- [25] MAJER, R.: *Malá radiotechnika*. Státní nakladatelství technické literatury, Praha 1959
- [26] SVAČINA, J.: *Elektromagnetická kompatibilita, principy a metody*. Skriptum FEKT VUT v Brně, Brno 2001
- [27] DUCLERCQ, J.: *RF LDMOS Power Modules for GSM Base Station Application: Optimum Biasing Circuit*. Motorola Semiconductor Application Note AN1643
- [28] RABANY, A.: *Mounting Recommendations for Copper Tungsten Flanged Transistors*. Motorola Semiconductor Application Note AN1617
- [29] STEMMONS, W.: *Mounting Method With Mechanical Fasteners for the MRF19090 and Similar Packages*. Motorola Semiconductor Application Note AN1923
- [30] BINDRA, A.: RF Power Amplifiers Flex LDMOS Muscle In Wireless Equipment. *Electronic Design*, February 2000, <http://www.elecdesign.com/>
- [31] *Bias Drift in LDMOS Power FETs*. Sirenza Microdevices Application Note AN049, <http://www.sirenza.com/>

OBSAH

ÚVOD	3
1. ZESILOVAČ S MODULY MITSUBISHI M57762	3
1.1 MODULY MITSUBISHI M57762.....	3
1.2 MOŽNOSTI SPOJENÍ VÝKONU MODULŮ M57762	4
1.3 MIKROPÁSKOVÁ VEDENÍ	4
1.4 VAZEBNÍ ČLENY A JEJICH VLASTNOSTI	5
1.5 NÁVRH A SIMULACE PŘÍČKOVÝCH VAZEBNÍCH ČLENŮ	10
1.6 SIMULACE NAVRŽENÉ SOUSTAVY ZESILOVAČE.....	16
1.7 OHYB MIKROPÁSKOVÉHO VEDENÍ	20
1.8 NAPÁJECÍ OBVODY A PLOŠNÝ SPOJ	21
1.9 CHLAZENÍ ZESILOVAČE	23
1.10 MECHANICKÉ USPOŘÁDÁNÍ	24
1.11 MĚŘENÍ NA ZESILOVAČI	26
1.11.1 Modulová frekvenční charakteristika.....	26
1.11.2 Měření intermodulačního zkreslení.....	27
2. ZESILOVAČ S TRANZISTOREM LDMOS	32
2.1 TRANZISTORY LDMOS	32
2.2 KONSTRUKCE ZESILOVAČŮ S TRANZISTORY LDMOS	33
2.3 TRANZISTOR MOTOROLA MRF9210 A JEHO VLASTNOSTI	34
2.4 POČÍTAČOVÉ SIMULACE TRANZISTORŮ LDMOS FIRMY MOTOROLA.....	35
2.5 ODHAD IMPEDANCÍ TRANZISTORU MRF9210 NA KMITOČTU 1269 MHZ.....	38
2.6 REŽIM TRANZISTORU A ČTVRTVLNNÝ BALUN	39
2.7 PŘÍZPŮSOVACÍ OBVODY	40
2.7.1 Přizpůsobení vstupní impedance MRF9210.....	42
2.7.2 Přizpůsobení výstupní impedance MRF9210.....	46
2.8 NAPÁJECÍ OBVODY	50
2.8.1 Filtr napájení hradel tranzistoru	50
2.8.2 Filtr napájení kolektorů tranzistoru.....	52
2.8.3 Jiné možnosti provedení filtrů.....	53
2.8.4 Obvody řízení a tepelné kompenzace pracovního bodu tranzistoru.....	53
2.9 NĚKOLIK POZNATKŮ O MONTÁŽI VÝKONOVÝCH TRANZISTORŮ MOTOROLA	54
3. ZÁVĚR	54
LITERATURA	55
OBSAH	56

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že diplomovou práci na téma „Lineární výkonový zesilovač vysílače v pásmu L“ jsem vypracoval samostatně pod vedením svého vedoucího diplomové práce s použitím odborné literatury, kterou jsem všechnu citoval v seznamu literatury.

V Brně dne 2. června.2004

PODĚKOVÁNÍ

Děkuji vedoucímu diplomové práce, Doc. Ing. Miroslavu Kasalovi, CSc., za velmi užitečnou metodickou pomoc a cenné rady při zpracování diplomové práce.

V Brně dne 2. června 2004

PŘÍLOHY

- Příloha 1: Katalogové listy Mitsubishi M57762
- Příloha 2: Výkresy desky plošných spojů zesilovače s M57762
- Příloha 3: Fotografie zesilovače s M57762
- Příloha 4: Katalogové listy tranzistoru Motorola MRF9210
- Příloha 5: Výkresy mechanických součástí (v obálce na zadních deskách)

Příloha 1

Katalogové listy Mitsubishi M57762

Příloha 2

Výkresy desky plošných spojů zesilovače s M57762

Příloha 3

Fotografie zesilovače s M57762

Příloha 4

Katalogové listy tranzistoru Motorola MRF9210