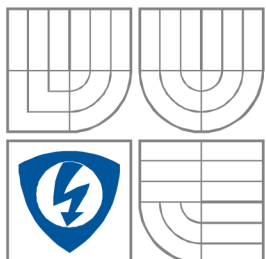




VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLGIÍ
ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND
COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

MIKROVLNNÝ VÝKONOVÝ ZESILOVAČ MICROWAVE POWER AMPLIFIER

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE
BACHELOR'S THESIS

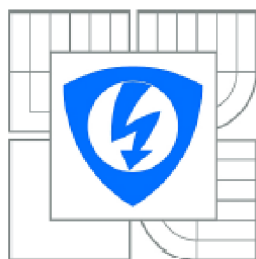
AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Vojtěch Pecen

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

prof. Ing. Miroslav Kasal, CSc.

BRNO, 2015



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

Bakalářská práce

bakalářský studijní obor
Elektronika a sdělovací technika

Student: Vojtěch Pecen

ID: 155214

Ročník: 3

Akademický rok: 2014/2015

NÁZEV TÉMATU:

Mikrovlnný výkonový zesilovač

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Prostudujte problematiku rf a mikrovlnných výkonových zesilovačů v pevné fázi. Seznamte se s vhodnými aktivními prvky na bázi GaAs a GaN. Naučte se modelovat linearizované a nelineární rf a mikrovlnné obvody v prostředí ANSYS Designer. Navrhněte lineární výkonový zesilovač pro pásmo X s výstupním výkonem v CW režimu 4W a zesílením 20 dB.

Na vhodný substrát navrhněte motiv plošné mikrovlnné struktury zesilovače. Zesilovač realizujte a proměřte jeho parametry, včetně intermodulačních vlastností.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] CRIPPS S.C. Advanced Techniques in RF Power Amplifier Design. Boston: Artech House, 2002.

[2] KASAL, M. Microwave Solid State Power Amplifier Technology. 13th Conference on Microwave Techniques COMITE 2013, Pardubice, 2013, p. 173-176.

Termín zadání: 9.2.2015

Termín odevzdání: 28.5.2015

Vedoucí práce: prof. Ing. Miroslav Kasal, CSc.

Konzultanti bakalářské práce:

doc. Ing. Tomáš Kratochvíl, Ph.D.

Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor bakalářské práce nesmí při vytváření bakalářské práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

ABSTRAKT

Cílem bakalářské práce je návrh mikrovlnného výkonového zesilovače v pásmu X pro střední kmitočet 10,368GHz. Zesilovač má pracovat v CW režimu a v pulsním režimu s výstupním výkonem 36dBm a ziskem 20dB. Obsahem bakalářské práce je teoretický rozbor, návrh zesilovače a jeho napájecích a ochranných obvodů, simulace časových konstant napájecích obvodů, simulace zesilovače, konstrukce a změření parametrů zesilovače.

KLÍČOVÁ SLOVA

Mikrovlnný výkonový zesilovač, pásmo X, AWR Design Environment

ABSTRACT

The goal of this bachelor's thesis is to create a design of a microwave power amplifier working in X-band at the center frequency of 10.368GHz. The amplifier has to operate in CW mode and pulse mode with output power of 36dBm and gain of 20dB. Contents of this bachelor's thesis include a theoretical analysis, design of the amplifier and its bias and protective circuits, simulations of time constants of the bias circuits, simulations of the amplifier, construction and measurement of the amplifier parameters.

KEYWORDS

Microwave power amplifier, X-band, AWR Design Environment

PECEN, V. *Mikrovlnný výkonový zesilovač*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2015. 37 s., 9 s. příloh. Vedoucí bakalářské práce prof. Ing. Miroslav Kasal, CSc.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma Mikrovlnný výkonový zesilovač jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této bakalářské práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne 22. května 2015

.....

(podpis autora)

PODĚKOVÁNÍ

Děkuji vedoucímu bakalářské práce prof. ing. Miroslavu Kasalovi, CSc. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé bakalářské práce a dalším zaměstnancům FEKT VUT v Brně, kteří mi jakýmkoliv způsobem pomohli s řešením této práce. Dále bych chtěl poděkovat zaměstnancům společnosti Retia, a.s. za poskytnutí materiálu, měřících pracovišť a odbornou pomoc.

V Brně dne 22. května 2015

.....

(podpis autora)

OBSAH

Seznam obrázků	viii
Seznam tabulek	x
Úvod	1
1 Teoretický úvod	2
1.1 Vysokofrekvenční tranzistory	2
1.1.1 Rozptylové parametry linearizovaného tranzistoru	2
1.2 Nesymetrické mikropáskové vedení	3
1.2.1 Šíření elektromagnetických vln v mikropáskovém vedení	4
1.2.2 Charakteristická impedance mikropásku	5
1.2.3 Efektivní permitivita	5
1.3 Návrh kapacitního pahýlu	6
2 Návrh a simulace zesilovače	7
2.1 Výpočty parametrů mikropáskového vedení	7
2.2 Aktivní prvky	8
2.2.1 První stupeň – budič	8
2.2.2 Koncový stupeň	9
2.3 Napájení zesilovače	10
2.3.1 Napájecí obvody – referenční napětí	10
2.3.2 Ochranné obvody	12
2.4 Návrh filtru pro oddělení vysokofrekvenčního signálu od napájecích obvodů	13
2.5 Kalibrační sada a měření s-parametrů aktivních prvků	15
2.5.1 Měření s-parametrů zesilovače RFMA7185-S1	19
2.5.2 Měření s-parametrů tranzistoru FLM1011-4F	20
2.6 Simulace zesilovače	22
2.7 Návrh detektoru výstupního výkonu	23
3 Zásady při rozmíst'ování součástek, osazování a oživování zesilovače	26
3.1 Rozmístění součástek	26
3.2 Osazování součástek	26
3.3 Oživování zesilovače	27

4	Změřené parametry zesilovače	28
4.1	Porovnání naměřených a simulovaných s-parametrů zesilovače	28
4.2	Přenosová charakteristika	29
4.3	Kmitočtová charakteristika a zisk.....	30
4.4	Měření intermodulačního zkreslení	32
4.5	Ztrátový výkon a účinnost zesilovače.....	34
4.6	Schémata zapojení měřících pracovišť	34
5	Závěr	37
	Literatura	38
	Seznam symbolů, veličin a zkratk	39
	Seznam příloh	41

SEZNAM OBRÁZKŮ

obr. 1.1: Napěťové vlny na tranzistoru.	2
obr. 1.2: Napětí a proudy na vstupu a výstupu tranzistoru.	3
obr. 1.3: Nesymetrické mikropáskové vedení.	4
obr. 1.4: Rozložení pole v mikropáskovém vedení (převzato z [4]).	4
obr. 1.5: Kapacitní pahýl a čtvrtvlnné vedení, a) reálný obvod, b) náhradní obvod.	6
obr. 2.1: Parametry mikropáskového vedení z programu AppCAD.	7
obr. 2.2: Vnitřní struktura zesilovače RFMA7185-S1 (převzato z [8]).	9
obr. 2.3: Zdrojová část.	10
obr. 2.4: Hladiny napětí pro koncový stupeň a ochranné obvody.	12
obr. 2.5: Časové konstanty napájecích a ochranných obvodů.	13
obr. 2.6: Napájení Gate, a) schéma, b) layout.	14
obr. 2.7: Napájení Drain, a) schéma, b) layout.	14
obr. 2.8: Simulace a) filtr pro Gate, b) filtr pro Drain.	15
obr. 2.9: Kalibrační sada pro RFMA7185-S1.	16
obr. 2.10: Porovnání s-parametrů pro RFMA7185-S1 - katalogový list a měření, a) parametr S_{11} , b) parametr S_{22} , c) parametr S_{21}	17
obr. 2.11: Kalibrační sada pro RFMA7185-S1, detail chyby v návrhu.	18
obr. 2.12: Druhá kalibrační sada.	18
obr. 2.13: Porovnání s-parametrů pro RFMA7185-S1 - katalogový list a měření, použití 1. a 2. kalibrační sady, a) parametr S_{11} , b) parametr S_{22} , c) parametr S_{21}	20
obr. 2.14: Porovnání s-parametrů pro FLM1011-4F - katalogový list a měření, použití 2. kalibrační sady, a) parametr S_{11} , b) parametr S_{22} , c) parametr S_{21}	22
obr. 2.15: Simulované zapojení zesilovače.	23
obr. 2.16: Simulované s-parametry zesilovače.	23
obr. 2.17: Návrh odbočnice.	24
obr. 2.18: Simulované parametry odbočnice.	24
obr. 2.19: Závislost výstupního napětí detektoru na výstupním výkonu zesilovače.	25
obr. 4.1: Porovnání naměřených a simulovaných s-parametrů zesilovače, a) parametr S_{11} , b) parametr S_{21}	29
obr. 4.2: Přenosová charakteristika zesilovače.	30
obr. 4.3: Kmitočtová charakteristika zesilovače.	31

obr. 4.4: Zisk zesilovače.	31
obr. 4.5: Kmitočtové spektrum zesilovače.....	32
obr. 4.6: Měření IMD.....	33
obr. 4.7: Účinnost a ztrátový výkon zesilovače.	34
obr. 4.8: Schémata zapojení měřících pracovišť, a) měření IMD, b) měření s-parametrů, c) měření výstupního výkonu zesilovače, d) měření spektra.	35

SEZNAM TABULEK

tab. 1: Naměřené hodnoty IMD3.	33
tab. 2: Použité přístroje.	36

ÚVOD

Mikrovlnné zesilovače v dnešní době najdou využití v radarových systémech jak policejních, tak v armádních a v leteckých. Největší potenciál využití mikrovlnných zesilovačů je v bezdrátových komunikačních systémech. Je to z důvodu možnosti využití větší šířky pásma a tím i vyšší přenosové rychlosti na vyšších kmitočtech než na nižších. Na vysokých kmitočtech lze lépe hospodařit s kmitočty i výkony pomocí účinných směrových antén.

Tato práce se zabývá návrhem a konstrukcí zesilovače v pásmu X se středním kmitočtem 10,368GHz. Je požadováno, aby zesilovač měl zisk alespoň 20dB a výstupní výkon 36dBm. Zesilovač má být schopen pracovat v CW i v pulsním režimu. K tomu mají být přizpůsobeny jeho napájecí obvody.

Zesilovač byl postaven na předem vybraných vysokofrekvenčních aktivních prvcích. Aktivní prvky, zejména budič, není určen pro pásmo, na které je zesilovač konstruován. Cílem této práce je navrhnout kalibrační sadu pro měření s-parametrů aktivních prvků, následně tyto s-parametry proměřit. Dále pomocí simulace s použitím naměřených s-parametrů vyladit zesilovač do požadovaného pásma. Na závěr ověřit simulaci realizací laboratorního vzorku a proměřením jeho parametrů.

Požadavky na zesilovač určila firma, pro kterou byl zesilovač konstruován. Jedním z požadavků bylo, aby napájecí obvody použité v tomto zesilovači byly univerzální a daly se použít i pro výkonnější tranzistory typu GaN, které vyžadují tvrdší zdroj záporného napětí pro případ, kdy se dostávají do saturace. Při saturaci teče z Drainu do Gate více proudu oproti tranzistorům typu GaAs, které jsou použity v tomto zesilovači. Pro výrobu záporného napětí byl zvolen DC/DC měnič, který umožňuje vyšší odběr proudu oproti běžným invertorům napětí.

Dokumentace je členěna do čtyř hlavních kapitol. První kapitola je zaměřená na teorii potřebnou k návrhu zesilovače. Druhá kapitola se zabývá vlastním návrhem, simulací a konstrukcí zesilovače, dále návrhem kalibrační sady a měřením s-parametrů aktivních prvků. Ve třetí kapitole je popsáno, jaké bezpečnostní prvky je třeba dodržet při osazování a při manipulaci se zesilovačem, aby nedošlo k jeho poškození. Poslední kapitola obsahuje výsledky měření, porovnání skutečných hodnot zesilovače se simulovanými a dosažené cíle.

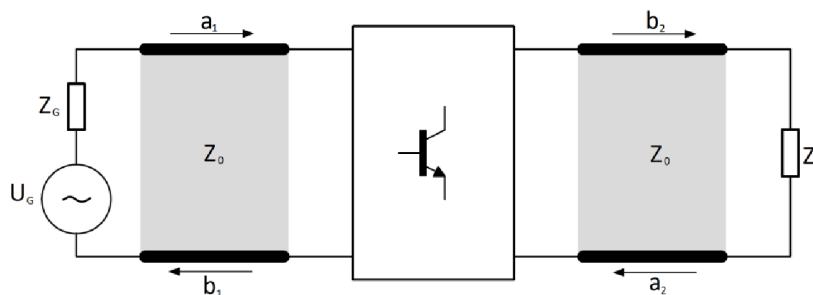
1 TEORETICKÝ ÚVOD

V této kapitole je popsáno, jak vypočítat základní parametry mikropáskového vedení, základní teorie k vysokofrekvenčním tranzistorům a další teorie potřebná k návrhu zesilovače.

1.1 Vysokofrekvenční tranzistory

Pro návrh vysokofrekvenčního zesilovače lze obvykle použít linearizovaný model tranzistoru, obecně lineární dvojbran, viz obr. 1.1. Vysokofrekvenční tranzistor v lineární části může být popsán pomocí rozptylových parametrů, tzv. s-parametrů [1].

S-parametry jsou bezrozměrná komplexní čísla, která závisí na pracovním bodě tranzistoru, teplotě, kmitočtu a charakteristické impedanci vedení Z_0 . Každá frekvence v pracovní oblasti tranzistoru má svou matici s-parametrů. Moduly parametrů S_{11} a S_{22} bývají v rozmezí 0 až 1, a proto se často zakreslují do Smithova diagramu. Modul parametru S_{21} nabývá hodnot od 1 do cca 30, modul parametru S_{12} bývá menší než 0,1.



obr. 1.1: Napěťové vlny na tranzistoru.

1.1.1 Rozptylové parametry linearizovaného tranzistoru

Z obr. 1.1 je zřejmé, že a_1 a a_2 jsou napěťové vlny, které dopadají na vstup, resp. výstup tranzistoru a zároveň představují odraženou vlnu z generátoru, resp. zátěže. Symboly b_1 a b_2 značí vystupující napěťové vlny ze vstupu, resp. výstupu tranzistoru směrem ke generátoru, resp. k zátěži. Aby byl tranzistor impedančně přizpůsoben, musí být $a_1 = 0$ i $a_2 = 0$.

Parametr S_{11} představuje napěťový činitel odrazu na vstupu linearizovaného tranzistoru, pokud je splněna podmínka, že impedance zátěže Z_Z je dokonale přizpůsobena charakteristické impedanci vedení Z_0

$$S_{11} = \left(\frac{b_1}{a_1} \right)_{a_2=0}. \quad (1.1)$$

Parametr S_{21} je napěťové zesílení ve zpětném směru při splnění podmínky impedančního přizpůsobení generátoru Z_G k charakteristické impedanci vedení Z_0

$$S_{12} = \left(\frac{b_1}{a_2} \right)_{a_1=0}. \quad (1.2)$$

Parametr S_{21} je napěťové zesílení v přímém směru, jestliže impedance zátěže Z_Z je přizpůsobena charakteristické impedanci vedení Z_0

$$S_{21} = \left(\frac{b_2}{a_1} \right)_{a_2=0}. \quad (1.3)$$

Parametr S_{22} je napěťový činitel odrazu na výstupu linearizovaného tranzistoru při splnění podmínky impedančního přizpůsobení zátěže Z_Z k charakteristické impedanci vedení Z_0

$$S_{22} = \left(\frac{b_2}{a_2} \right)_{a_1=0}. \quad (1.4)$$

S-parametry představují matici

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}. \quad (1.5)$$

Přes napěťové vlny je možné vypočítat napětí na vstupní a výstupní bráně tranzistoru a proudy tekoucí přes tranzistor

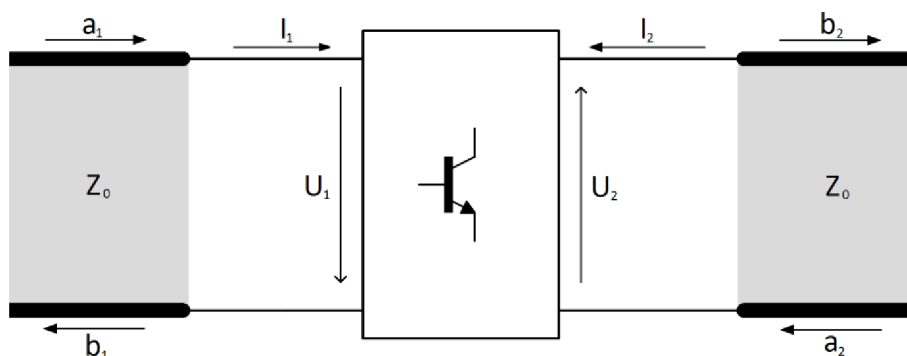
$$U_1 = a_1 + b_1, \quad (1.6a)$$

$$U_2 = a_2 + b_2, \quad (1.6b)$$

$$I_1 = \frac{(a_1 - b_1)}{Z_0}, \quad (1.7a)$$

$$I_2 = \frac{(a_2 - b_2)}{Z_0}, \quad (1.7b)$$

kde U_1 značí vstupní napětí na vstupní bráně tranzistoru, U_2 výstupní napětí na výstupní bráně tranzistoru, I_1 je proud, který teče do vstupu tranzistoru, I_2 je proud tekoucí do výstupu tranzistoru. Viz obr. 1.2.

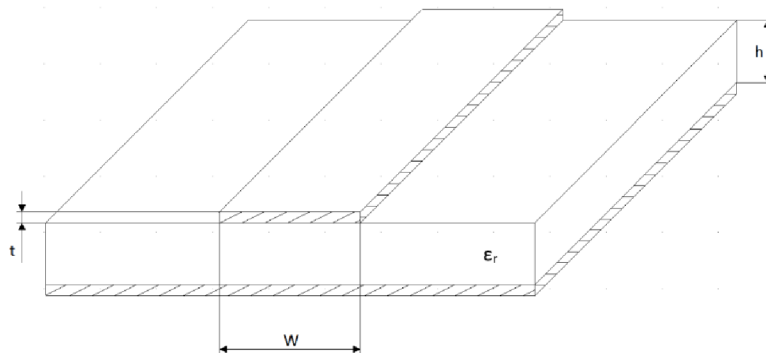


obr. 1.2: Napětí a proudy na vstupu a výstupu tranzistoru.

1.2 Nesymetrické mikropáskové vedení

Nesymetrické mikropáskové vedení je ve vysokofrekvenční technice nejčastěji

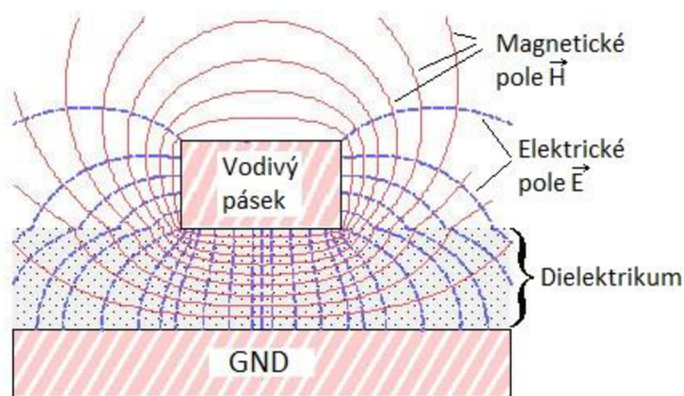
užívaným typem vedení. Základní struktura mikropáskového vedení je zachycena na obr. 1.3. Mikropáskové vedení je tvořeno dielektrickým substrátem s relativní permitivitou ϵ_r a výškou h . Horní část mikropáskového vedení je tvořena páskem o šířce W a tloušťce t . Spodní část pokrývá zemnicí vodivá vrstva. Šířka horního pásku W je vždy mnohonásobně menší než šířka pásku tvořící spodní zemnicí část [2].



obr. 1.3: Nesymetrické mikropáskové vedení.

1.2.1 Šíření elektromagnetických vln v mikropáskovém vedení

Nesymetrické mikropáskové vedení obsahuje v příčném průřezu dvě různá prostředí s různou permitivitou: dielektrikum ϵ_r a vzduch ϵ_0 . Vedení je příčně nehomogenní a nemůže zde existovat čistá vlna TEM a ani se zde nemohou šířit vidy TE a TM. Šíří se zde tzv. hybridní vlny HEM, které mají podélnou složku elektrického i magnetického pole, viz obr. 1.4 [3].



obr. 1.4: Rozložení pole v mikropáskovém vedení (převzato z [4]).

Ve většině případech je možné vedení přibližně popisovat pomocí aproximace kvazi-TEM. Musí být ale splněna podmínka, že příčné rozměry horního pásku i substrátu jsou mnohem menší než polovina délky vlny v dielektriku. Podélné složky elektrického a magnetického pole je možné zanedbat v porovnání s velikostí příčných složek pole. Při splnění těchto podmínek lze konstatovat, že se mikropáskovým vedením šíří vlna kvazi-TEM.

1.2.2 Charakteristická impedance mikropásku

Aby v obvodu nedocházelo k odrazům a ke stojatému vlnění, musí být obvod impedančně přizpůsoben. Ve vysokofrekvenční technice se nejčastěji používá impedanční přizpůsobení 50Ω . Pro výpočet impedance mikropásku dnes existuje řada programů, např. AppCAD. Nicméně pro pochopení problematiky je dobré znát, jak se jednotlivé parametry mikropásku vypočítávají. Proto zde bude uvedeno pár důležitých vzorců pro výpočet charakteristické impedance [2].

