



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

VÝKONOVÉ ZESILOVAČE V PEVNÉ FÁZI PRO PÁSMO L

SOLID STATE POWER AMPLIFIER FOR THE L-BAND

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Vojtěch Pecen

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

prof. Ing. Miroslav Kasal, CSc.

BRNO 2017

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor **Elektronika a sdělovací technika**

Ústav radioelektroniky

Student: Bc. Vojtěch Pecen

ID: 155214

Ročník: 2

Akademický rok: 2016/17

NÁZEV TÉMATU:

Výkonové zesilovače v pevné fázi pro pásmo L

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Prostudujte problematiku výkonových vysokofrekvenčních zesilovačů pro pásmo 1-2 GHz s využitím moderních prvků na bázi GaAS a GaN. Seznamte se s programovým prostředím ANSYS Designer a s návrhem planárních struktur. Navrhněte výkonový zesilovač s výkonem 20 W pro letecké pásmo 1090 MHz. Impedance zátěže necht' je 50 Ohmů. Výstupní signál musí odpovídat standardu Icao, RTCA-260B. Zesilovač realizujte a proměřte jeho vlastnosti.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] CRIPPS, Steve C. RF power amplifiers for wireless communications. 2nd ed. Boston: Artech House, c2006. Artech House microwave library
- [2] GREBENNIKOV, Andrei. Rf and microwave power amplifier design. Second edition. Boston: Artech House, c2006. Artech House microwave library. ISBN 978-007-1828-628

Termín zadání: 6.2.2017

Termín odevzdání: 16.5.2017

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

Konzultant:

prof. Ing. Tomáš Kratochvíl, Ph.D.
předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření semestrální 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 diplomové práce je návrh dvoustupňového zesilovače pracující v pásmu vyhrazeném pro sekundární radary 1090 MHz. Výstupní výkon zesilovače má být 20 W a účinnost zesilovače má být co nejvyšší. Proto je koncový stupeň navržen ve třídě C. Obsahem diplomové práce je teoretický rozbor, simulace parametrů, porovnání simulačních programů Ansys Designer a AWR Microwave Office a návrh jednotlivých stupňů zesilovače a následné porovnání naměřených parametrů se simulacemi.

KLÍČOVÁ SLOVA

Výkonový zesilovač, vysokofrekvenční zesilovač, třída C, pásmo L, ICAO, Ansys Designer, AWR Microwave Office, odpovídač, sekundární radar

ABSTRACT

The goal of this diploma's thesis is to create a design of a two stages amplifier working in a band reserved for the secondary surveillance radar at the frequency of 1090 MHz. Output power of the amplifier should be 20 W and efficiency should be as high as possible. Because of this the second stage is designed in class C. Contents of this diploma's thesis include a theoretical analysis, simulations of the amplifier parameters, comparison of the Ansys Designer and AWR Microwave Office simulation programs and design of both stages of the amplifier, followed by a comparison of the measured parameters with the simulations.

KEYWORDS

Power amplifier, high frequency amplifier, class C, L-band, ICAO, Ansys Designer, AWR Microwave Office, transponder, secondary surveillance radar

PECEN, V. *Výkonové zesilovače v pevné fázi pro pásmo L*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky, 2017. 54 s., 13 s. příloh. Diplomová práce. Vedoucí práce: prof. Ing. Miroslav Kasal, CSc.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma Výkonové zesilovače v pevné fázi pro pásmo L jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové 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 diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové 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

.....

(podpis autora)

PODĚKOVÁNÍ

Děkuji vedoucímu diplomové práce prof. ing. Miroslavu Kasalovi, CSc. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce. Dále bych chtěl poděkovat zaměstnancům společnosti ERA, a.s. za poskytnutí materiálu, měřících pracovišť a odbornou pomoc.

OBSAH

Seznam obrázků	viii
Seznam tabulek	x
Úvod	1
1 Teoretický úvod	2
1.1 Třídy zesilovačů.....	2
1.1.1 Třída A.....	2
1.1.2 Třída B.....	3
1.1.3 Třída AB.....	3
1.1.4 Třída C.....	4
1.1.5 Další třídy zesilovačů.....	4
1.2 Tranzistory typu GaN a GaAs.....	5
1.2.1 Výroba polovodiče typu GaN.....	6
1.2.2 Shrnutí.....	7
1.2.3 Porovnání GaN a GaAs v praxi.....	8
1.3 Typy komunikačních zpráv.....	8
1.3.1 Mód A/C.....	8
1.3.2 Mód S.....	10
1.4 Výpočet chladiče tranzistoru.....	12
2 Praktický návrh a simulace zesilovače	14
2.1 Napájení zesilovače.....	14
2.1.1 Návrh napájecích obvodů.....	14
2.1.2 Ochranné obvody a záporné předpětí.....	15
2.2 Návrh budiče.....	17
2.2.1 Návrh chladiče pro budič.....	19
2.2.2 Výsledky simulací budiče.....	21
2.2.3 Naměřené hodnoty budiče.....	23
2.2.4 Přenosová charakteristika budiče.....	25
2.2.5 Ztrátový výkon a účinnost budiče.....	26
2.3 Porovnání simulačních programů Ansys Designer a AWR Microwave Office	27
2.4 Návrh koncového stupně.....	29