Pro poměr $\frac{W}{h} \leq 1$

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_{re}}} \ln \left(\frac{8h}{W_e} + \frac{W_e}{4h} \right), \quad (1.8a)$$

pro poměr $\frac{W}{h} \geq 1$

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_{re}}} \left[\frac{W_e}{h} + 1,393 + 0,667 \ln \left(\frac{W_e}{h} + 1,444 \right) \right]^{-1}, \quad (1.8b)$$

kde ε_{re} je efektivní permitivita,

$$\frac{W_e}{h} = \frac{W}{h} + \frac{\Delta W}{h}. \quad (1.9)$$

Pro poměr $\frac{W}{h} \leq 1/2\pi$

$$\frac{\Delta W}{h} = \frac{1,25}{\pi} \frac{t}{h} \left(1 + \ln \frac{4\pi W}{t} \right), \quad (1.10a)$$

pro poměr $\frac{W}{h} \geq 1/2\pi$

$$\frac{\Delta W}{h} = \frac{1,25}{\pi} \frac{t}{h} \left(1 + \ln \frac{2h}{t} \right). \quad (1.10b)$$

V praxi je možné použít zjednodušený vzorec pro výpočet charakteristické impedance, který do výpočtu vnáší jen minimální odchylku od skutečné hodnoty

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_r}} \frac{h}{W} \frac{1}{1 + 1,735\varepsilon_r^{-0,0724} \left(\frac{W}{h} \right)^{-0,836}}. \quad (1.11)$$

1.2.3 Efektivní permitivita

Za předpokladu, že se v mikropáskovém vedení šíří vlna kvazi-TEM, lze dvě rozdílné permitivity v příčně nehomogenním vedení nahradit efektivní permitivitou ε_{re} [3].

Efektivní permitivita se musí nacházet v rozsahu

$$\frac{\varepsilon_r + 1}{2} \leq \varepsilon_{re} \leq \varepsilon_r. \quad (1.12)$$

Pro poměr $\frac{W}{h} \leq 1$

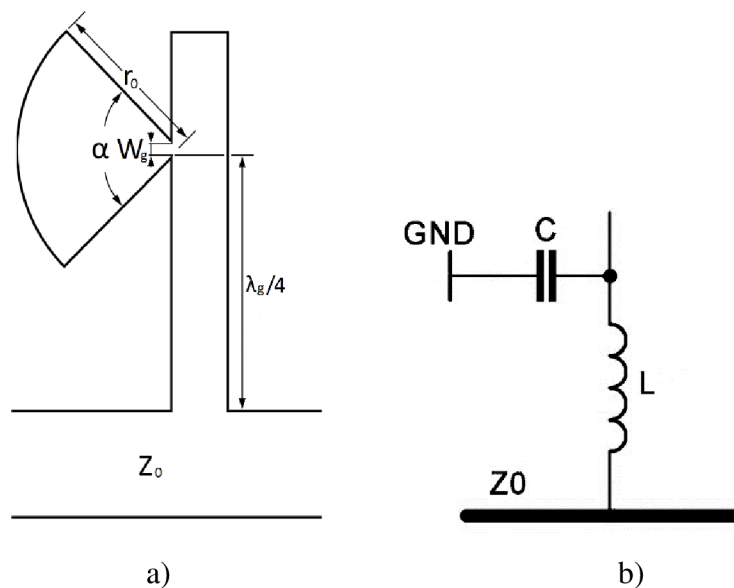
$$\varepsilon_{re} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{0,9}{\pi} \frac{\varepsilon_r - 1}{\ln \frac{8h}{W}}, \quad (1.13a)$$

pro poměr $\frac{W}{h} \geq 1$

$$\epsilon_{re} = \epsilon_r - \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{\ln\left[6,28\left(\frac{W}{2h} + 0,85\right)\right]}{\frac{W}{h} + \frac{2}{\pi} \ln\left[17,08\left(\frac{W}{2h} + 0,85\right)\right]} \quad (1.13b)$$

1.3 Návrh kapacitního pahýlu

Kapacitní pahýl, viz obr. 1.5a se v mikropáskovém vedení chová jako kondenzátor. Pro vysoké kmitočty představuje zkrat. Kapacitní pahýl tvoří spolu s úsekem vedení o délce $\lambda_g/4$ od mikropáskového vedení s charakteristickou impedancí Z_0 LC filtr. Jeho náhradní schéma je na obr. 1.5b. V mikrovlnné technice se používá pro oddělení vysokofrekvenčního signálu od napájecích obvodů. Čtvrťvlnné vedení by mělo být co nejtenčí, aby jeho impedance byla co největší [5].



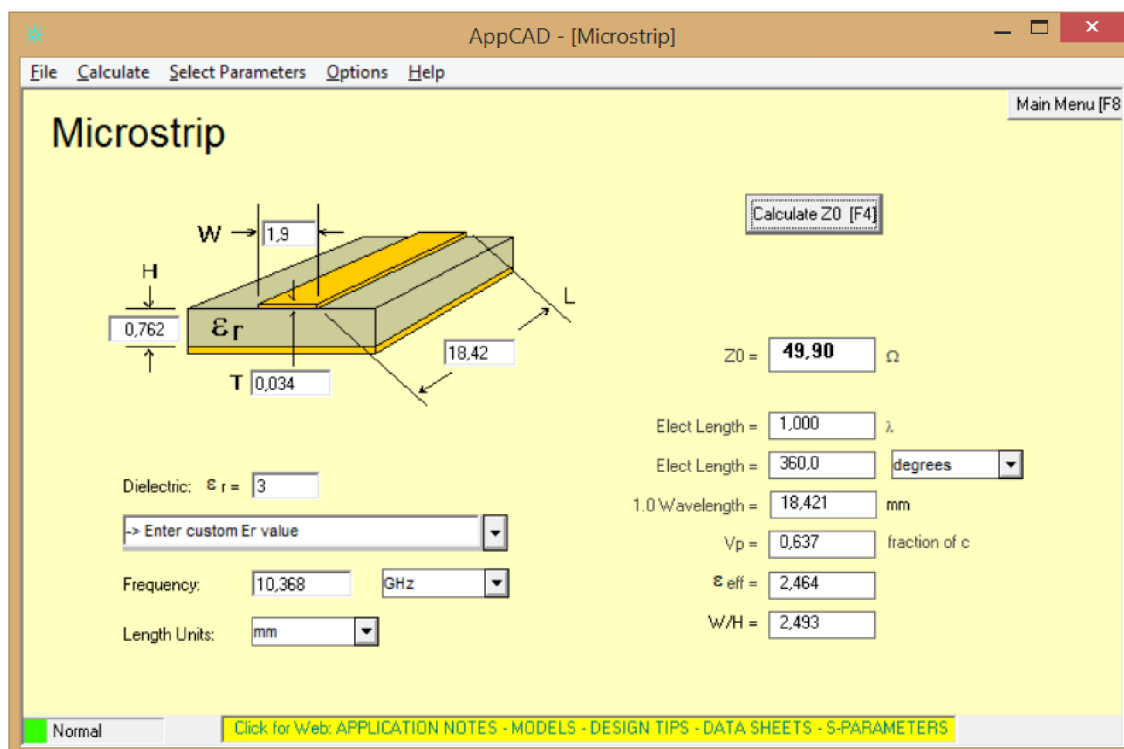
obr. 1.5: Kapacitní pahýl a čtvrtvlnné vedení, a) reálný obvod, b) náhradní obvod.

Kapacitní pahýl má tři charakteristické parametry, které ovlivňují, na jaký kmitočet bude naladěn a jak velkou šíři pásma dokáže vyfiltrovat. Charakteristické parametry pro návrh pahýlu jsou zobrazeny na obr. 1.5a, kde parametr r_0 je poloměr kružnice, α je výseč kružnice, která tvoří pahýl a W_g je šíře konce pahýlu, kterou je pahýl připojen k úseku vedení.

2 NÁVRH A SIMULACE ZESILOVAČE

2.1 Výpočty parametrů mikropáskového vedení

K návrhu zesilovače byl použit substrát od firmy Arlon, typ CLTE-AT s relativní permitivitou $\epsilon_r = 3$, o výšce $h = 0,762\text{mm}$. Substrát je oboustranně plátovaný mědí o tloušťce $t = 34\mu\text{m}$. Pro výpočet charakteristické impedance a délky vlny v mikropáskovém vedení byl použit program AppCAD, viz obr. 2.1.



obr. 2.1: Parametry mikropáskového vedení z programu AppCAD.

Pro ověření správnosti výsledků byl proveden výpočet charakteristické impedance, viz podkapitola 1.2.2.

$$\frac{W}{h} = 2,4934.$$

Jelikož $\frac{W}{h} > 1$, pro výpočet charakteristické impedance byl použit vzorec 1.8b

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \left[\frac{W_e}{h} + 1,393 + 0,667 \ln \left(\frac{W_e}{h} + 1,444 \right) \right]^{-1},$$

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{2,4569}} [2,5787 + 1,393 + 0,667 \ln(2,5787 + 1,444)]^{-1},$$

$$Z_0 = 49,0828\Omega,$$

kde ϵ_{re} je efektivní permitivita a jelikož $\frac{W}{h} > 1$, byl pro výpočet použit vzorec 1.13b

$$\varepsilon_{re} = \varepsilon_r - \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \frac{\ln\left[6,28\left(\frac{W}{2h} + 0,85\right)\right]}{\frac{W}{h} + \frac{2}{\pi} \ln\left[17,08\left(\frac{W}{2h} + 0,85\right)\right]},$$

$$\varepsilon_{re} = 3 - \frac{3-1}{2} \frac{\ln\left[6,28\left(\frac{1,9}{2} + 0,85\right)\right]}{\frac{1,9}{0,762} + \frac{2}{\pi} \ln\left[17,08\left(\frac{1,9}{2*0,762} + 0,85\right)\right]},$$

$$\varepsilon_{re} = 2,4569.$$

$$\frac{W_e}{h} = \frac{W}{h} + \frac{\Delta W}{h},$$

$$\frac{W_e}{h} = \frac{W}{h} + \frac{\Delta W}{h},$$

$$\frac{W_e}{h} = 2,5787.$$

$$\frac{\Delta W}{h} = \frac{1,25}{\pi} \frac{t}{h} \left(1 + \ln \frac{2h}{t}\right),$$

$$\frac{\Delta W}{h} = \frac{1,25}{\pi} \frac{0,034}{0,762} \left(1 + \ln \frac{2*0,762}{0,034}\right),$$

$$\frac{\Delta W}{h} = 8,5265 * 10^{-2}.$$

Z efektivní permitivity lze snadno vypočítat délku vlny v mikropáskovém vedení

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{\varepsilon_{re}}} = \frac{c}{f\sqrt{\varepsilon_{re}}},$$

$$\lambda_g = \frac{2,9979*10^8}{10,368*10^9\sqrt{2,4569}},$$

$$\lambda_g = 18,4471mm.$$

Při srovnání výpočtu parametrů pomocí vzorců a získaných parametrů z programu AppCAD se hodnoty mírně lišily. Rozdíl může být dán tím, že program AppCAD pro výpočty parametrů používá odlišné vzorce. Nicméně lze konstatovat, že získané parametry jak pomocí vzorců, tak pomocí programu lze považovat za totožné. Největší odchylka byla 1,8% a to u výpočtu charakteristické impedance. U výpočtu efektivní permitivity a délky vlny v mikropáskovém vedení byla odchylka dokonce menší než 0,3%.

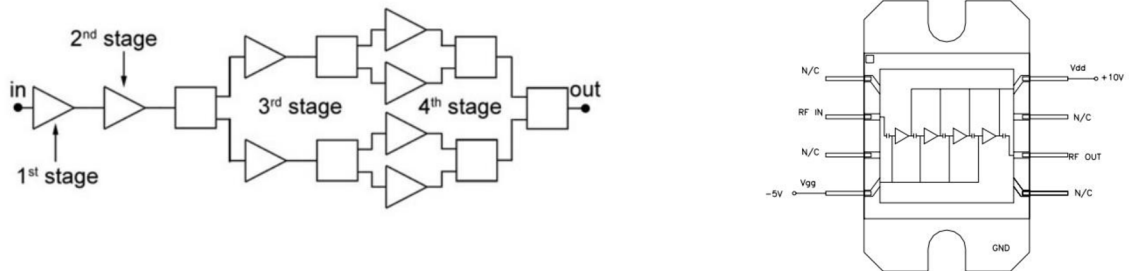
Dále v návrhu zesilovače se budou používat hodnoty získané z programu AppCAD.

2.2 Aktivní prvky

2.2.1 První stupeň – budič

První stupeň slouží jako budič pro koncový tranzistor. Je zde použit zesilovač od firmy Excelics Semiconductor RFMA7185-S1. Budič je tvořen čtyřmi zesilovacími stupni [8]. Blokové schéma vnitřního zapojení je na obr. 2.2. Výhodou tohoto zesilovače je, že má již uvnitř pouzdra řešené oddělení stejnosměrného napětí nastavující pracovní bod a dále není zde nutné řešit pronikání vysokofrekvenčního signálu do napájecích obvodů. Další výhodou je jeho impedanční přizpůsobení řešené uvnitř pouzdra. Proto je možné budič připojit rovnou na mikropásek s impedancí 50Ω. Zesilovač výrobce impedančně

přizpůsobil v kmitočtovém rozsahu 7,1GHz až 8,5GHz. Aby byl budič impedančně přizpůsoben také na požadovaném kmitočtu 10,368GHz, je nutné ho lehce doladit pomocí praporkování.



obr. 2.2: Vnitřní struktura zesilovače RFMA7185-S1 (převzato z [8]).

Budič má v kmitočtovém rozsahu 7,1GHz až 8,5GHz zisk 30dB s výstupním výkonem 32,5dBm. Na kmitočtu 10,4GHz je schopen dosahovat výstupního výkonu 30dBm ovšem při zisku 25dB [10]. Zde se podařilo pomocí praporkování vyladit výstupní výkon na 29dBm při vstupním výkonu 0dBm, což odpovídá zisku 29dB. Dosažený výstupní výkon bohatě postačuje pro vybuzení koncového zesilovače a získání požadovaného výstupního výkonu zesilovače. Jelikož výrobce udává s-parametry v kmitočtovém rozsahu 6,6GHz až 9GHz, je nutné změřit s-parametry pro požadované frekvenční pásmo, viz kapitola 2.5.

Budičem teče klidový proud okolo 1,3A. Při vybuzení budiče klidový proud mírně klesne, přesto je nutné zajistit dostatečný odvod tepla.

2.2.2 Koncový stupeň

Koncový stupeň tvoří tranzistor FLM1011-4F od firmy Eudyna Devices, který je stejně jako budič vnitřně přizpůsoben na impedanci 50Ω , ovšem v kmitočtovém rozsahu 10,7GHz až 11,7GHz [9]. Proto i zde je nutné tranzistor mírně doladit pomocí praporkování. Oproti budiči je u tohoto prvku nutné vyřešit nastavení pracovního bodu tranzistoru přes Gate, napájení tranzistoru přes Drain, stejnosměrné oddělení vstupu a výstupu a navrhnout pasivní obvodové prvky pomocí mikrovlnných integrovaných obvodů, které zabrání pronikání vysokofrekvenčního signálu do napájecích obvodů.

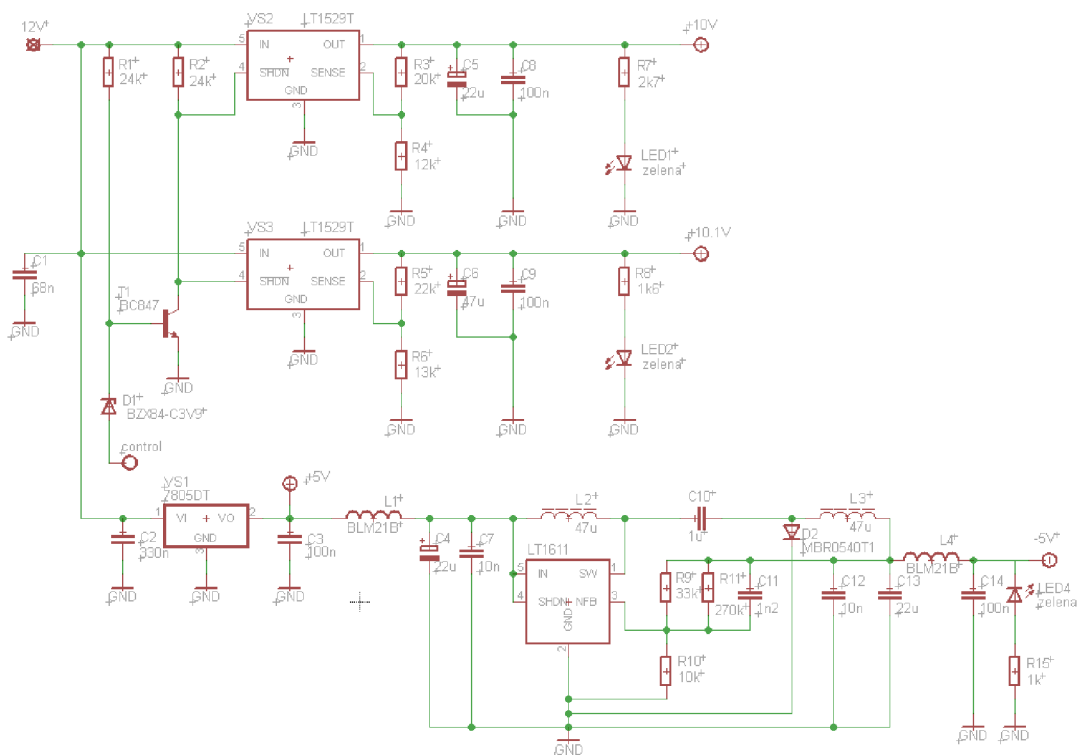
Výstupní výkon tranzistoru dosahuje typicky 36dBm, což je podle zadání práce požadovaný výstupní výkon. Výrobce tento výkon udává pro pásmo od 10,7GHz do 11,7GHz. Podle prof. Kasala označení tranzistoru 1011 znamená, že by měl být schopný dodat udávaný výstupní výkon již od 10GHz. Zisk tranzistoru je dle katalogu výrobce 7dB, čímž by se podařilo dosáhnout požadovaného výstupního výkonu zesilovače, protože budič byl vyladěn na výstupní výkon 29dBm.

Koncový stupeň stejně jako budič produkuje velké množství ztrátového výkonu. To je nutné brát při návrhu zesilovače v potaz a zajistit dostatečné chlazení obou aktivních prvků.

2.3 Napájení zesilovače

2.3.1 Napájecí obvody – referenční napětí

Zesilovač je napájen napětím 12V. Na budič i koncový stupeň je potřeba přivést napájecí napětí 10V. Katalogový list výrobce budiče udává napájecí napětí 10V, maximálně 14V. Výrobce ovšem měřil s-parametry udávané na krabičce budiče při napájecím napětí 7V. Při tomto napětí měl budič vyšší zisk, jenže byl nestabilní a při nízkém buzení produkoval parazitní oscilace. Se zvyšujícím se napájecím napětím zisk budiče klesal a tím také klesala nestabilita budiče. Po několika měřeních bylo rozhodnuto použít napájecí napětí 10,1V. Při saturaci teče budičem klidový proud 1,5A a koncovým stupněm dokonce 2,6A [8], [9]. Vybrány byly dva stejné stabilizátory LT1529, které mají jednoduše nastavitelné výstupní napětí pomocí rezistorů R3 a R4 resp. R5 a R6, viz obr. 2.3. Tento typ stabilizátoru je schopen dodávat proud až 3A [11], což je dostatečná proudová rezerva jak pro budič, tak pro koncový stupeň. Další výhodou tohoto stabilizátoru je, že obsahuje pin SHDN - shutdown, čehož je využito v ochranných obvodech, viz podpodkapitola 2.3.2. Přítomnost napětí na výstupech stabilizátorů signalizují LED diody LED1 a LED2. Filtrační kondenzátory C5, C8 a C6, C9 jsou zde kvůli filtraci výstupního napětí stabilizátorů, ale slouží zde také jako zásoba energie při případných proudových špičkách.



obr. 2.3: Zdrojová část.

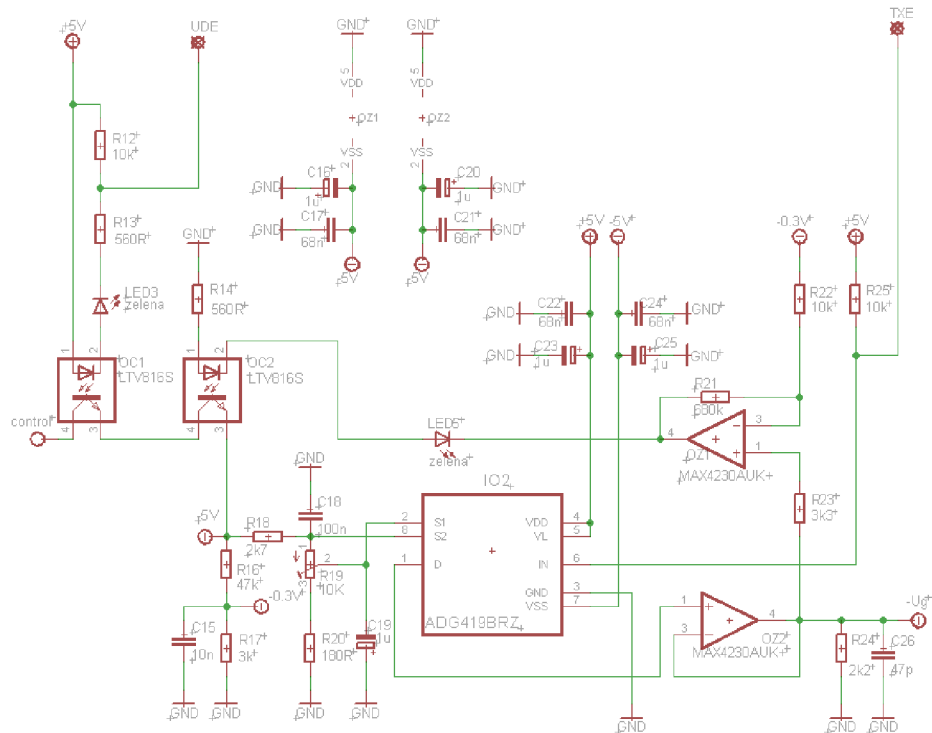
Jelikož aktivní prvky v zesilovači jsou typu HEMT a jsou vyrobeny na bázi GaAs, musí se k budiči na pin V_{gg} a na koncový stupeň na Gate přivést záporné napětí. Záporné napětí je tvořeno DC/DC měničem LT1611, který mění napětí z 5V na -5V. Nevýhodou DC/DC měničů je, že jejich rekuperační cívky L2, L3, viz obr. 2.3,

produkují rušení a výstupní napětí bývá zvlněné. Ovšem tento typ měniče je přímo určen pro napájení HEMT tranzistorů. Absolutní hodnota zvlnění výstupního napětí je dle katalogu maximálně 1mV [12]. Přesto byl na výstup zařazen filtr C12, C13, L4, C14. Přítomnost napětí -5V indikuje LED4. Dále je v obvodu potřeba napětí 5V, které napájí již zmíněný DC/DC měnič, operační zesilovače a analogový přepínač. Zde byl použit stabilizátor LM7805.

U budiče se nastavení pracovního bodu řeší nejjednodušeji. Jelikož budič je zesilovač v jednom pouzdře, pracovní bod nastavují integrované obvody uvnitř pouzdra. Stačí tedy přivést pouze napětí -5V na pin Vgg.

Pro nastavení napětí do Gate koncového tranzistoru jsou zde dvě hladiny napětí, které lze přepínat pomocí analogového přepínače IO2, viz obr. 2.4. Jedna hladina je -4V, při tomto napětí je tranzistor zcela zavřen a protéká jím jen nepatrný proud. Druhá hladina je napětí, které nastavuje pracovní bod tranzistoru. To lze měnit trimrem R19 a odpovídá napětí z děliče R18, R19 + R20. Rezistor R20 zabraňuje nastavení nulového napětí na výstupu děliče při vytočení trimru do krajní polohy. Hladiny napětí lze přepínat analogovým přepínačem přes uzemnění signálu TXE – vysílání povoleno. Pokud TXE není uzemněno, na výstupu analogového přepínače je hladina napětí, při které je tranzistor uzavřen. Pokud se TXE uzemní, na výstupu je druhá hladina napětí, která nastavuje pracovní bod tranzistoru. Signálem UDE – napájení povoleno, lze řídit napájecí napětí k aktivním prvkům. Operační zesilovač OZ2 je zapojen jako napěťový sledovač a tvoří zesilovač proudu. Má pouze záporné napájecí napětí a slouží zde také jako ochrana koncového tranzistoru v případě, že by se nějakým způsobem objevilo kladné napětí na výstupu analogového přepínače.

Řídící signály TXE a UDE jsou zde proto, že požadavky na zesilovač byly, aby pracoval jak v CW režimu, tak v režimu pulsním. Oba signály se řídí zvenčí pomocí uzemnění. Když jsou oba signály uzemněny, na aktivní prvky je přivedeno napájecí napětí a koncový stupeň má nastaven klidový proud. Pulsní režim se využívá nejčastěji v radarových aplikacích. Jelikož radary mívají stejnou anténu pro vysílací i přijímací signál, je vhodné, aby bylo v době, kdy radar nevysílá a čeká na příchozí signál, odpojené napájení a koncový stupeň měl na Gate napětí, které uzavře tranzistor. To je z důvodu snížení nároků na chlazení a také zabránění pronikání šumu z vysílače do přijímače, protože aktivní prvky s nastaveným klidovým proudem produkují šum. Vysílací a přijímací signál bývá sice před anténou oddělen cirkulátorem, ale cirkulátor je reálná součástka a nemá dokonalou izolaci mezi porty v izolovaném směru.



obr. 2.4: Hladiny napětí pro koncový stupeň a ochranné obvody.

Optočleny OC1 a OC2 zde byly zvoleny kvůli tomu, že mají jasně definované stavy - sepnuto, vypnuto. Fungují zde jako součtové členy, což by se pomocí tranzistorových spínačů řešilo obtížněji, jelikož optočlen OC2 je řízen záporným napětím. Pokud by byly použity tranzistorové spínače, obvody spínačů by obsahovaly více součástek a zabíraly by více místa. Použití optočlenů se proto jeví jako nejlepší řešení.

Pro tento zesilovač jsou napájecí obvody velmi předimenzované. Avšak napájecí obvody byly navrženy tak, aby se daly použít i pro tranzistory typu GaN, které při saturaci pouští do Gate vyšší proud. To byl jeden z požadavků při návrhu tohoto zesilovače.

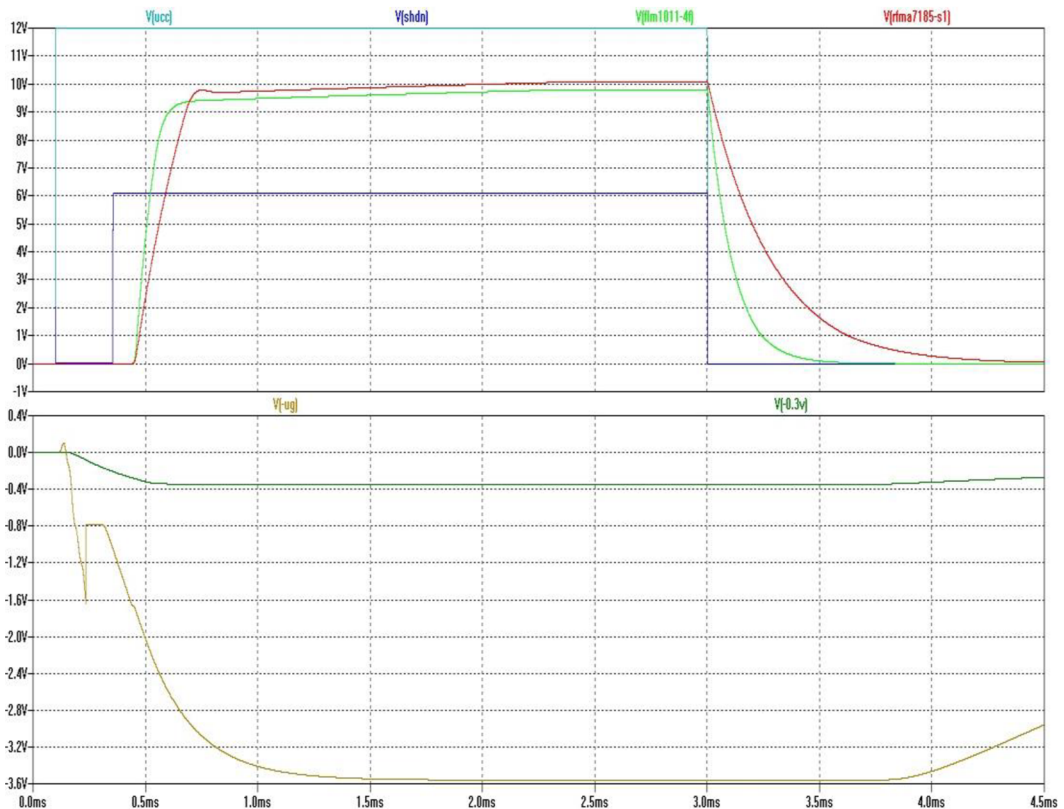
2.3.2 Ochranné obvody

Při přivedení napájecího napětí na zesilovač se musí zajistit, aby se nejdříve objevilo záporné napětí u budiče na pinu Vgg před napájecím napětím na pinu Vdd, analogicky u koncového stupně musí být první záporné napětí na Gate před napětím na Drain. Při odpojení napájecího napětí zesilovače musí být první odpojeno napájecí napájení k aktivním prvkům a až poté napětí na Gate, resp. na pinu Vgg [8].

Jestli je na Gate koncového stupně dostatečně velké záporné napětí, hlídá komparátor OZ1, viz obr. 2.4. Pokud je na Gate napětí nižší než je komparační napětí, na výstupu komparátoru je záporné napětí, při kterém je optočlen OC2 sepnut. Jestliže je na Gate napětí vyšší, než komparační napětí, na výstupu komparátoru je nulové napětí, optočlen se vypne a tím dojde k vypnutí výstupního napětí stabilizátorů VS2, VS3. Komparační napětí bylo zvoleno -0,3V s ohledem na rozsah napětí při nastavování pracovního bodu tranzistoru a tvoří ho dělič R16, R17. Rezistory R21, R22 zavádí

komparátoru mírnou hysterezi.

Správnou funkci napájecích a ochranných obvodů je možné zkontrolovat např. ve volně dostupném simulačním programu LTspice. Simulované časové konstanty napájecích a ochranných obvodů jsou zobrazeny v grafu na obr. 2.5. Do simulace nebyl zahrnut analogový přepínač IO2, z důvodu usnadnění simulace. Rychlost přepínání je dle katalogového výrobce 200ns, což je pro tuto aplikaci zanedbatelná hodnota. Pro porovnání například doba náběžné hrany stabilizátoru napětí pro koncový stupeň v rozsahu od 10% do 90% výstupního napětí je okolo 130 μ s. Dále oproti operačním zesilovačům použitým v zesilovači byly v simulaci použity operační zesilovače z knihovny součástek dostupných v LTspice. Schéma simulovaného zapojení je zobrazeno v příloze A.5.



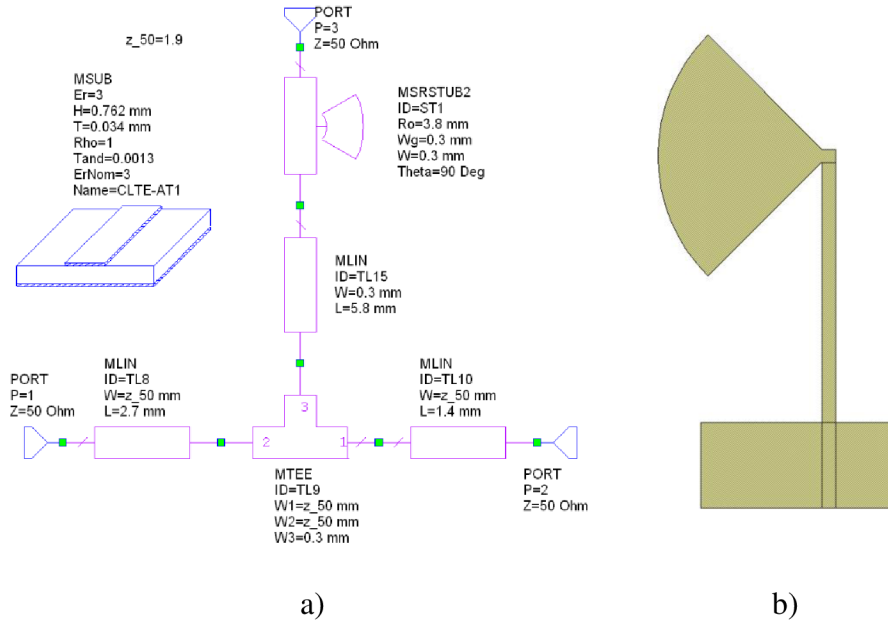
obr. 2.5: Časové konstanty napájecích a ochranných obvodů.

Jak lze pozorovat z obr. 2.5, navržené napájecí obvody fungují dle předpokladů. Na horním grafu, světle modrý průběh je napájecí napětí zesilovače, světle zelený a červený průběh značí napětí na Drainu koncového stupně, resp. napětí na pinu Vdd budiče. Tmavě modrý průběh je napětí na pinu SHDN, což je řízení stabilizátorů napětí VS2 a VS3. Na dolním grafu jsou dva průběhy. Tmavě zelený je referenční napětí pro komparátor OZ1 a hnědý je vstupní napětí na Gate koncového stupně.

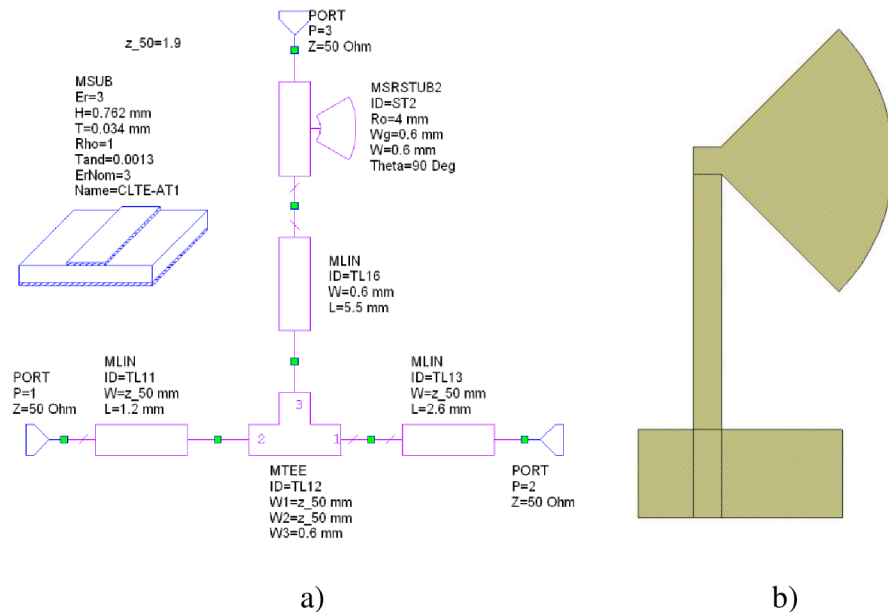
2.4 Návrh filtru pro oddělení vysokofrekvenčního signálu od napájecích obvodů

Pro návrh filtrů byl použit program AWR design environment 10. K návrhu se

přístupovalo na základě teoretických znalostí z podkapitoly 1.3. Na obr. 2.6 je zobrazen návrh filtru pro Gate. Délka úseku vedení byla čtvrtina vlnové délky v mikropásku. Šířka byla co nejtenčí, s ohledem na technologické možnosti výroby. Velikost pahýlu byla volena na základě výsledku simulace zobrazených v grafu na obr. 2.8a.

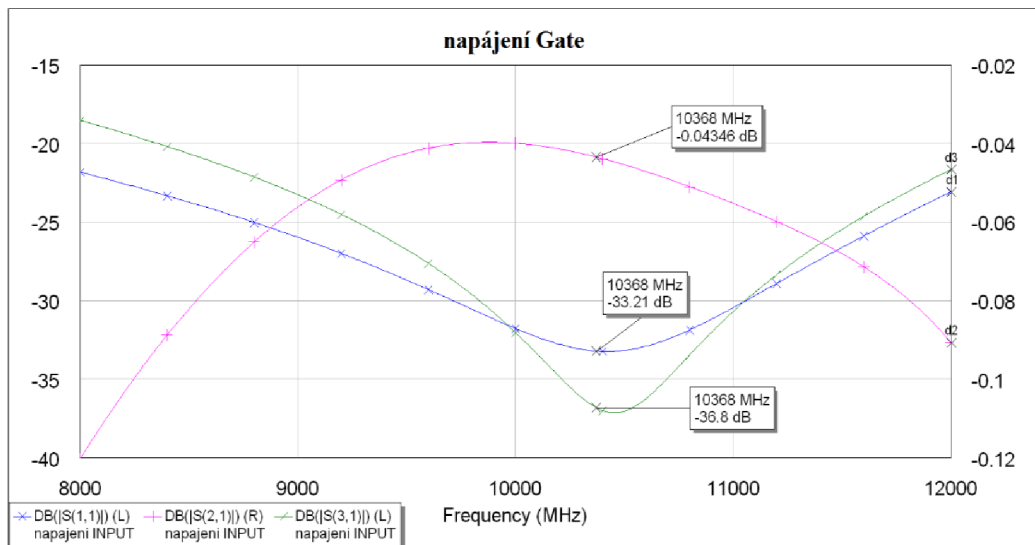


obr. 2.6: Napájení Gate, a) schéma, b) layout.

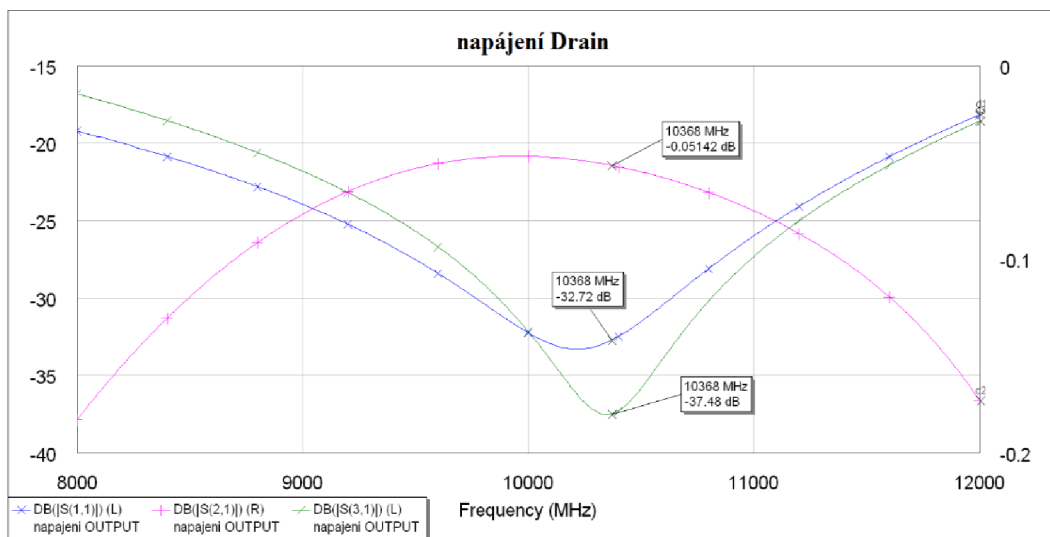


obr. 2.7: Napájení Drain, a) schéma, b) layout.

Na obr. 2.7 je návrh filtru pro Drain. Zde byla šířka čtvrtvlnného vedení volena s ohledem na velikost protékajícího proudu. Pahýl byl navrhován stejnou metodou jako u filtru pro Gate. Simulace je zobrazena v grafu na obr. 2.8b.



a)



b)

obr. 2.8: Simulace a) filtr pro Gate, b) filtr pro Drain.

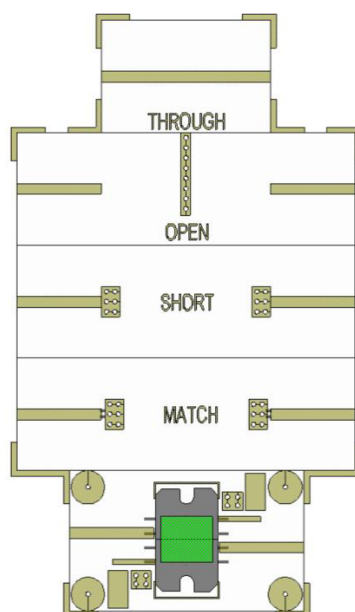
V grafech na obr. 2.8 zelené průběhy značí útlum mezi porty 1 a 3, modré průběhy představují přizpůsobení portu 1. Přizpůsobení portu 2 zde nebylo zobrazeno, protože je velmi podobné přizpůsobení portu 1 a také kvůli přehlednosti grafu.

2.5 Kalibrační sada a měření s-parametrů aktivních prvků

Jak již bylo zmíněno výše, pro aktivní prvky, které jsou použity v této práci, nejsou k dispozici s-parametry v kmitočtovém pásmu, pro které je zesilovač konstruován. Pro zesilovač RFMA7185-S1 výrobce udává s-parametry v pásmu od 6,6GHz do 9GHz [8] a pro tranzistor FLM1011-4F udává výrobce s-parametry v pásmu od 10,5GHz do 11,9GHz [9].

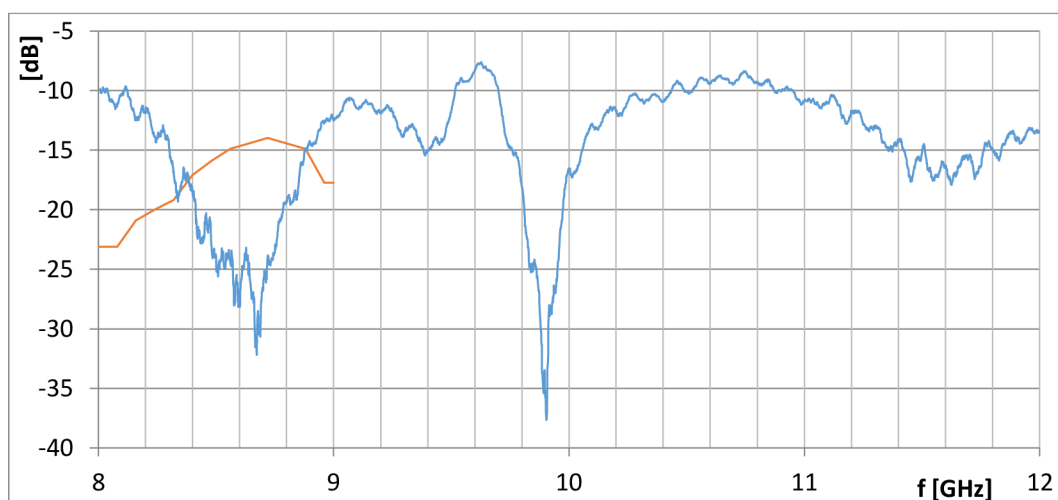
Aby bylo možné odsimulovat celkové chování zesilovače, bylo zapotřebí změřit s-parametry obou aktivních prvků na frekvencích, pro které je zesilovač konstruován. S-parametry se měří pomocí vektorového obvodového analyzátoru, který je nutné před vlastním měřením zkalibrovat. Pro kalibraci bylo nutné vytvořit vlastní kalibrační sadu. Existuje několik kalibračních metod. Pro měření s-parametrů se používá nejčastěji kalibrace TOSM (through, open, short, match) [13], což je zkratka z prvních písmen zátěží, které se připojují k portům vektorového obvodového analyzátoru.

Po návrhu a zkonstruování kalibrační sady a následném zkalibrování vektorového obvodového analyzátoru byly nejprve změřeny parametry pro zesilovač RFMA7185-S1, viz obr. 2.9. Zapojení zesilovače do kalibrační sady bylo jednodušší než u vysokofrekvenčního tranzistoru, protože zde není třeba řešit oddělení vysokofrekvenčního signálu od napájecí části a oddělení stejnosměrného napětí.

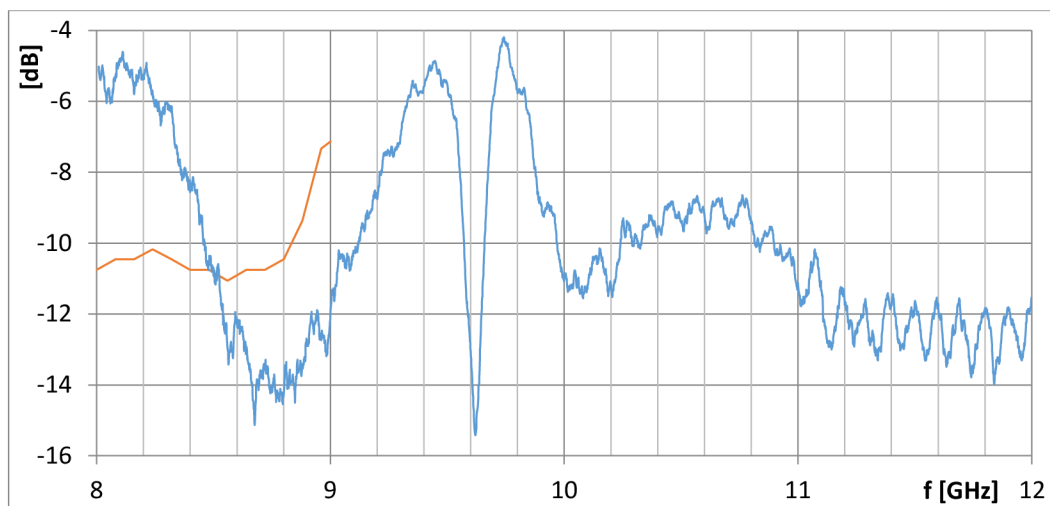


obr. 2.9: Kalibrační sada pro RFMA7185-S1.

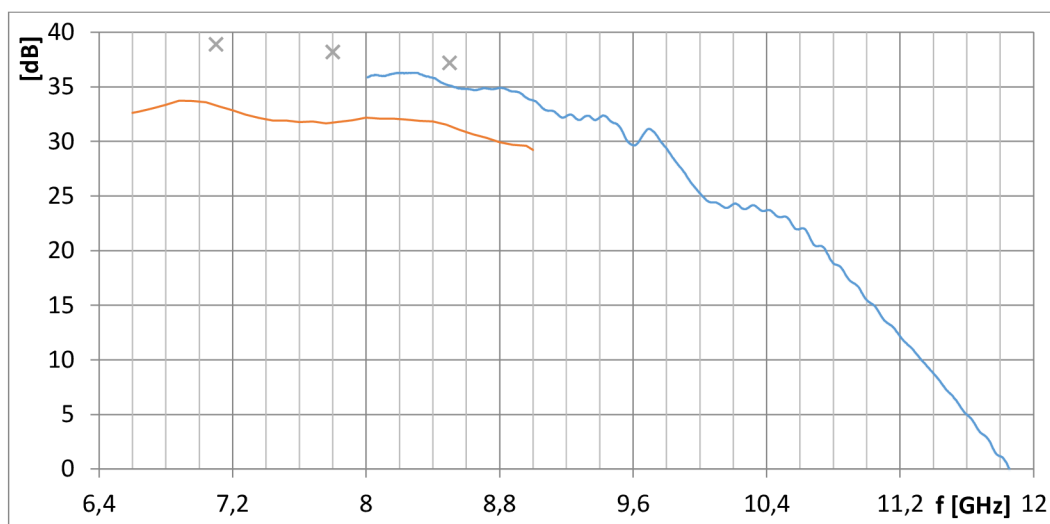
Naměřené s-parametry byly pro přehlednost zaneseny do grafů na obr. 2.10. Dále byly do grafů vyneseny parametry, které udává výrobce ve svém katalogovém listu.



a)



b)

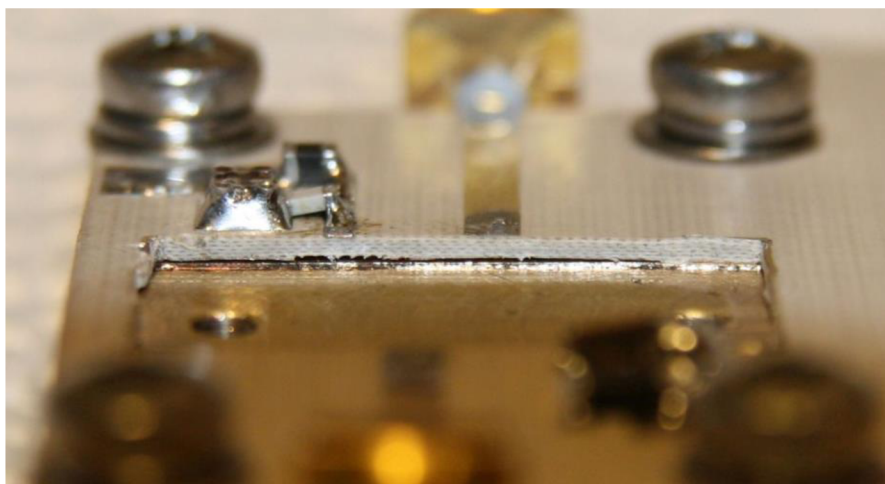


c)

obr. 2.10: Porovnání s-parametrů pro RFMA7185-S1 - katalogový list a měření, a) parametr S_{11} , b) parametr S_{22} , c) parametr S_{21} .

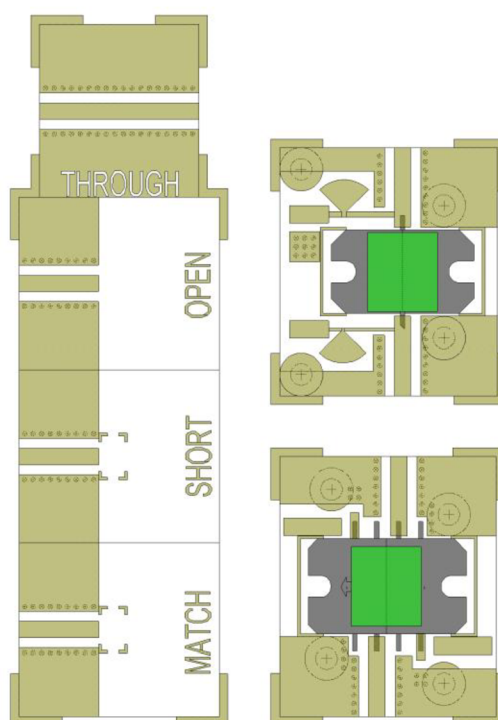
Na obr. 2.10, modré průběhy jsou naměřená data při napájecím napětí 9V. Oranžové průběhy jsou data z katalogového listu od výrobce, které byly měřeny při napájecím napětí 10V. Tři body v grafu parametrů S_{21} jsou hodnoty naměřené výrobcem pro konkrétní kus zesilovače. Ty výrobce měřil při napájecím napětí 7V. Z grafu pro parametry S_{21} lze pozorovat, že hodnoty z katalogového listu výrobce jsou nejspíš minimální deklarované hodnoty. Z průběhu parametrů S_{11} a S_{22} je patrné, že naměřená data se od dat udávaných výrobcem lišila. Proto byla prohlášena za chybná.

Podle prof. Kasala byla chyba s největší pravděpodobností způsobena tím, že prokovy vyrobené z měděných špiček u napájecích pinů zesilovače znemožnily dokonalé spojení chladicí měděné podložky se zemnicí vrstvou substrátu a tím vznikly plovoucí země, viz obr. 2.11.



obr. 2.11: Kalibrační sada pro RFMA7185-S1, detail chyby v návrhu.

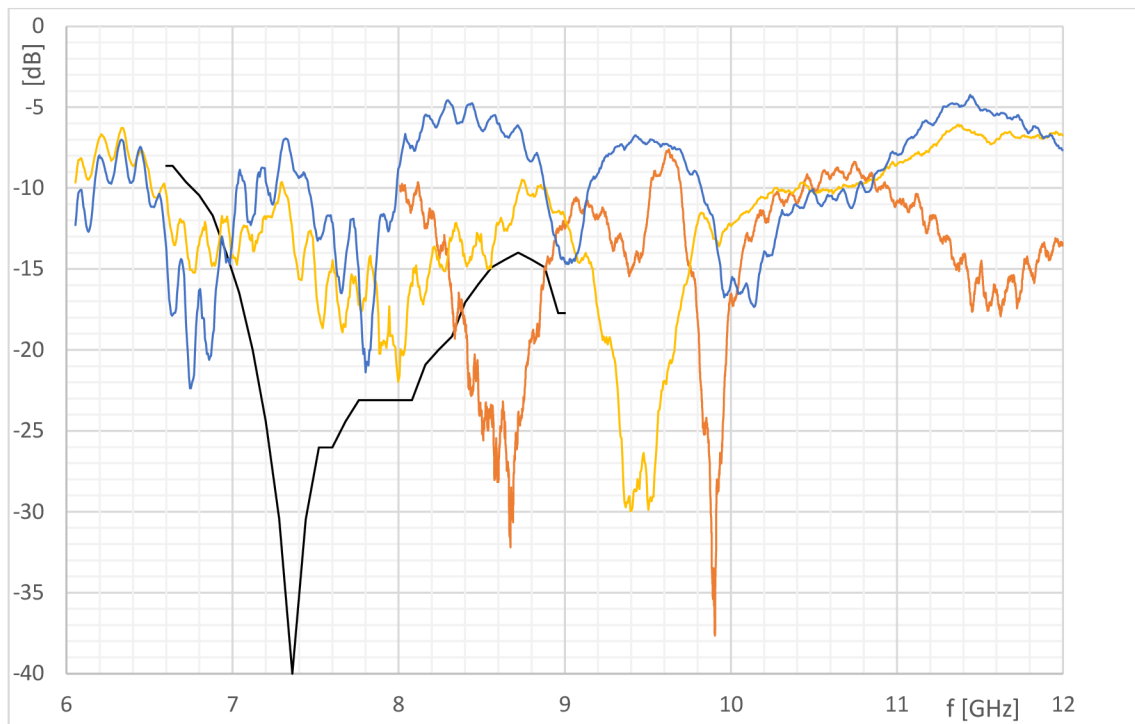
Při návrhu druhé kalibrační sady se dbalo na to, aby se předešlo chybám, které vznikly při návrhu první kalibrační sady. Byly provedeny 3 zásadní úpravy. Délka mikropásku byla zkrácena na polovinu délky vlny v mikropásku, tedy 9,2mm, prokovy byly vytvořeny chemickou cestou a celá kalibrační sada byla vytvořena jako koplanární vedení. Dále šrouby, které spojují substrát s chladicí měděnou podložkou, byly posunuty co nejdále k aktivním prvkům a k mikropásku, aby se zajistilo co nejlepší spojení zemnicí vrstvy substrátu s chladicí podložkou u vstupního a výstupního pinu aktivního prvku. Druhá kalibrační sada je zobrazena na obr. 2.12.



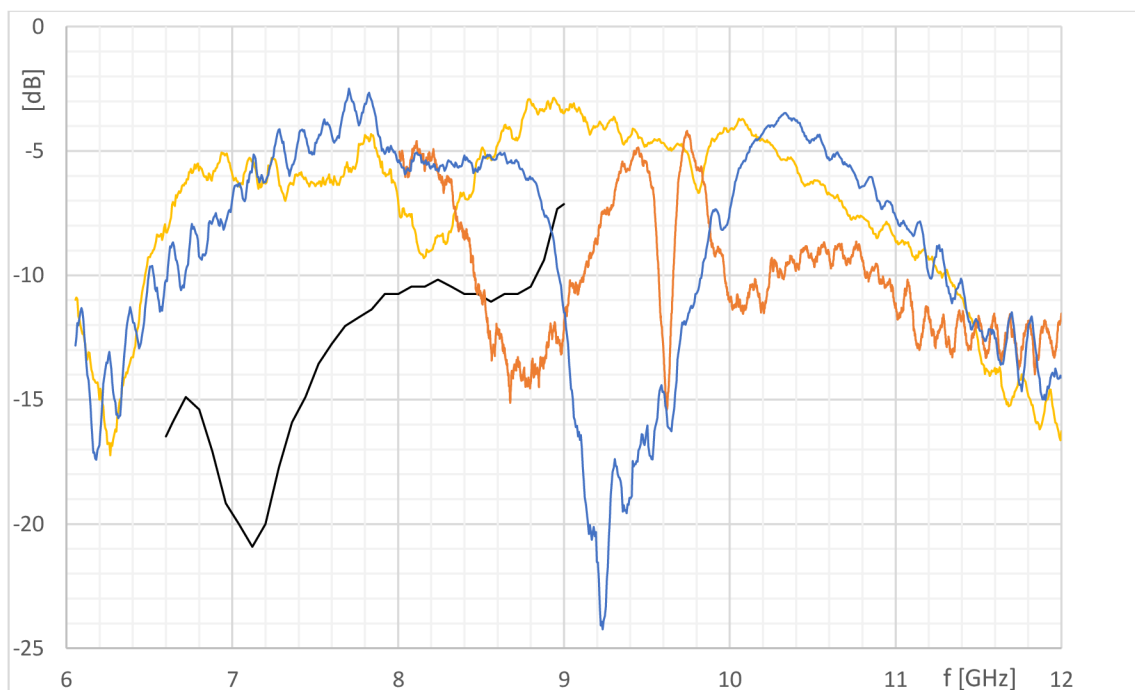
obr. 2.12: Druhá kalibrační sada.

2.5.1 Měření s-parametrů zesilovače RFMA7185-S1

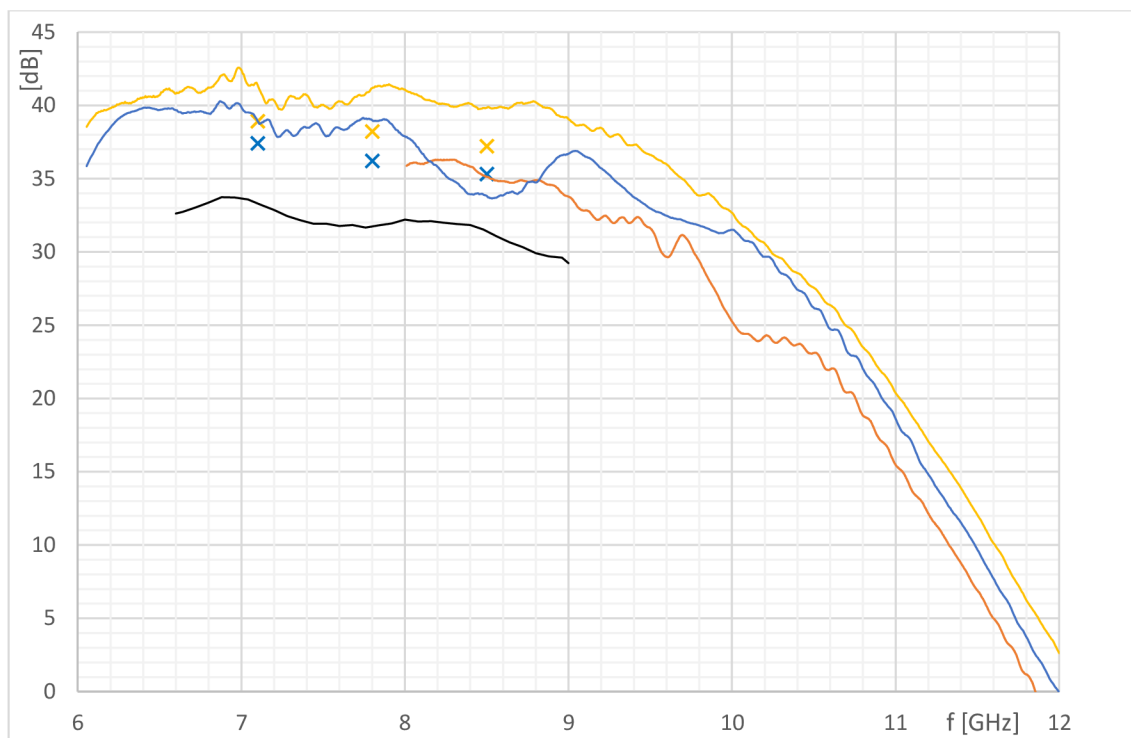
Po zkonstruování druhé kalibrační sady a zkalibrování vektorového obvodového analyzátoru byly nejprve změřeny s-parametry pro zesilovač RFMA7185-S1. Pro měření byly k dispozici dva stejné zesilovače, tak bylo možné proměřit s-parametry obou zesilovačů a zjistit, jak moc se od sebe liší jednotlivé kusy. Naměřená data byla zanesena do grafů a zobrazena na obr. 2.13.



a)



b)



c)

obr. 2.13: Porovnání s-parametrů pro RFMA7185-S1 - katalogový list a měření, použití 1. a 2. kalibrační sady, a) parametr S_{11} , b) parametr S_{22} , c) parametr S_{21} .

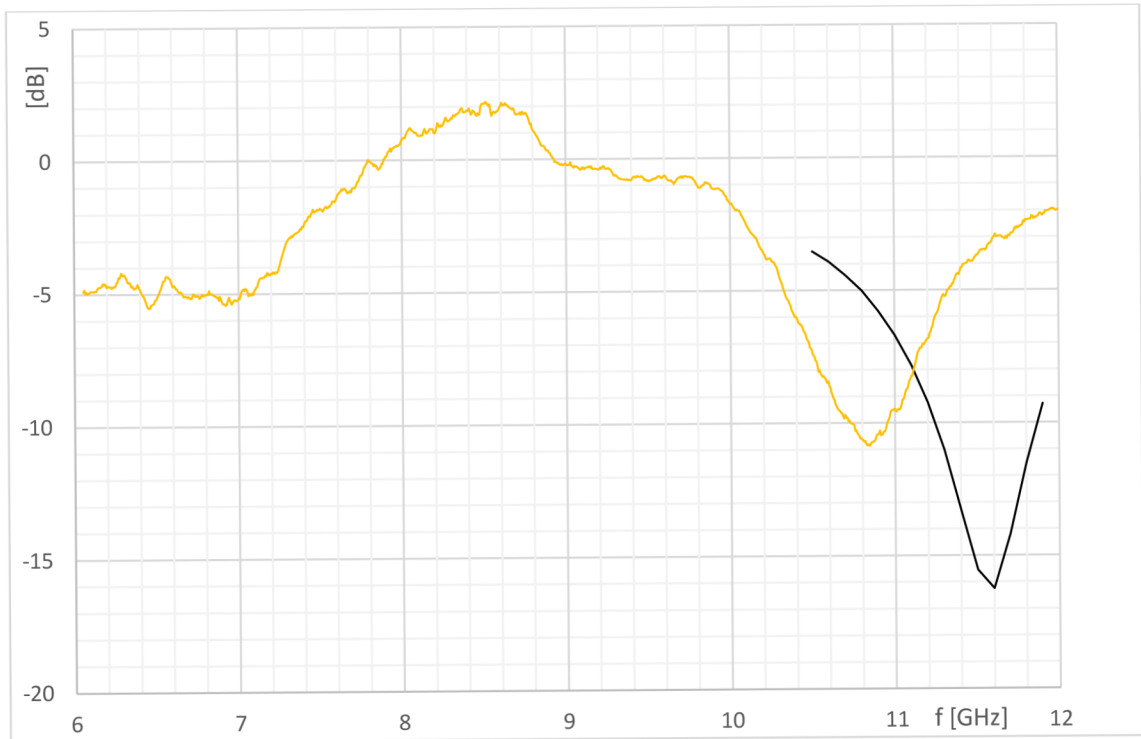
Pro měření bylo použito napájecí napětí stejné, jako použil výrobce při měření s-parametrů, které udává v katalogovém listu, a to 9V. V grafu pro parametr S_{21} je vyznačeno 6 bodů na třech kmitočtech. To jsou hodnoty udávané výrobcem pro konkrétní kus zesilovače. Výrobce tyto hodnoty měřil při napájecím napětí 7V. Černé průběhy jsou hodnoty z katalogového listu výrobce, oranžové průběhy jsou hodnoty naměřené s první kalibrační sadou. Těm odpovídají žluté průběhy naměřené druhou kalibrační sadou a u parametru S_{21} jsou 3 žluté body, které změřil výrobce pro konkrétní kus zesilovače. Modré průběhy jsou měřené průběhy druhého zesilovače s druhou kalibrační sadou a opět u parametru S_{21} jsou 3 modré body představující hodnoty změřené výrobcem.

Jak je možné z grafů vyčíst, i když jsou oba zesilovače stejného typu, tak se od sebe parametrově liší a to jak v zesílení, tak v přizpůsobení na vstupu a výstupu. Proto je zřejmé, že data udávaná výrobcem v katalogovém listu nejsou zcela přesná pro každý kus zesilovače. Při porovnání naměřených dat při použití první a druhé kalibrační sady lze dospět k závěru, že data naměřená s první kalibrační sadou nemusela být zcela chybná. Nicméně z grafů lze vyčíst, že data naměřená s druhou kalibrační sadou vypadají reálněji, a proto budou použita pro simulaci zesilovače.

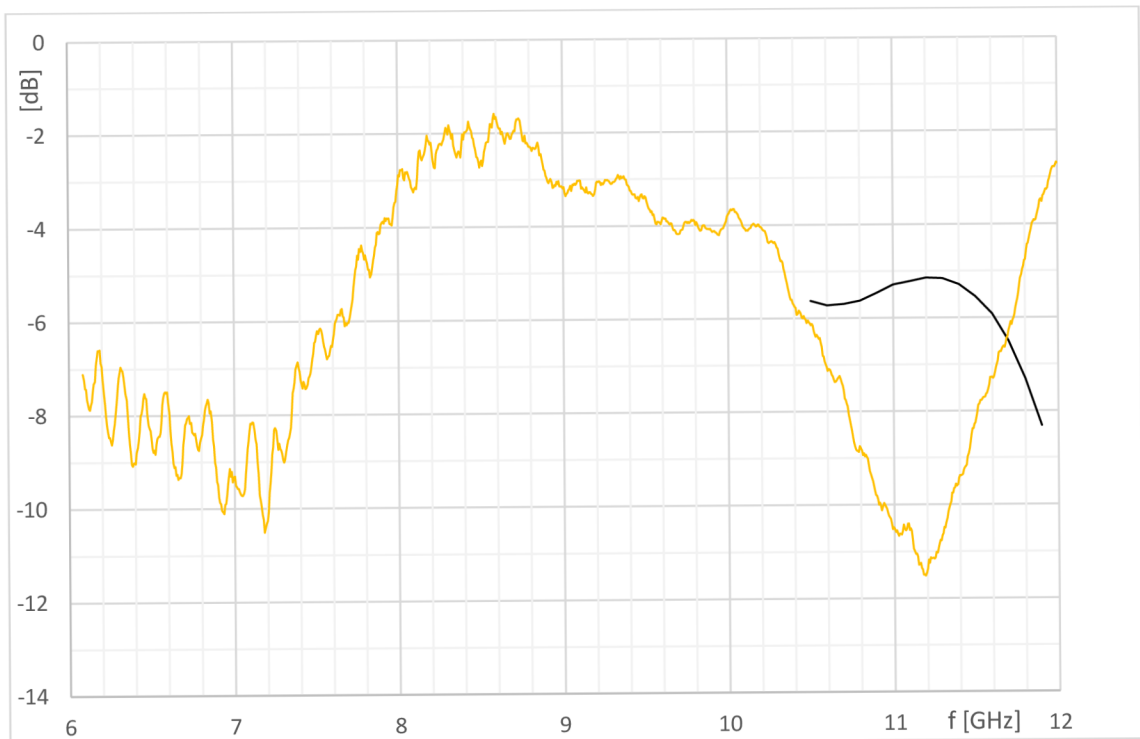
2.5.2 Měření s-parametrů tranzistoru FLM1011-4F

Dále následovalo měření s-parametrů tranzistoru FLM1011-4F. U tranzistoru bylo nutné řešit DC oddělení napájecího napětí od vysokofrekvenční části. Zde byl použit místo oddělovacích kondenzátorů DC blok s konektorem SMA, který se připojil na vstup a výstup přípravku, ve kterém byl umístěn měřený tranzistor.

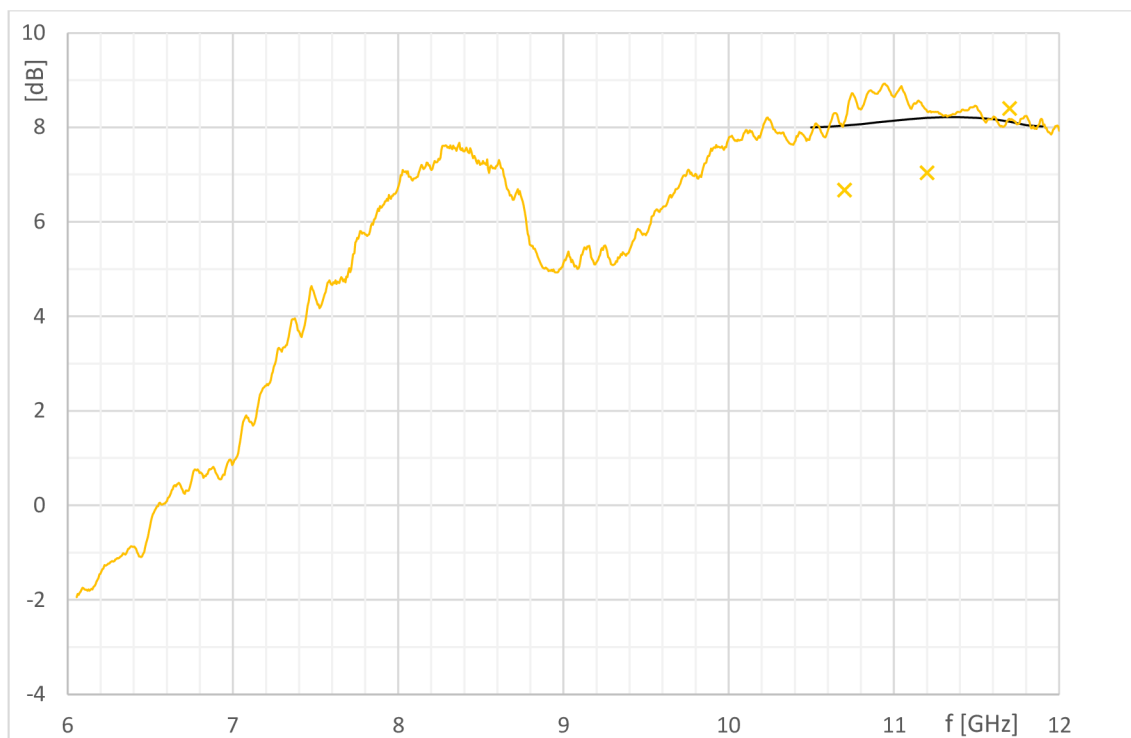
Tranzistor byl bohužel dostupný pouze jeden, proto nebylo možné porovnat naměřené parametry více kusů, jako tomu bylo u zesilovače RFMA7185-S1. Naměřená data byla pro přehlednost opět zanesena do grafů na obr. 2.14.



a)



b)



c)

obr. 2.14: Porovnání s-parametrů pro FLM1011-4F - katalogový list a měření, použití 2. kalibrační sady, a) parametr S_{11} , b) parametr S_{22} , c) parametr S_{21} .

V grafech černé průběhy představují hodnoty udávané výrobcem v katalogovém listu, žluté průběhy jsou naměřené průběhy po zkalibrování vektorového obvodového analyzátoru druhou kalibrační sadou. U parametru S_{11} se naměřená křivka dostává v pásmu cca od 7,9GHz do 8,9GHz nad úroveň 0dB, což může značit, že tranzistor je v tomto rozsahu nepřizpůsoben a nejspíš produkuje parazitní oscilace. Naměřený parametr S_{11} tvarem průběhu odpovídá hodnotám z katalogového listu. Hodnoty jsou ovšem kmitočtově i amplitudově posunuty. Naměřené hodnoty parametru S_{22} byly odlišné od udávaných hodnot výrobcem. Tři body v grafu parametru S_{21} jsou hodnoty naměřené výrobcem pro konkrétní kus tranzistoru. Zde je překvapivé, že naměřené hodnoty výrobcem jsou na dvou kmitočtech horší, než které výrobce udává ve svém katalogovém listu.

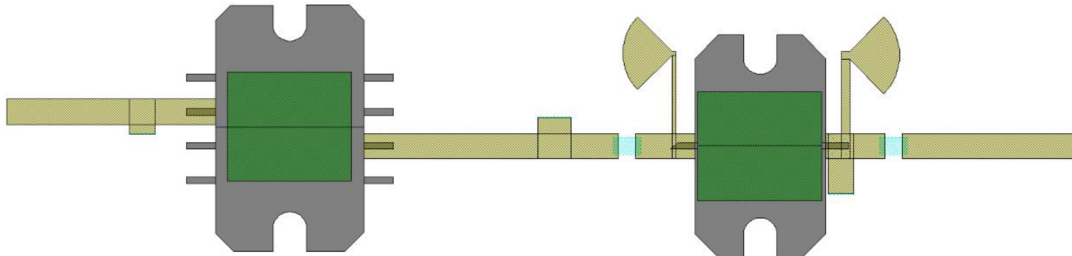
Napájecí napětí udávané výrobcem v katalogovém listu bylo 10V a klidový proud byl 1100mA. Stejně napětí a klidový proud výrobce dodržel i při měření parametrů pro konkrétní kus tranzistoru, které udává na krabici. Při měření s-parametrů pomocí druhé kalibrační sady bylo napájecí napětí a klidový proud stejné, jaké použil výrobce při měření.

2.6 Simulace zesilovače

Po změření s-parametrů obou aktivních prvků bylo možné odsimulovat s-parametry celkového zapojení zesilovače. K simulaci byl opět použit program AWR Design Environment 10. Do tohoto softwaru je možné importovat soubory s2p, obsahující naměřené s-parametry aktivních prvků, které byly vygenerovány vektorovým

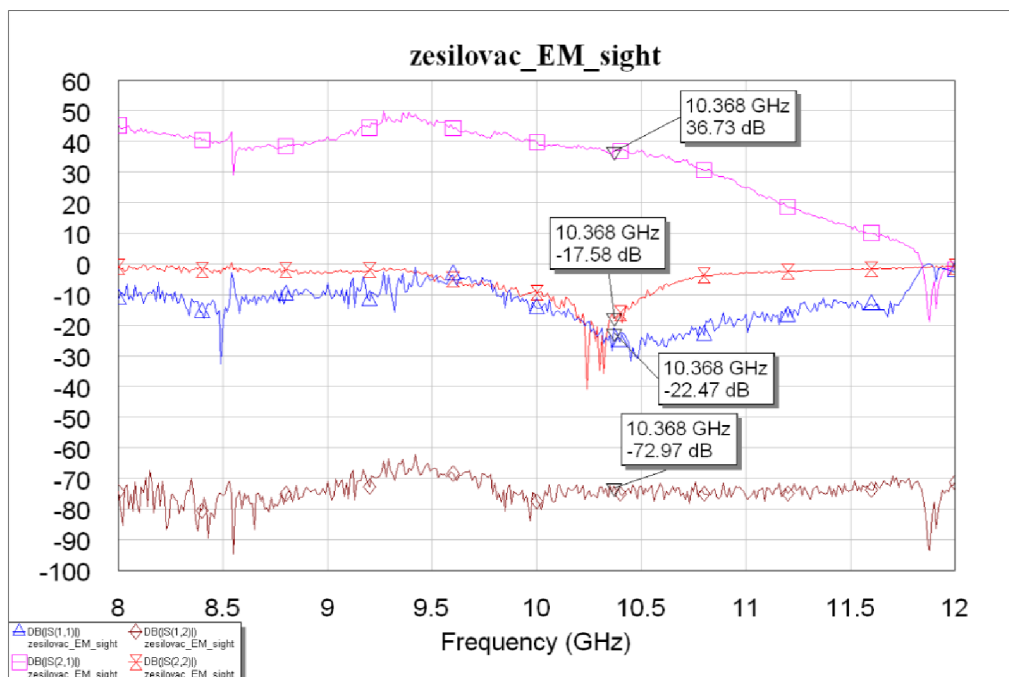
obvodovým analyzátozem. Do simulace byly také zahrnuty parametry substrátu, na kterém je zesilovač zkonstruován.

Simulované zapojení je zobrazeno na obr. 2.15. Schéma tohoto zapojení je kvůli velikosti v příloze A.6. Do simulace byly zahrnuty také praporky, které doladují přizpůsobení a zisk zesilovače.



obr. 2.15: Simulované zapojení zesilovače.

Odsimulované s-parametry celkového zapojení zesilovače jsou zobrazené v grafu na obr. 2.16. Zisk zesilovače by měl být dle simulace vyšší než 36dB. Vstupní a výstupní přizpůsobení zesilovače by mělo být lepší než -15dB, což jsou na těchto kmitočtech dostatečné hodnoty.



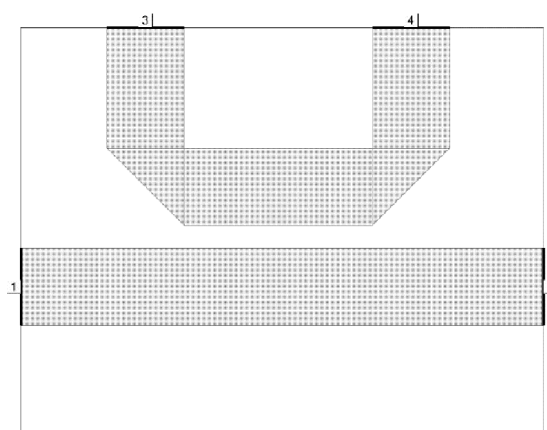
obr. 2.16: Simulované s-parametry zesilovače.

2.7 Návrh detektoru výstupního výkonu

Mikrovlnné výkonové zesilovače bývají součástí komplexnějšího zařízení, například radaru pro snímání letadel, vrtulníků a dalších létajících objektů. Často bývají zabudovány v zařízení a je k nim obtížný přístup. Pokud je třeba změřit jeho výstupní výkon, je nutné odpojit výstup zesilovače od antény a připojit k měřiči výkonu,

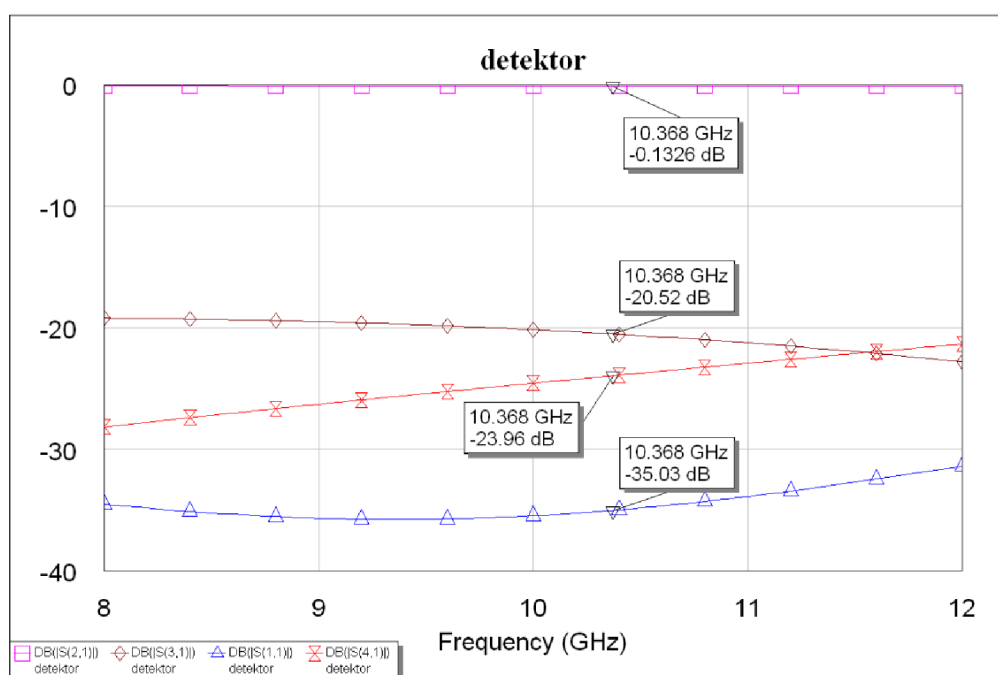
popřípadě ke spektrálnímu analyzátoru. To bývá často velice složitý úkol a tato operace zabere spoustu času. Dalším problémem pro přímé měření výstupního výkonu bývají obrovské výkony koncových zesilovačů. Je nutné mezi výstup zesilovače a měřič výkonu připojit atenuátor s dostatečným útlumem schopný zvládat velké výkony, popřípadě dostatečně dimenzovanou zátěž a do měřiče pustit pouze zlomek výstupního výkonu. Z těchto důvodů se na výstupy zesilovačů navrhuje směrové odbočnice, na které lze navázat zlomek výstupního výkonu a ten poté změřit [15].

Pro detekci výstupního výkonu zesilovače byla navržena směrová odbočnice vázaného mikropáskového vedení, viz obr. 2.17. Vazební útlum odbočnice byl navržen na 20dB na kmitočtu 10,368GHz.



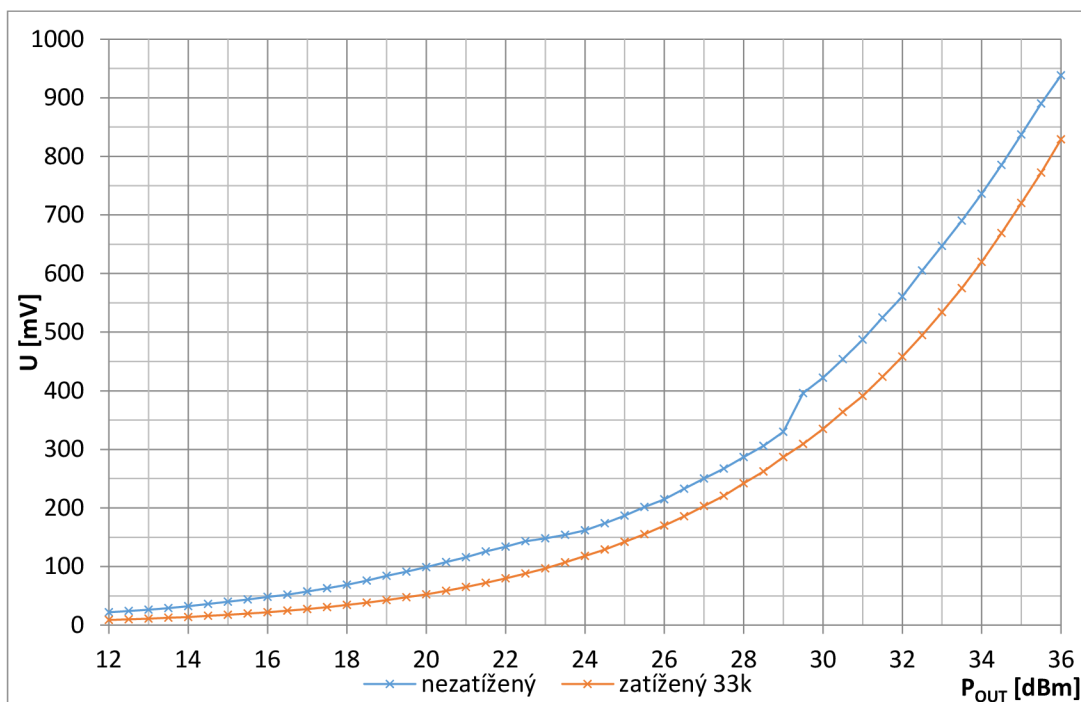
obr. 2.17: Návrh odbočnice.

Simulované parametry odbočnice jsou v grafu na obr. 2.18. Simulovaný vazební útlum odbočnice je 20,7dB. Činitel odrazu na vstupu je -35dB. Průchozí útlum vedení je 0,13dB, což je zanedbatelná hodnota. Izolace odbočnice na portu 4 je 24dB.



obr. 2.18: Simulované parametry odbočnice.

Na přesnosti návrhu odbočnice v tomto případě tolik nezáleží. Odbočnice slouží pouze pro detekci výkonu na výstupu zesilovače, ovšem nesmí ovlivňovat samotné mikropáskové vedení. Na odbočnici na portu 4 je připojena bezodrazová zátěž, 50Ω rezistor. Na port 3 je připojena dioda, která usměrňuje vázaný signál. Na výstupu diody byla změřena charakteristika napětí na detektoru v závislosti na výstupním výkonu zesilovače, viz obr. 2.19.



obr. 2.19: Závislost výstupního napětí detektoru na výstupním výkonu zesilovače.

Charakteristika byla měřena pro nezatížený detektor, modrý průběh a zatížený detektor rezistorem $33k\Omega$, oranžový průběh. Z průběhů je vidět, že pro správné fungování detektoru musí být detektor zatížen. Zatěžovací rezistor není součástí zesilovače. Je nutné jím vybavit zařízení, které bude měřit výstupní napětí na detektoru.

3 ZÁSADY PŘI ROZMÍSTOVÁNÍ SOUČÁSTEK, OSAZOVÁNÍ A OŽIVOVÁNÍ ZESILOVAČE

V této kapitole je uvedeno, jak správně rozmístit součástky, dále co je třeba dodržet při manipulaci se součástkami, aby se předešlo jejich poškození, a jaký postup je vhodné dodržet při osazování součástek. Na závěr je popsáno, jak postupovat při oživování zesilovače.

3.1 Rozmístění součástek

Na rozmístění součástek závisí funkčnost celého zesilovače. Je důležité, aby kolem signálové cesty nebyly žádné součástky, které by mohly rozkmitávat zesilovač a také kvůli místu při ladění zesilovače pomocí praporkování.

Rozmístění součástek bylo vyřešeno tak, že v horní části se nachází napájecí a ochranné obvody. Vysokofrekvenční část byla umístěna v dolní části zesilovače. Jelikož se v zesilovači nachází DC/DC měnič, je třeba, aby jeho rekuperační cívky byly co nejdále od signálové části. V této práci byl DC/DC měnič spolu s jeho obvody umístěn v levém horním rohu a kolem něj bylo vynecháno místo pro případ, že by ho bylo potřeba dodatečně stínit.

Dále bylo nutné dodržet zásady vysokofrekvenčního blokování stejnosměrných obvodů, tzn. umístění kondenzátoru co nejbližší k napájecím vývodům operačních zesilovačů, analogového přepínače a vysokofrekvenčních aktivních prvků a uzemnění pomocí prokovených otvorů v těsné blízkosti vývodů kondenzátorů.

3.2 Osazování součástek

V obvodu se nachází prvky citlivé na elektrostatické výboje, tzv. ESD (electrostatic sensitive devices). Jsou to zejména výkonové prvky a analogový přepínač. Proto před manipulací se zesilovačem je nutné provést určitá opatření zabráňující vzniku elektrostatického výboje [14].

Základní opatření spočívají v tom, že obsluha při manipulaci se zesilovačem je uzemněna, například pomocí uzemňovacího náramku, který se dává na zápěstí. Dále je vhodné, aby hrot mikropáječky při pájení byl uzemněn. Na stole, kde se manipuluje s těmito součástkami, by měla být antistatická podložka. Toto jsou základní opatření, která by měla být vždy dodržena před manipulací s citlivými součástkami na elektrostatické výboje, aby se minimalizovala pravděpodobnost jejich poškození.

Osazování je vhodné začít od pasivních SMD součástek. Dále je vhodné pokračovat od nejmenších součástek po největší. Aktivní prvky tvořící jednotlivé stupně zesilovače se osadí až na závěr po oživení napájecích a ochranných obvodů.

3.3 Oživování zesilovače

Po zapájení všech součástek a vizuálním překontrolování desky plošných spojů se nejprve oživují napájecí obvody. Vysokofrekvenční aktivní prvky zatím nejsou v zesilovači připájeny. Po přivedení napájecího napětí se zkontroluje, jestli na pinu Vgg budiče je přítomné napětí -5V a stejně tak jestli na Gate koncového stupně je napětí -4V. Pokud je tomu tak, uzemní se piny UDE (napájení povoleno) a TXE (vysílání povoleno), zkontroluje se napájecí napětí pro aktivní prvky a jestli funguje nastavování napětí U_g pro Gate koncového stupně pomocí trimru R19. Na závěr se zkontroluje funkčnost komparátoru OZ1.

Po kontrole se osadí deska oběma stupni zesilovačů. Dle doporučení prof. Kasala by si obsluha při oživování zesilovače měla chránit oči vodivou sítkou. Pokud by zesilovač nebyl dobře přizpůsoben a vyzařoval do okolí, hrozí při takto vysokých kmitočtech a vyšších výkonech poškození zraku.

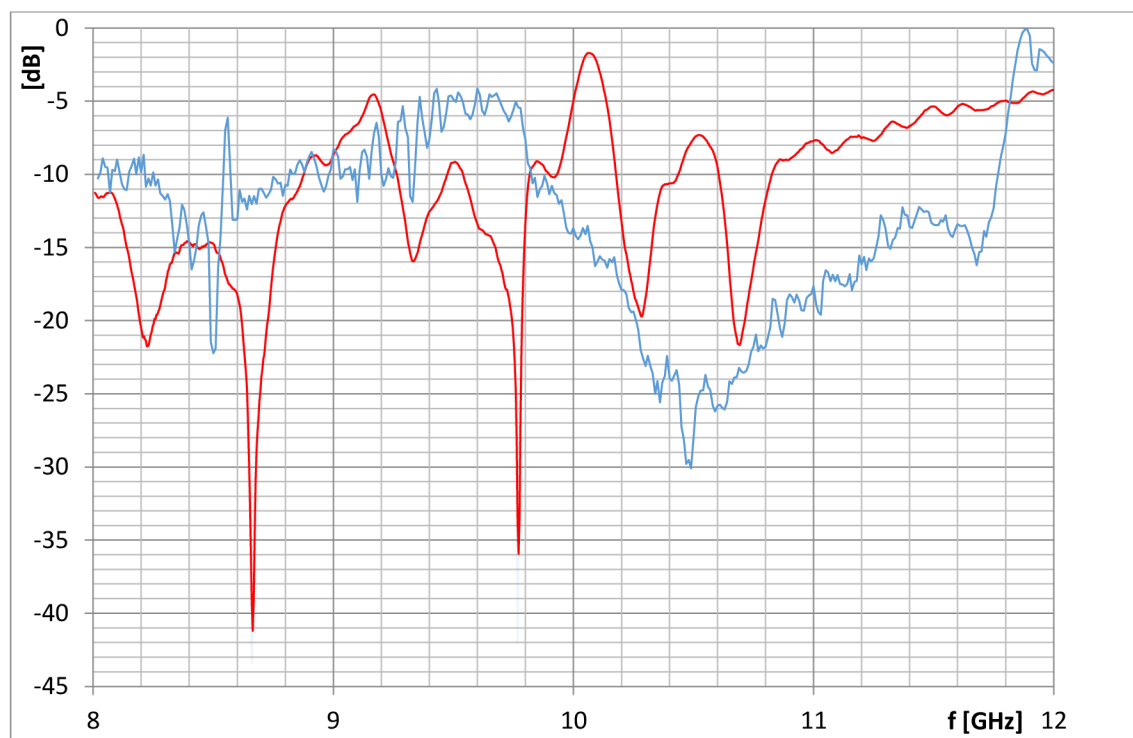
Jednotlivé stupně zesilovače by se měly oživovat samostatně. Jednak se u jednoho stupně zesilovače jednodušeji ladí zisk pomocí praporkování, ale zejména pokud by aktivní prvek kmital, lépe by se hledala příčina oscilací a jejich následné odstranění by bylo jednodušší. Další výhodou je, že se dá přesně zjistit, jaký výstupní výkon a zesílení má každý stupeň zesilovače.

4 ZMĚŘENÉ PARAMETRY ZESILOVAČE

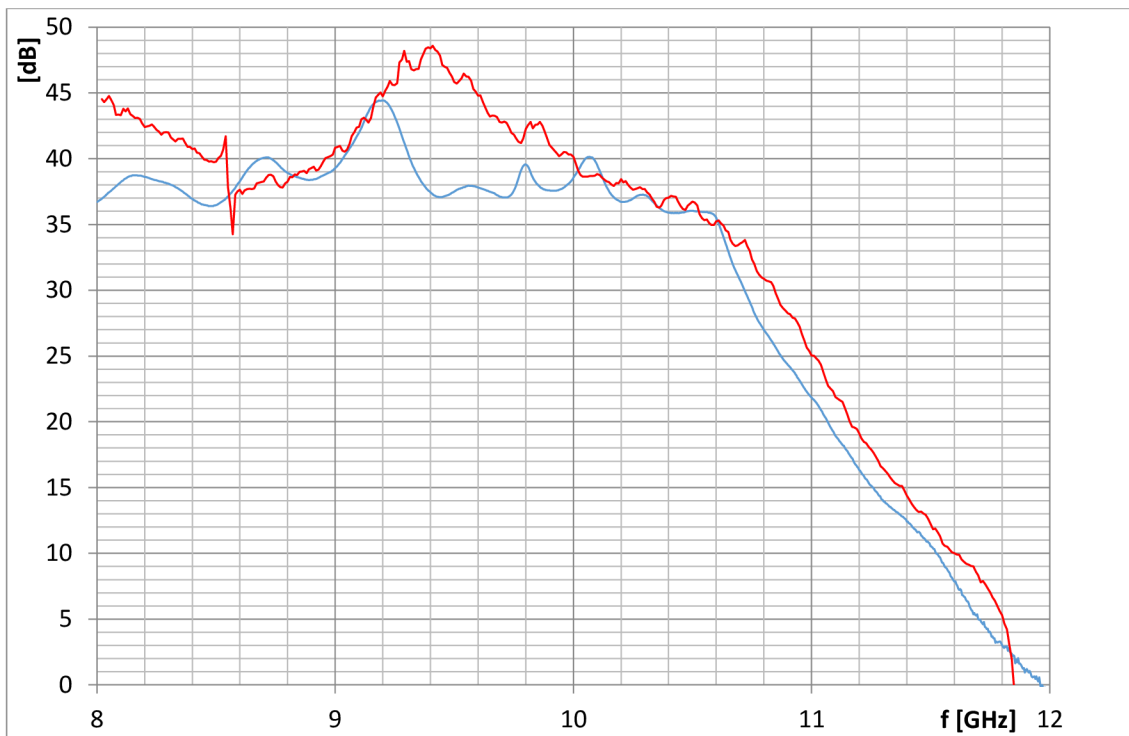
4.1 Porovnání naměřených a simulovaných s-parametrů zesilovače

Po sestrojení a oživení zesilovače byly změřeny jeho s-parametry a porovnány s s-parametry simulovanými, viz obr. 4.1. Z průběhů je zřejmé, že se skutečné s-parametry od simulovaných mírně lišily.

Modré průběhy jsou simulované průběhy z programu AWR, červené průběhy jsou průběhy naměřené vektorovým obvodovým analyzátozem. V grafech jsou zobrazeny pouze parametry S_{11} a S_{21} . Parametr S_{12} zde není zobrazen, jelikož nemá moc velkou vypovídající hodnotu. Parametr S_{22} nebylo možné změřit, jelikož na výstupu zesilovače byly zařazeny atenuátory z důvodu ochrany vektorového obvodového analyzátozu. Byla by zde možnost parametr S_{22} změřit, a to za podmínek, že by byl zesilovač buzen výkonem dostatečně nízkým, aby na výstupu byl maximální výkon menší než 30dBm. Ovšem stále by hrozilo potenciální riziko, že se zesilovač rozkmitá a na výstupu se objeví výkon vyšší než 30dBm, čímž by mohlo dojít ke zničení vektorového obvodového analyzátozu. Vzhledem ke škodám, které by mohly nastat, bylo od tohoto měření upuštěno.



a)



b)

obr. 4.1: Porovnání naměřených a simulovaných s-parametrů zesilovače, a) parametr S_{11} , b) parametr S_{21} .

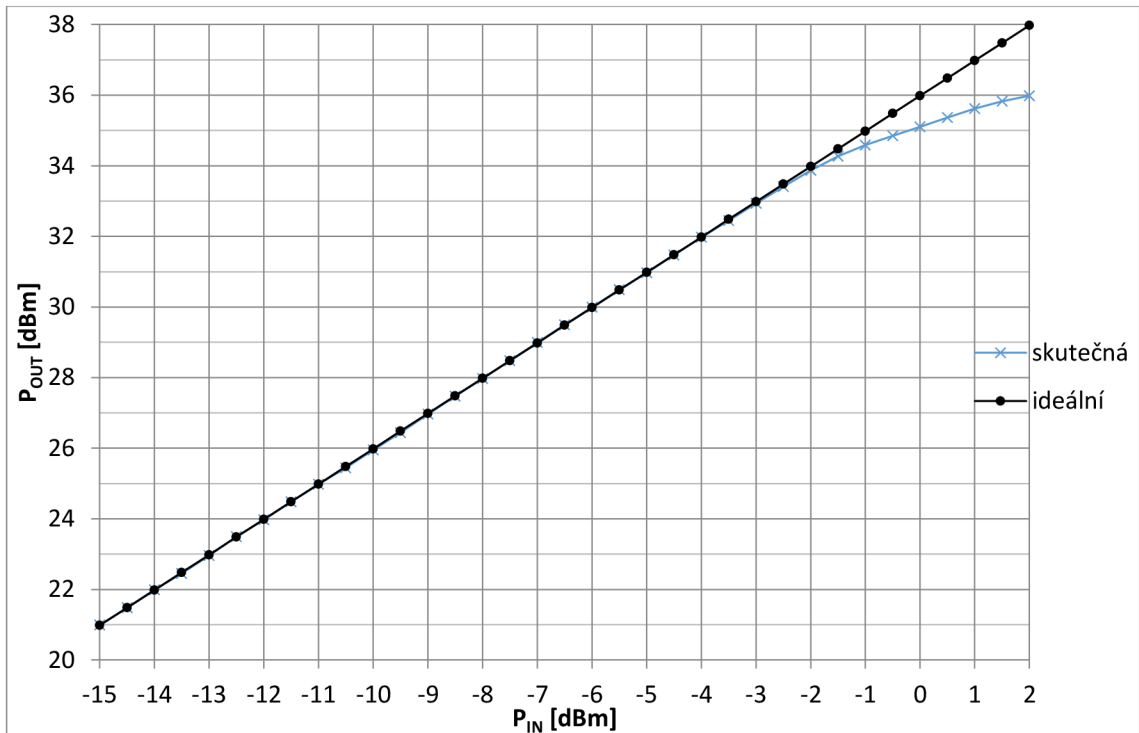
V grafu na obr. 4.1b je zobrazen parametr S_{21} . Zde se nejvíce lišily skutečné hodnoty od simulovaných v pásmu cca od 9,2GHz do 10GHz. Na vyšších kmitočtech a zejména na požadovaném kmitočtu 10,368GHz se již simulované hodnoty víceméně shodují s naměřenými.

Jedna z příčin, proč byl rozdíl mezi simulovanými a naměřenými hodnotami, mohla být nepřesnost měření. Hlavní důvod ovšem byl, že simulované praporky, které doladovaly přizpůsobení a zisk aktivních prvků, nebyly zahrnuty do výroby desky plošných spojů. To bylo z důvodu dlouhých čekacích dob na zhotovení desky plošných spojů a kvůli časové tísní. Proto byl motiv plošných spojů zesilovače vyráběn ve stejnou dobu jako kalibrační sada pro aktivní prvky. V době, kdy byla vyráběna deska plošných spojů pro zesilovač, simulace zesilovače ještě nebyla provedena. Simulované praporky byly do zesilovače připájeny až dodatečně. Hlavní důvod rozdílnosti naměřených a simulovaných parametrů byl v tom, že není technicky možné vyrobit absolutně stejný praporek a připájet ho na stejné místo, jako v simulaci. Ve skutečnosti bude mít praporek vždy o pár desetin milimetrů jinou velikost a pozici.

4.2 Přenosová charakteristika

Na obr. 4.2. je zobrazen graf přenosové charakteristiky zesilovače pro kmitočet 10,368GHz. Jak lze pozorovat z grafu, maximální výstupní výkon je 36dBm při vstupním výkonu 2dBm, což představuje zisk 34dB. Zesilovač už ovšem je ve dvoudecibelové kompresi. Bod jednodecibelové komprese byl dosažen při vstupním výkonu 0dBm. Zesilovač má při tomto buzení výstupní výkon 35dBm, což je pouze o

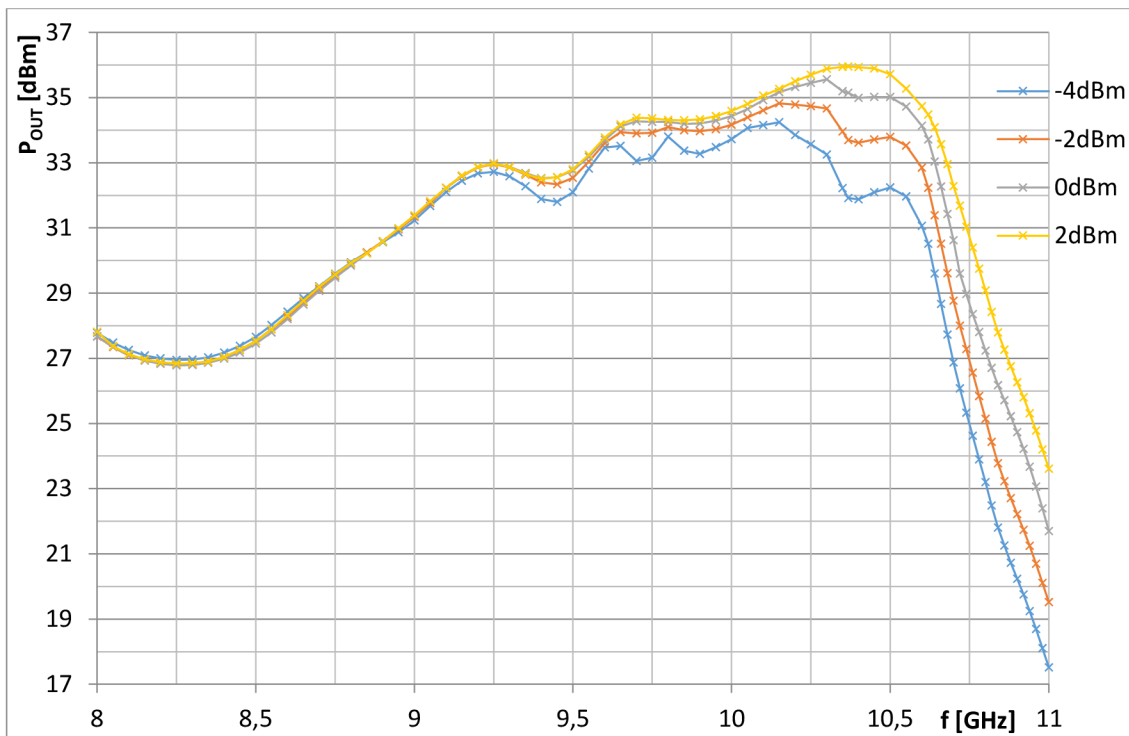
1dB méně oproti maximálnímu výstupnímu výkonu zesilovače. V lineární oblasti má zesilovač zisk 36dB, což odpovídá parametru S_{21} zesilovače.



obr. 4.2: Přenosová charakteristika zesilovače.

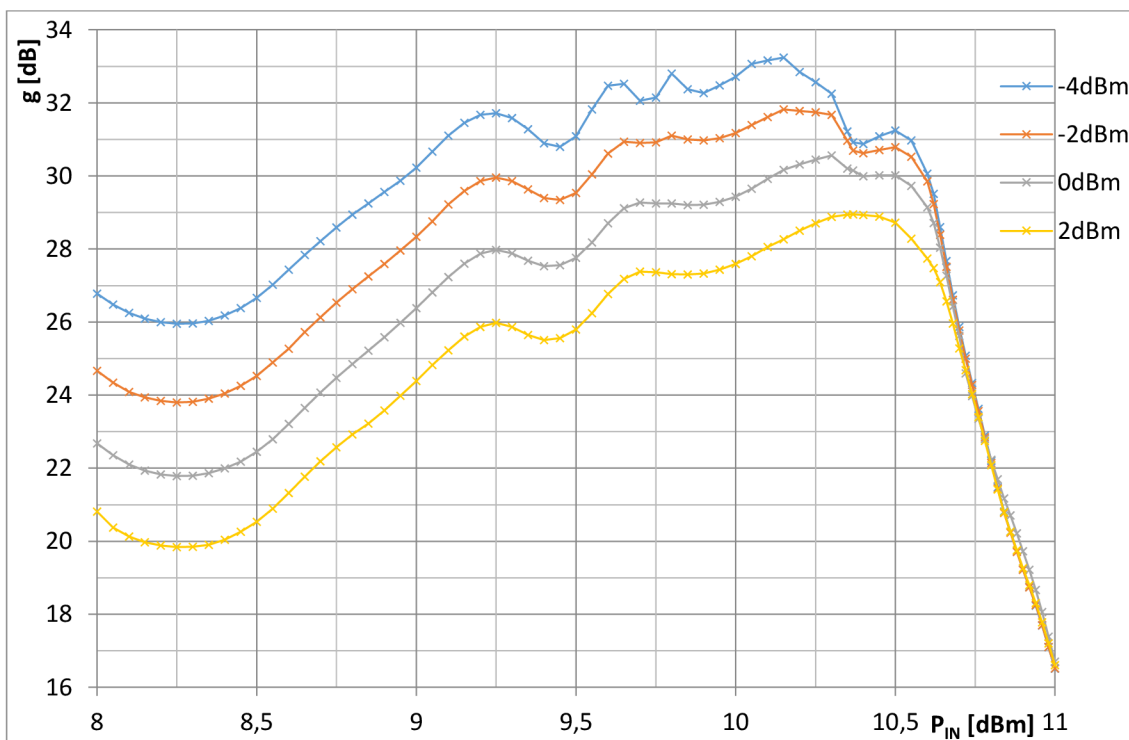
4.3 Kmitočtová charakteristika a zisk

Aby bylo dosaženo požadovaného výstupního výkonu, bylo nutné vyladit zesilovač úzkopásmově, což dokládají grafy kmitočtové charakteristiky na obr. 4.3 a zisku na obr. 4.4. Jak je z grafu kmitočtové charakteristiky vidět, zesilovač plní správnou funkci pouze v kmitočtovém rozsahu cca od 10,3GHz do 10,5GHz. Na nižších kmitočtech je koncový stupeň v saturaci a naopak na vyšších kmitočtech budič již není schopen dostatečně vybudit koncový stupeň.



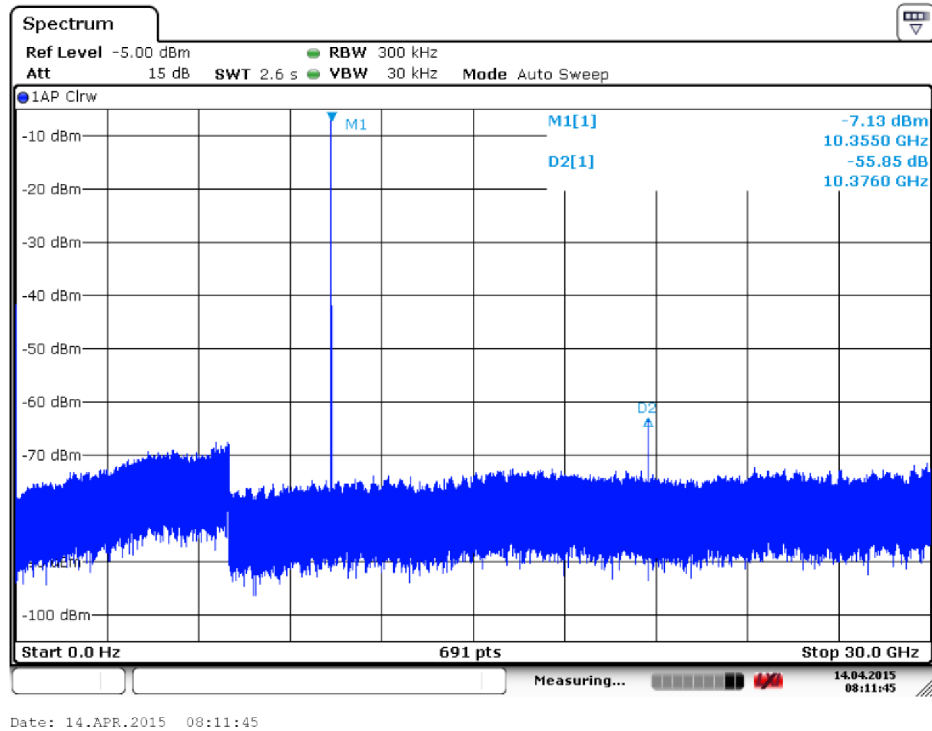
obr. 4.3: Kmitočtová charakteristika zesilovače.

Kmitočtová charakteristika a zisk byly měřeny při čtyřech vstupních výkonech, které jsou zobrazeny v legendě v pravé části grafů. Modré a oranžové průběhy byly měřeny v lineární oblasti zesilovače, šedé průběhy byly měřeny při jednodécibellové kompresi a žluté průběhy při maximálním výstupním výkonu, což je dvoudecibellová komprese.



obr. 4.4: Zisk zesilovače.

Pokud zesilovač přechází do komprese, začíná produkovat vyšší harmonické, což lze pozorovat ze spektra na obr. 4.5. Spektrum bylo měřeno při vstupním výkonu 0dBm. Výstupní výkony z grafu neodpovídají skutečným hodnotám, protože zde nejsou započítány útlupy attenuátorů, kabelů a spojek. Dále lze z grafu vyčíst, že rozdíl první a druhé harmonické je téměř 56dB. Ve spektru bylo možné zobrazit pouze první a druhou harmonickou kvůli omezenému frekvenčnímu rozsahu spektrálního analyzátoru.



obr. 4.5: Kmitočtové spektrum zesilovače.

Jak lze pozorovat z grafu na obr. 4.5, zesilovač v pásmu od 0Hz do 30GHz nereprodukuje žádné parazitní oscilace.

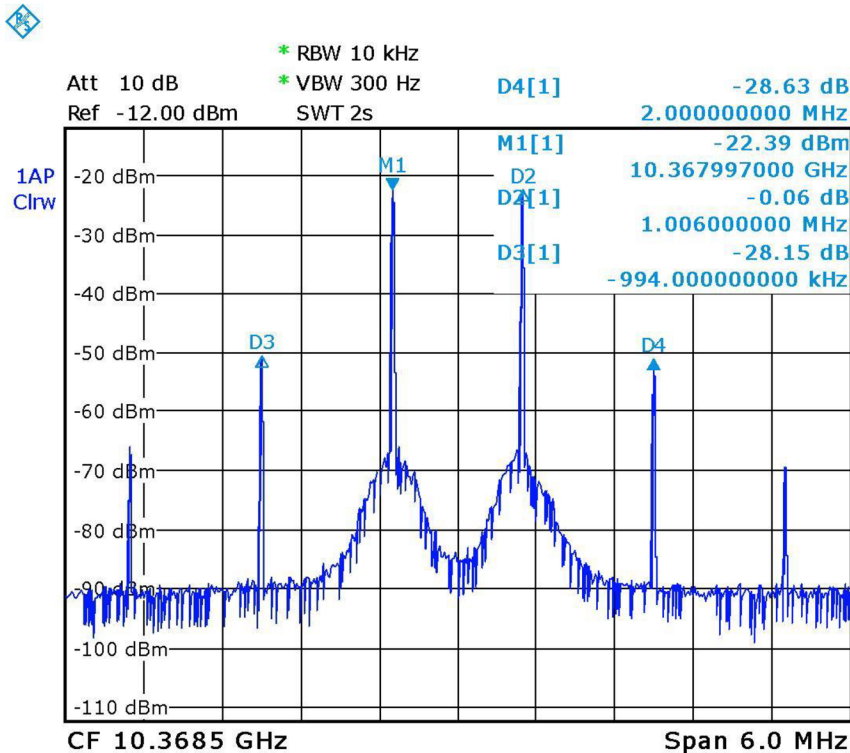
4.4 Měření intermodulačního zkreslení

Vlivem nelinearit aktivních prvků vznikají na výstupu zesilovače, po přivedení dvou signálů na vstup, intermodulační produkty vyšších řádů [1]. Tyto produkty se označují jako intermodulační zkreslení IMD (z anglických slov Intermodulation Distortion).

Měření intermodulačního zkreslení se provádí pomocí tzv. dvoutónové zkoušky, kdy se na vstup zesilovače přivedou dva kmitočtově blízké signály f_1 a f_2 stejné amplitudy. Nejčastěji se měří pouze intermodulační produkty třetího řádu, které leží na kmitočtech $2f_1 - f_2$ a $2f_2 - f_1$ a jsou nejbližší ke kmitočtům f_1 a f_2 . Problémem těchto nově vzniklých spektrálních složek je, že je nelze odstranit filtrem, jelikož se nachází v blízkosti požadovaných signálů. Jejich velikost se udává v poměru vůči signálům na požadovaných kmitočtech. Produkty vyšších řádů většinou nemá smysl uvažovat, jelikož jsou kmitočtově vzdáleny a mají nižší amplitudu.

Při měření se na vstup zesilovače přivedly dva signály stejné amplitudy o kmitočtech 10,368GHz a 10,369GHz. Výkony obou vstupních signálů byly sníženy o

6dB oproti jedinému signálu na vstupu. V momentě, kdy se na vstupu zesilovače sejdou amplitudy obou signálů, dojde k součtu jejich napětí. Tedy výsledné vstupní napětí bude při amplitudách obou signálů dvojnásobné a špičkový výkon vzroste o 6dB. Na obr. 4.6 je zobrazeno spektrum na výstupu zesilovače. Ve spektru jsou vidět požadované signály, což jsou dvě nejvyšší špičky, dále poté produkty třetího a pátého řádu. Ze spektrálního analyzátoru byly odečteny výkony požadovaných složek a od nich odstup složek třetího řádu. Hodnoty výstupních výkonů zobrazené v obr. 4.6 neodpovídají skutečnosti. Nejsou zde přičteny útlumy attenuátorů, kabelů a spojek.



Date: 13.APR.2015 15:59:05

obr. 4.6: Měření IMD.

V tab. 1 jsou uvedeny změřené intermodulační produkty třetího řádu pro tři výstupní výkony zesilovače. Byly vybrány tři výstupní výkony, kdy zesilovač je ve stavu dvoudecibelové komprese, tedy na výstupu zesilovače je maximální výstupní výkon, dále kdy je zesilovač v bodě jednodécibelové komprese. Poslední naměřená hodnota je v lineární oblasti zesilovače. Při tomto výkonu zesilovač ještě pracuje v lineární oblasti.

tab. 1: Naměřené hodnoty IMD3.

	P _{OUT} [dBm]	IMD3 [dB]
P2dB	30	19,5
P1dB	29	24,2
lineární oblast	27	39,6

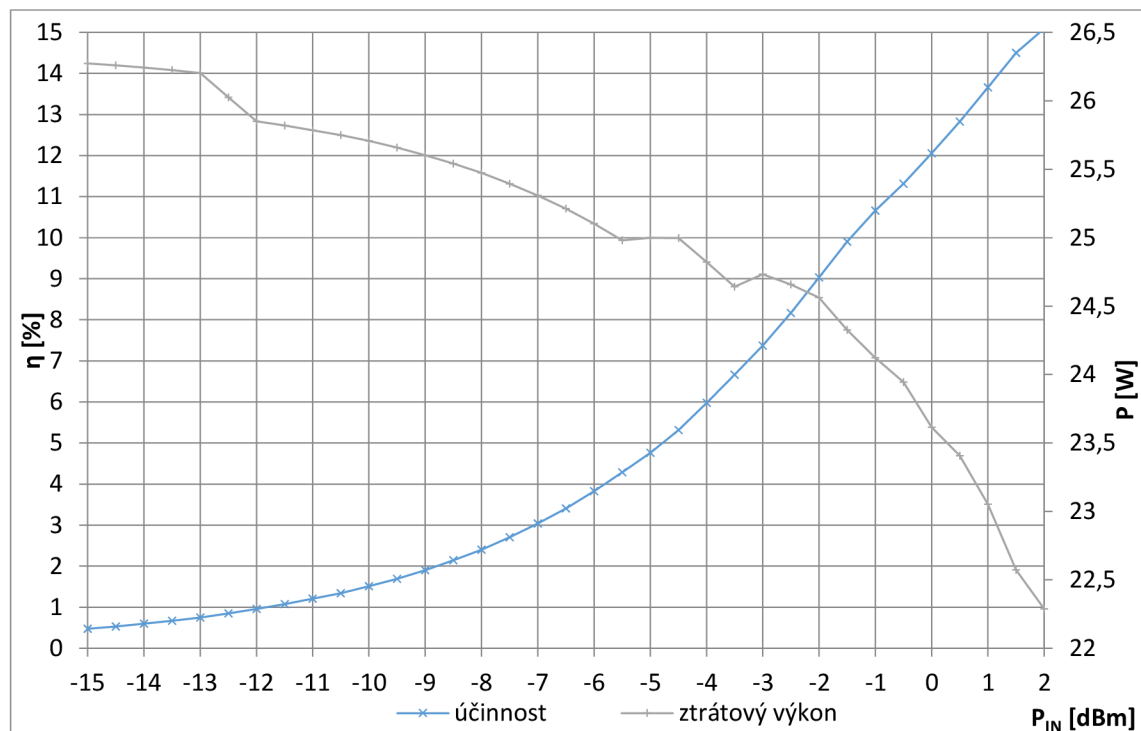
Při maximálním výstupním výkonu je odstup intermodulačních produktů třetího řádu od požadovaných kmitočtů 19,5dB. Jejich výkon je tedy méně než stokrát nižší

oproti požadovanému výkonu. To bohužel není nikterak oslnivá hodnota. Dle očekávání s klesajícím buzením odstup IMD3 od základních kmitočtů roste. V bodě, kdy zesilovač ještě nepřechází do komprese je odstup téměř 40dB.

4.5 Ztrátový výkon a účinnost zesilovače

Na obr. 4.7 je zobrazena účinnost a ztrátový výkon zesilovače v závislosti na budícím signálu. Jelikož zesilovač pracuje ve třídě A, teče zesilovačem klidový proud i za stavu, kdy není na vstup přiveden žádný budící signál. Proud protékající zesilovačem bez přivedeného buzení je 2,23A, což při napájení 12V představuje ztrátový výkon 26,76W. Ten při maximálním vybuzení klesne cca na 22,3W. Vzhledem k velkému ztrátovému výkonu bylo zapotřebí použít aktivní chlazení. Zde byl kvůli omezenému rozpočtu použit chladič procesoru s větrákem, který svou velikostí přesně pasoval ke krabici zesilovače.

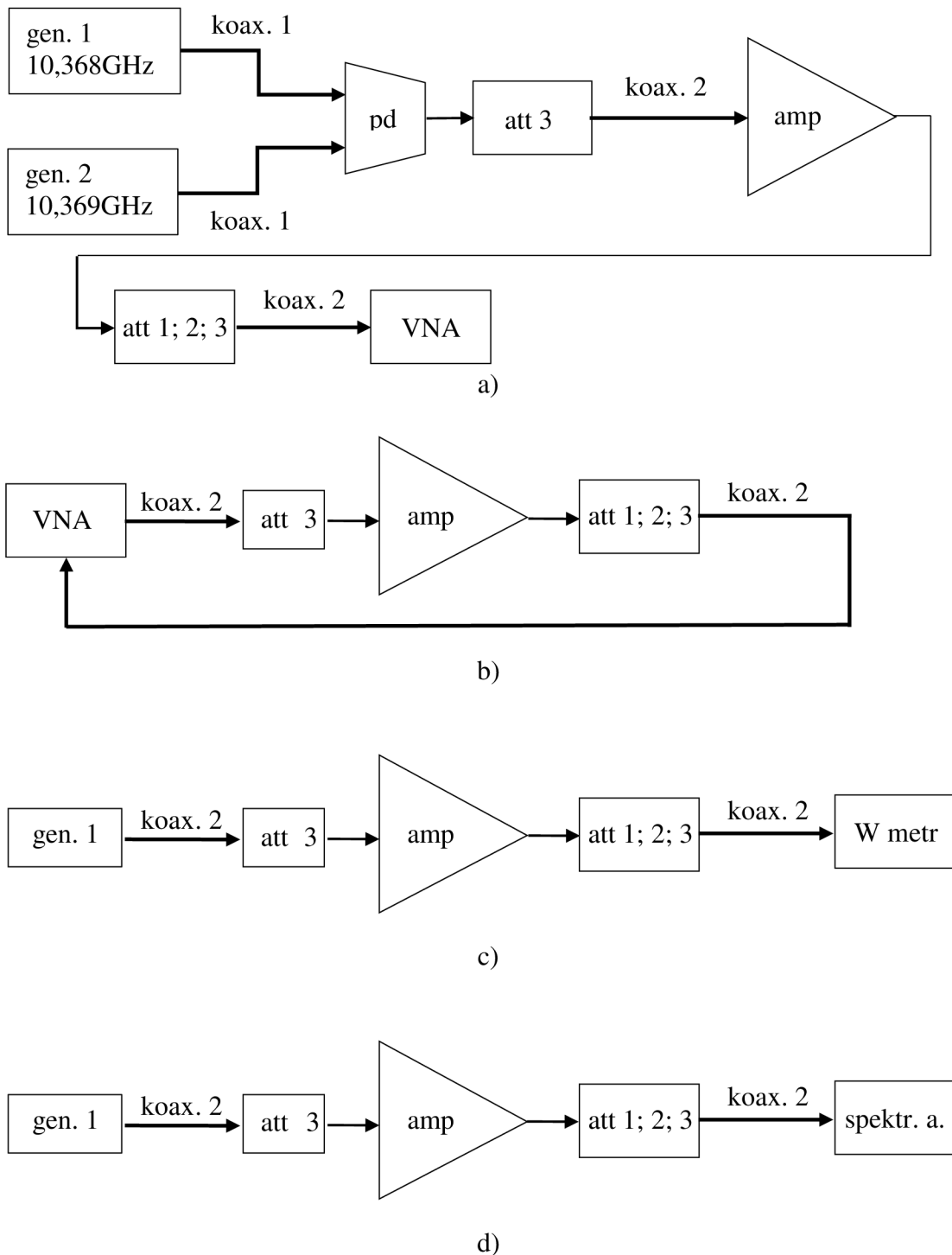
Jelikož zesilovač pracuje ve třídě A, je při minimálním buzení účinnost zesilovače menší než 1%. Ta postupně se zvyšujícím se buzením roste. Nejvyšší účinnost zesilovače je při maximálním buzení a to cca 15%. Přidaná výkonová účinnost samotného budiče při maximálním výstupním výkonu zesilovače je pouhých 10%. Koncový stupeň má přidanou výkonovou účinnost při maximálním buzení 27%.



obr. 4.7: Účinnost a ztrátový výkon zesilovače.

4.6 Schémata zapojení měřících pracovišť

Pokud by bylo potřeba ověřit platnost naměřených dat, jsou na obr. 4.8 zobrazená schémata zapojení měřících pracovišť pro různá měření. Význam zkratk použitých ve schématech, seznam přístrojů, kabelů a attenuátorů je uveden v tab. 2.



obr. 4.8: Schémata zapojení měřících pracovišť, a) měření IMD, b) měření s-parametrů, c) měření výstupního výkonu zesilovače, d) měření spektra.

Schéma a) bylo použito při měření intermodulačních zkreslení. Ve schéma byl použit dělič výkonu jako slučovač. Tento prvek je reciproký a lze použít oboustranně. Schéma b) bylo použito pro měření s-parametrů zesilovače, schéma c) bylo použito pro měření kmitočtové charakteristiky, zisku a přenosové charakteristiky. Schéma d) bylo

použito pro odlaďování zesilovače, zobrazení spektra a kontroly, zda zesilovač neprodukuje parazitní oscilace. Schéma pro měření účinnosti zesilovače a jednotlivých stupňů zde není uvedeno.

tab. 2: Použité přístroje.

název ve schéma	prvek	výrobce	typ	pozn.
gen. 1	generátor	Rohde & Schwarz	SMF100A	
gen. 2	generátor	Rohde & Schwarz	SMF100A	
VNA	vektorový obvodový analyzátor	Rohde & Schwarz	ZVL	9kHz - 13,6GHz
spektr. a.	spektrální analyzátor	Rohde & Schwarz	FSV	9kHz - 30GHz
W metr	měřič výkonu	Rohde & Schwarz	NRP-Z81	50MHz - 18GHz
koax. 1	koaxiální kabel 0,5m	Huber + Suhner	Sucoflex 102	46GHz
koax. 2	koaxiální kabel 1m	Huber + Suhner	Sucoflex 104	26,5GHz
att 1	atenuátor 30dB	Mini-circuits		5W
att 2	atenuátor 10dB	Mini-circuits		5W
att 3	atenuátor 6dB	Mini-circuits		2W
pd	dělič výkonu	Narda	4327C-2	1,7GHz - 26,5GHz
amp	měřený zesilovač			

5 ZÁVĚR

Cílem bakalářské práce bylo teoretické prostudování a navržení lineárního výkonového zesilovače v pásmu X se středním kmitočtem 10,368GHz v CW a v pulsním režimu s výstupním výkonem 36dBm a zesílením alespoň 20dB s použitím aktivních prvků na bázi GaAs nebo GaN.

Návrh napájecích a ochranných obvodů a motiv plošného spoje byl vytvořen v programu Eagle 6.5.0. K návrhu zesilovače byl použit substrát od firmy Arlon, typ CLTE-AT s relativní permitivitou $\epsilon_r = 3$, o výšce $h = 0,762\text{mm}$. Substrát je oboustranně plátovaný mědí o tloušťce $t = 34\mu\text{m}$.

Návrh zesilovače a simulace byly provedeny v prostředí AWR design environment 10, k simulaci časových konstant napájecích obvodů byl použit program LTspice IV. Zesilovač byl navržen jako dvoustupňový s předem vybranými aktivními prvky. Jelikož u použitých aktivních prvků výrobci neudávají s-parametry pro kmitočty, na které byl zesilovač navržen, bylo nutné navrhnout a vytvořit pro aktivní prvky kalibrační sadu a proměřit jejich s-parametry pro požadované kmitočtové pásmo. Následně byla provedena simulace zesilovače a výsledky simulace byly srovnány s naměřenými hodnotami.

Konstrukce a změřené parametry zesilovače splňovaly požadavky uvedené v zadání. Podařilo se dosáhnout maximálního výstupního výkonu 36dBm ovšem za cenu úzkopásmového vyladění (cca 200MHz). Při tomto výstupním výkonu je zesilovač ve dvoudecibelové kompresi. V bodě jednodecibelové komprese je výstupní výkon 35dBm. Zisk zesilovače je při maximálním výstupním výkonu 34dB, což je o 14dB více, než byl minimální požadavek. V bodě jednodecibelové komprese je zisk 35dB. Dále bylo změřeno intermodulační zkreslení zesilovače. Pro maximální výstupní výkon je odstup intermodulačních produktů třetího řádu od požadovaných spektrálních složek 19,5dB. V bodě jednodecibelové komprese odstup činí 24,2dB.

K zesilovači byl navíc navržen detektor výstupního výkonu. Simulovaná odbočnice měla vazbu na mikropáskové vedení cca 20dB. Převodní charakteristika mezi výstupním výkonem zesilovače a napětím na detektoru byla zanesena do grafu.

LITERATURA

- [1] VÁGNER, Petr. Vysokofrekvenční technika. Brno, 2013. Skripta. VUT FEKT.
- [2] GREBENNIKOV, Andrej Viktorovič. *RF and microwave power amplifier design*. New York: McGraw-Hill, 2005, xi, 420 s. ISBN 00-714-4493-9.
- [3] SVAČINA, Jiří. Řešení mikrovlnných planárních struktur metodou konformního zobrazení. Vyd. 1. Brno: CERM, 2006, 163 s. ISBN 80-720-4470-2.
- [4] JOHNSON, Howard. Strange Microstrip Modes. *Signal Consulting* [online]. 2001 [cit. 2014-12-17]. Dostupné z: <https://www.sigcon.com/Pubs/edn/strmicromodes.htm>
- [5] Numerical Modeling of Microstrip Radial Stub. *The Journal of Microwave Power and Electromagnetic Energy* [online]. 1997 [cit. 2014-12-17]. Dostupné z: http://jmpee.org/JMPEE_PDFs/32-4_bl/JMPEE-Vol32-Pg246-Gunel.pdf
- [6] HANUS, Stanislav a Jiří SVAČINA. Vysokofrekvenční a mikrovlnná technika: Přednášky. Vyd. 2., dopl. Brno: VUT FEKT, 2004. 210 s. ISBN 80-214-2222-X.
- [7] KASAL, M. Microwave Solid State Power Amplifier Technology. 13th Conference on Microwave Techniques COMITE 2013, Pardubice, 2013, p. 173-176.
- [8] RFMA7185 Datasheet. DATASHEETLIB: the ultimate datasheet library [online]. 2004 [cit. 2014-12-17]. Dostupné z: http://www.datasheetlib.com/datasheet/1288336/rfma7185_excelics-semiconductor.html#datasheet
- [9] FLM1011-4F Datasheet. ALLDATASHEET.COM: Electronic Components Datasheet Search [online]. 2004 [cit. 2014-12-17]. Dostupné z: <http://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/143276/EUDYNA/FLM1011-4F.html>
- [10] Scatterpoint. UK Microwave Group [online]. 2011 [cit. 2014-12-17]. Dostupné z: http://www.microwavers.org/scatterpoint/2011/Scatterpoint_1106.pdf
- [11] LT1529 Datasheet. Linear Technology [online]. 1995 [cit. 2014-12-17]. Dostupné z: <http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/1529fb.pdf>
- [12] LT1611. *Linear Technology* [online]. 1998 [cit. 2014-12-17]. Dostupné z: <http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/1611f.pdf>
- [13] HIEBEL, Michael. Vector Network Analyzer (VNA) Calibration: The Basics. *The CERN Accelerator School* [online]. 2008 [cit. 2014-12-17]. Dostupné z: <https://cas.web.cern.ch/cas/Denmark-2010/Caspers/RS0908-22VNAWhitePaperV2%20on%20VNA%20calibration%20methods%20CAS%202009%20and%20CAS2010.pdf>
- [14] DŘÍNOVSKÝ, Jiří, Tomáš FRÝZA, Jiří SVAČINA, Zdeněk KEJÍK, Václav RŮŽEK a Jiří ZACHAR. *Elektromagnetická kompatibilita: přednášky*. Vyd. 1. V Brně: Vysoké učení technické, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky, 2010, 229 s. ISBN 978-80-214-4202-3.
- [15] HOFFMANN, Karel. *Planární mikrovlnné obvody*. Vyd. 2. Praha: Nakladatelství ČVUT, 2007, 145 s. ISBN 978-80-01-03705-8.

SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

CW	kontinuální vlna
GaN	galium nitrid
GaAs	galium arsenid
DC	stejnoseměrné napětí
$S_{11}, S_{22}, S_{21}, S_{12}$	rozptylové parametry
a_1, a_2	napěťové vlny dopadající na tranzistor
b_1, b_2	napěťové vlny vystupující z tranzistoru
Z_G, Z_Z	impedance generátoru, zátěže
U_1, U_2	napětí na branách tranzistoru
I_1, I_2	proudy tekoucí z/do tranzistoru
W	šířka mikropásku
h	výška substrátu
t	tloušťka vodivého pásku
ϵ_r	relativní permitivita substrátu
ϵ_0	permitivita vakua
ϵ_{re}	efektivní permitivita
Z_0	charakteristická impedance mikropásku
r_0	poloměr pahýlu
α	kruhová výseč tvořící pahýl
W_g	šířka, kterou je pahýl připojen k úseku vedení
TE	transverzálně elektrická vlna
TM	transverzálně magnetická vlna
TEM	transverzálně elektromagnetická vlna
HEM	hybridní elektromagnetická vlna
λ_g	délka vlny v mikropásku
λ	délka vlny ve vzduchu
c	rychlost světla ve vakuu
f	kmitočet signálu
SHDN	shutdown – vypínací pin u stabilizátorů
FET	unipolární tranzistor – řízený elektrickým polem
V _{gg}	pin budiče pro záporné napětí
V _{dd}	pin budiče pro napájecí napětí

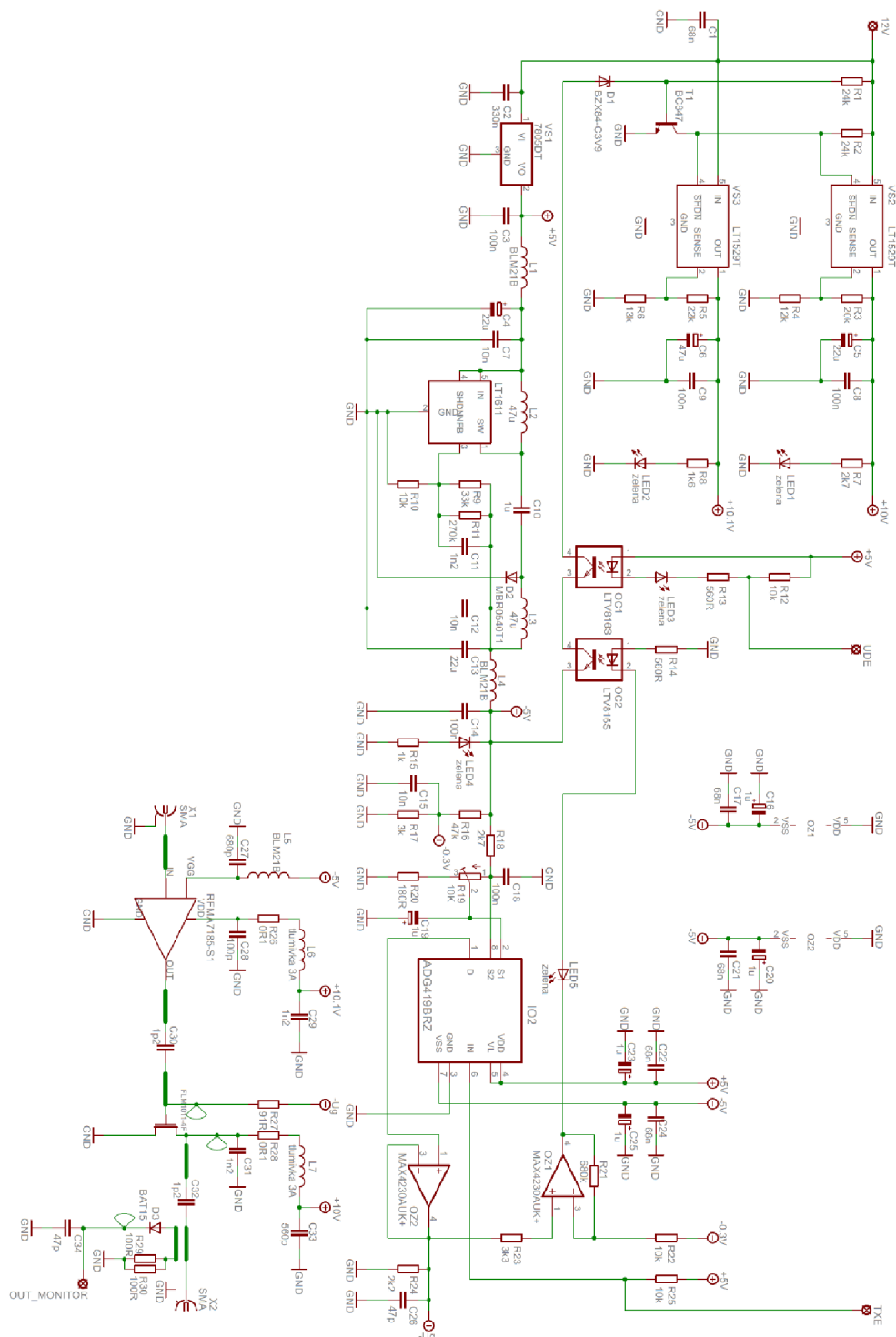
TXE	vysílání povoleno
UDE	napájení povoleno
PAE	přidaná výkonová účinnost
IMD	intermodulation distortion - intermodulační zkreslení
ESD	electrostatic sensitive devices – prvky citlivé na elektrostatické výboje

SEZNAM PŘÍLOH

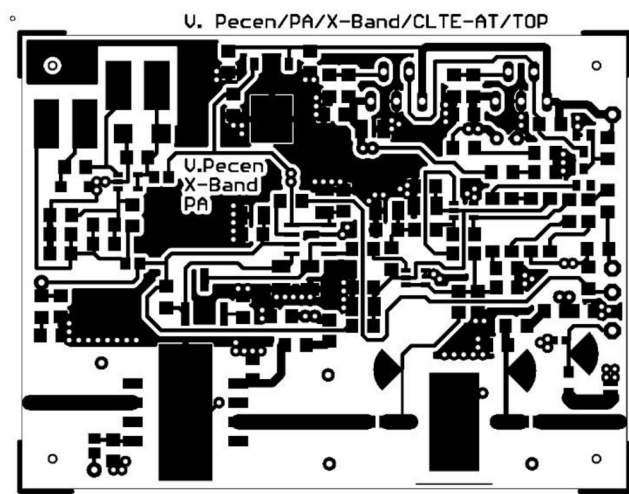
A	Návrh zařízení	42
A.1	Obvodové zapojení	42
A.2	Deska plošného spoje – top	43
A.3	Deska plošného spoje – bottom	43
A.4	Osazovací plán	44
A.5	Schéma zapojení napájecích obvodů pro simulaci	45
A.6	Schéma zapojení VF části zesilovače pro simulaci	46
A.7	Fotky zesilovače	47
B	Seznam součástek	48

A NÁVRH ZAŘÍZENÍ

A.1 Obvodové zapojení

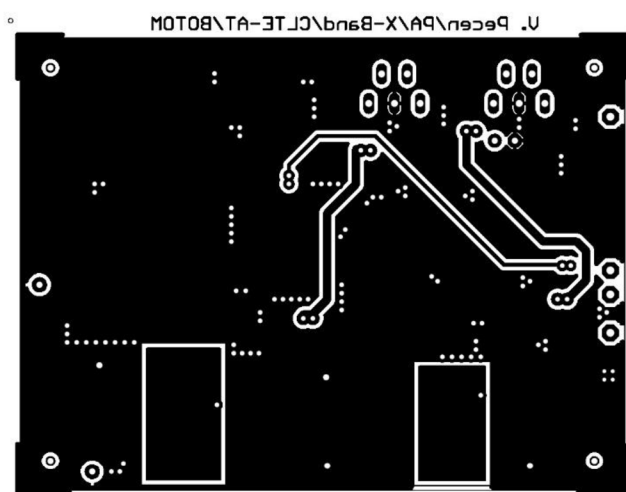


A.2 Deska plošného spoje – top



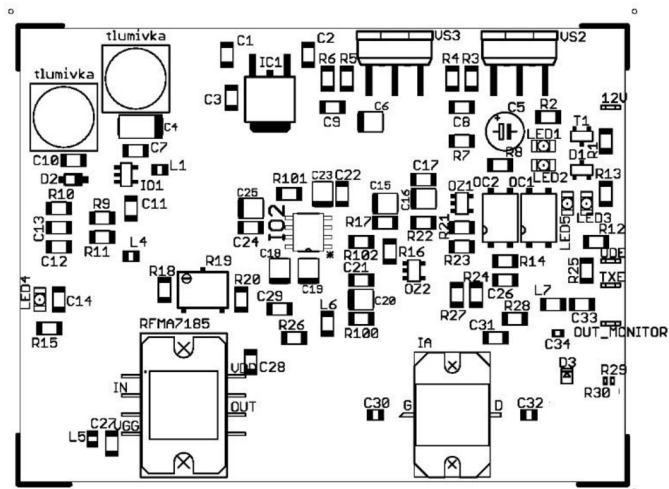
Rozměr desky 80 × 60 [mm], měřítko M1:1

A.3 Deska plošného spoje – bottom



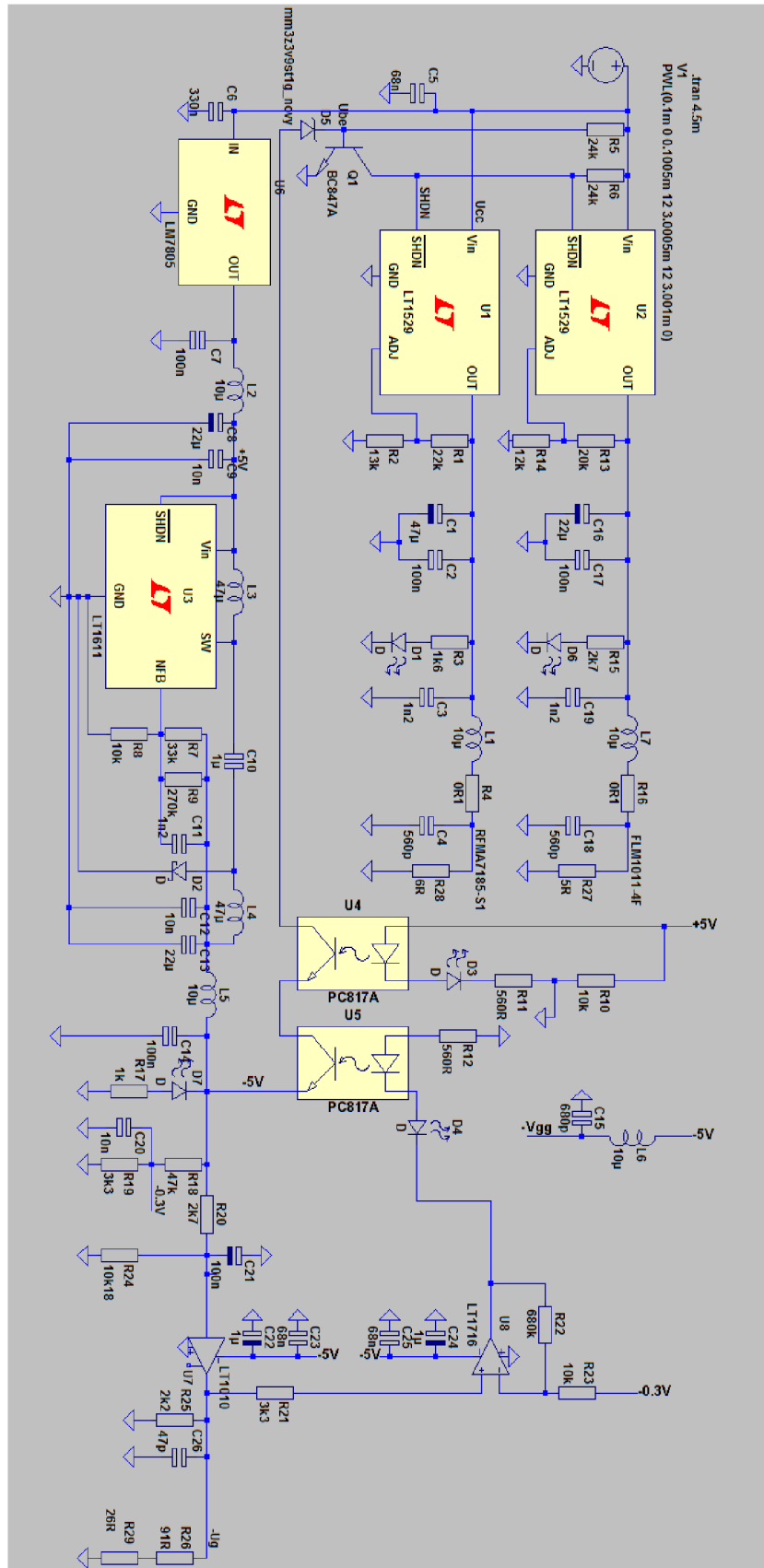
Rozměr desky 80 × 60 [mm], měřítko M1:1

A.4 Osazovací plán

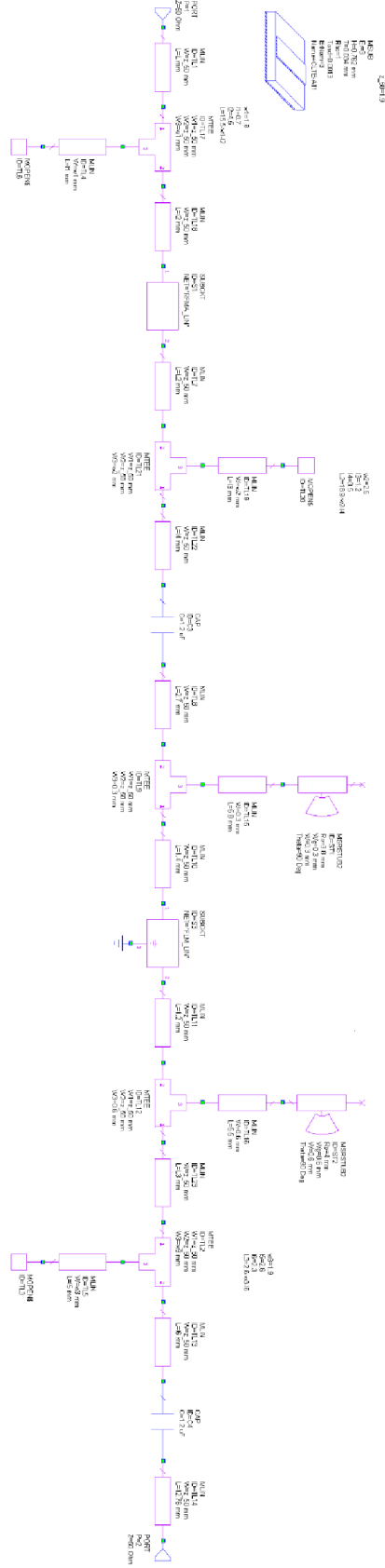


Rozměr desky 80 × 60 [mm], měřítko M1:1

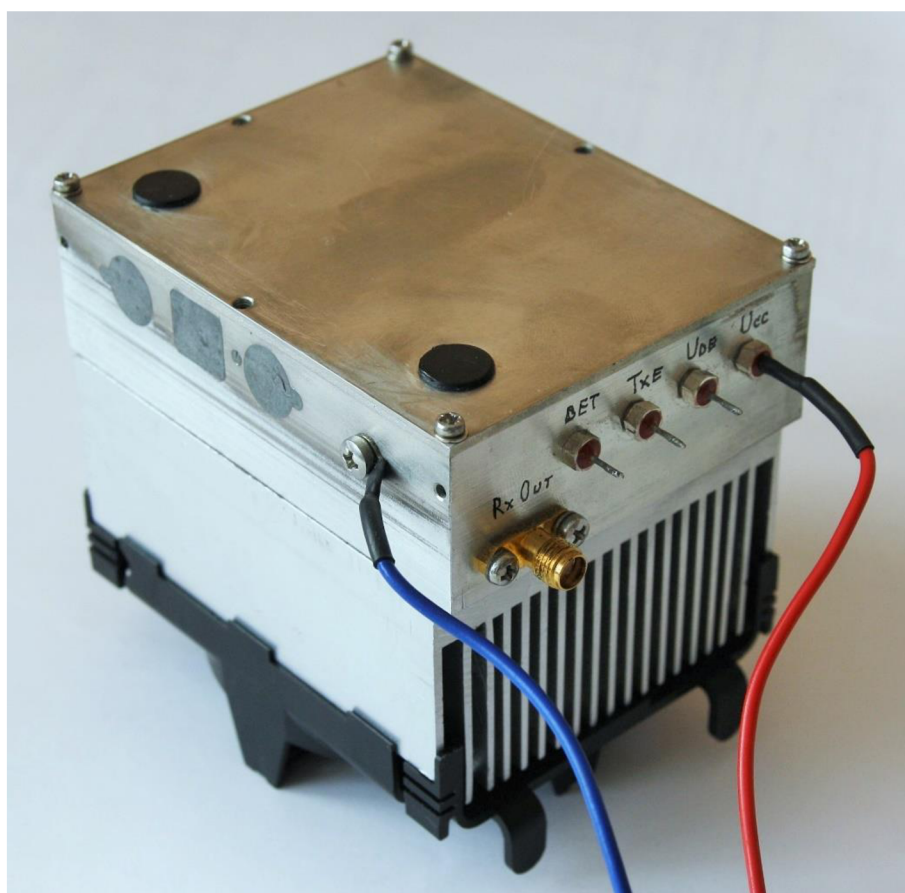
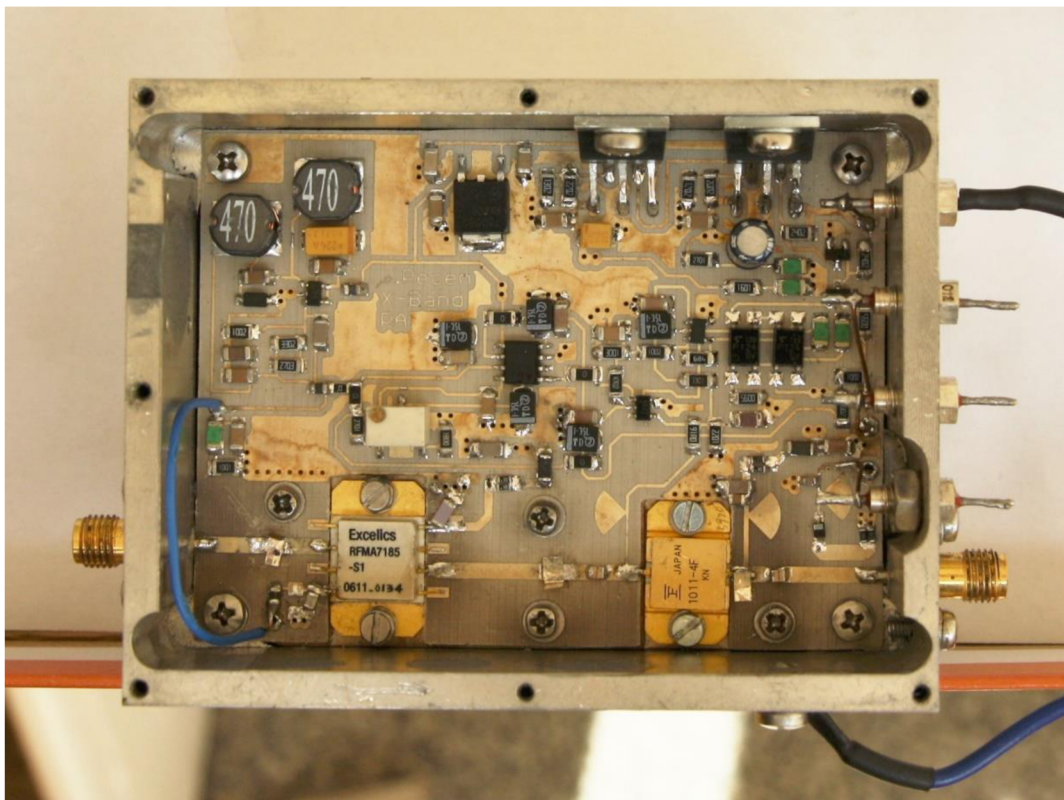
A.5 Schéma zapojení napájecích obvodů pro simulaci



A.6 Schéma zapojení VF části zesilovače pro simulaci



A.7 Fotky zesilovače



B SEZNAM SOUČÁSTEK

Označení	Popis	Hodnota	Pouzdro
R1	rezistor	24k	R1206
R2	rezistor	24k	R1206
R3	rezistor	20k	R1206
R4	rezistor	12k	R1206
R5	rezistor	22k	R1206
R6	rezistor	13k	R1206
R7	rezistor	2k7	R1206
R8	rezistor	1k6	R1206
R9	rezistor	33k	R1206
R10	rezistor	10k	R1206
R11	rezistor	270k	R1206
R12	rezistor	10k	R1206
R13	rezistor	560R	R1206
R14	rezistor	560R	R1206
R15	rezistor	1k	R1206
R16	rezistor	47k	R1206
R17	rezistor	3k	R1206
R18	rezistor	2k7	R1206
R19	trimr	10K	RTRIMTS63Y
R20	rezistor	180R	R1206
R21	rezistor	680k	R1206
R22	rezistor	10k	R1206
R23	rezistor	3k3	R1206
R24	rezistor	2k2	R1206
R25	rezistor	10k	R1206
R26	rezistor	0R1	R1206
R27	rezistor	91R	R1206
R28	rezistor	0R1	R1206
R29	rezistor	100R	R0402
R30	rezistor	100R	R0402
R100	propojka	0R	R1206
R101	propojka	0R	R1206
C1	keramický kondenzátor	68n	C1206
C2	keramický kondenzátor	330n	C1206
C3	keramický kondenzátor	100n	C1206
C4	tantalový kondenzátor	22u/10V	SMC_C
C5	elektrolytický kondenzátor	22u/50V	E2-5
C6	tantalový kondenzátor	47u/25V	SMC_B
C7	keramický kondenzátor	10n	C1206
C8	keramický kondenzátor	100n	C1206

Označení	Popis	Hodnota	Pouzdro
C9	keramický kondenzátor	100n	C1206
C10	keramický kondenzátor	1u	C1206
C11	keramický kondenzátor	1n2	C1206
C12	keramický kondenzátor	10n	C1206
C13	keramický kondenzátor	22u	C1206
C14	keramický kondenzátor	100n	C1206
C15	keramický kondenzátor	10n	C1206
C16	tantalový kondenzátor	1u/35V	SMC_B
C17	keramický kondenzátor	68n	C1206
C18	keramický kondenzátor	100n	C1206
C19	tantalový kondenzátor	1u/35V	SMC_B
C20	tantalový kondenzátor	1u/35V	SMC_B
C21	keramický kondenzátor	68n	C1206
C22	keramický kondenzátor	68n	C1206
C23	tantalový kondenzátor	1u/35V	SMC_B
C24	keramický kondenzátor	68n	C1206
C25	tantalový kondenzátor	1u/35V	SMC_B
C26	keramický kondenzátor	47p	C1206
C27	keramický kondenzátor	680p	C1206
C28	keramický kondenzátor	100p	C1206
C29	keramický kondenzátor	1n2	C1206
C30	ATC kondenzátor	1p2	C0805
C31	keramický kondenzátor	1n2	C1206
C32	ATC kondenzátor	1p2	C0805
C33	keramický kondenzátor	560p	C1206
C34	keramický kondenzátor	47p	C0603
L1	EMI filtr	BLM21	0805
L2	cívka	47u	SMT73
L3	cívka	47u	SMT73
L4	EMI filtr	BLM21	0805
L5	EMI filtr	BLM21	0805
L6	tlumivka	3A	1206
L7	tlumivka	3A	1206
D1	Zenerova dioda	BZX84	SOT23
D2	Schottkyho dioda	MBR05	SOD123
D3	Schottkyho dioda	BAT15	SOD323-W
LED1	LED	zelená	1206
LED2	LED	zelená	1206
LED3	LED	zelená	1206
LED4	LED	zelená	1206
LED5	LED	zelená	1206
OC1	optočlen	LTV81	SMD4
OC2	optočlen	LTV81	SMD4

Označení	Popis	Hodnota	Pouzdro
OZ1	operační zesilovač	MAX4230	SOT23-5L
OZ2	operační zesilovač	MAX4230	SOT23-5L
IO1	DC/DC měnič	LT1611	SOT23-5
IO2	analogový přepínač	ADG419BRZ	SOIC127P600X175-8N
VS1	stabilizátor napětí	7805DT	TO252
VS2	stabilizátor napětí	LT1529T	TO220-5
VS3	stabilizátor napětí	LT1529T	TO220-5
T1	tranzistor	BC847	SOT23
T2	budič	RFMA7185-S1	Excelics Semiconductor
T3	koncový stupeň	FLM1011-4F	IA-EUDYNA-SUMITOMO
X1	konektor SMA 50Ω		
X2	konektor SMA 50Ω		