2.4.1	Výsledky simulací koncového stupně.....	32
2.4.2	Měření koncového stupně.....	33
2.5	Druhý návrh koncového stupně.....	33
2.5.1	Výsledky simulací druhého návrhu koncového stupně.....	34
2.5.2	Návrh chladiče koncového stupně.....	36
2.5.3	Naměřené hodnoty druhého návrhu koncového stupně.....	37
2.6	Návrh výstupního filtru.....	40
2.7	Návrh směrové odbočnice.....	43
3	Změřené parametry zesilovače	46
3.1	Přenosová charakteristika a zisk zesilovače.....	46
3.2	Frekvenční charakteristika a spektrum zesilovače.....	47
3.3	Regulace velikosti výstupního výkonu zesilovače.....	48
3.4	Měření doby náběžné a sestupné hrany.....	50
3.5	Měření spektrální masky výstupního signálu.....	50
3.6	Schémata zapojení měřících pracovišť.....	51
4	Závěr	54
	Literatura	55
	Seznam symbolů, veličin a zkratk	57
	Seznam příloh	59

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1.1: Převodní charakteristika tranzistoru a úhel otevření ve třídě A.	2
Obr. 1.2: Převodní charakteristika tranzistoru a úhel otevření ve třídě B.	3
Obr. 1.3: Převodní charakteristika tranzistoru a úhel otevření ve třídě AB.....	4
Obr. 1.4: Převodní charakteristika tranzistoru a úhel otevření ve třídě C.	4
Obr. 1.5: Krystalická forma wurtzitu, převzato z [6].....	7
Obr. 1.6: Tvar dotazu v módu A/C.	9
Obr. 1.7: Zpráva v módu A/C.	9
Obr. 1.8: Tvar dotazu v módu S.....	10
Obr. 1.9: Odpověď v módu S.....	11
Obr. 1.10: Požadavky na spektrum signálu z odpovídače, převzato z [9].....	11
Obr. 1.11: Teplotní model součástky s chladičem.....	12
Obr. 2.1: Schéma napájecích a ochranných obvodů.	15
Obr. 2.2: Časové konstanty napájecích a ochranných obvodů.	16
Obr. 2.3: Upravené schéma napájecích a ochranných obvodů.	17
Obr. 2.4: Rolletův činitel stability budiče.....	18
Obr. 2.5: Schématické zapojení budiče.	19
Obr. 2.6: Deska plošného spoje budiče.....	19
Obr. 2.7: Budič – zisk.	22
Obr. 2.8: Budič – činitel odrazu na vstupu a výstupu.....	22
Obr. 2.9: Zisk budiče – porovnání skutečně naměřených hodnot se simulací z programu AWR.	23
Obr. 2.10: Činitel odrazu na vstupu budiče - porovnání skutečně naměřených hodnot se simulací z programu AWR.	24
Obr. 2.11: Porovnání zisku budiče po výměně součástek v přizpůsobovacích obvodech.	24
Obr. 2.12: Porovnání činitele odrazu na vstupu budiče po výměně součástek v přizpůsobovacích obvodech.....	25
Obr. 2.13: Přenosová charakteristika budiče.	26
Obr. 2.14: Ztrátový výkon a přidaná výkonová účinnost budiče.....	27
Obr. 2.15: Porovnání výsledků simulačních programů – zisk.....	28
Obr. 2.16: Porovnání výsledků simulačních programů – činitel odrazu na vstupu.	28
Obr. 2.17: Porovnání výsledků simulačních programů – Rolletův činitel stability.....	29

Obr. 2.18: Rolletův činitel stability koncového stupně.	30
Obr. 2.19: Schématické zapojení koncového stupně.	31
Obr. 2.20: Deska plošného spoje koncového stupně.	31
Obr. 2.21: Koncový stupeň - zisk.	32
Obr. 2.22: Koncový stupeň – činitel odrazu na vstupu a výstupu.	33
Obr. 2.23: Schématické zapojení druhého návrhu koncového stupně.	34
Obr. 2.24: Průběh Rolletova činitele stability druhého návrhu koncového stupně.	35
Obr. 2.25: Druhý návrh koncového stupně – zisk.	35
Obr. 2.26: Druhý návrh koncového stupně – činitel odrazu na vstupu a výstupu.	36
Obr. 2.27: Měděný plíšek vložený do substrátu, vlevo vrstva top, vpravo vrstva bottom.	37
Obr. 2.28: Detail části přizpůsobovacích obvodů koncového stupně.	38
Obr. 2.29: Porovnání naměřených hodnot zisku koncového stupně se simulací.	39
Obr. 2.30: Porovnání naměřených hodnot vstupního činitele odrazu koncového stupně se simulací.	39
Obr. 2.31: Schéma zapojení výstupního filtru.	40
Obr. 2.32: Simulovaný průběh vložného útlumu a činitele odrazu výstupního filtru. ...	41
Obr. 2.33: Vlevo filtr s SMD cívkami, vpravo filtr s vlastnoručně vyrobenými cívkami.	42
Obr. 2.34: Vložný útlum a činitel odrazu filtrů.	42
Obr. 2.35: Prvotní výpočet směrové odbočnice.	43
Obr. 2.36: Simulované parametry směrové odbočnice.	44
Obr. 2.37: Simulace vložného útlumu směrové odbočnice.	45
Obr. 2.38: Layout simulované směrové odbočnice.	45
Obr. 3.1: Přenosová charakteristika zesilovače.	46
Obr. 3.2: Průběh zisku zesilovače v závislosti na vstupním výkonu.	47
Obr. 3.3: Frekvenční charakteristika zesilovače.	47
Obr. 3.4: Kmitočtové spektrum zesilovače.	48
Obr. 3.5: Změna zisku zesilovače v závislosti na napájecím napětí koncového stupně.	49
Obr. 3.6: Napětí na detektoru v závislosti na velikosti výstupního výkonu zesilovače.	49
Obr. 3.7: Měření doby sestupné hrany.	50
Obr. 3.8: Spektrální maska výstupního signálu.	51
Obr. 3.9: Schémata zapojení měřících pracovišť.	52

SEZNAM TABULEK

Tab. 1: Šíře zakázaného pásma u jednotlivých materiálů [5], [6], [7].....	6
Tab. 2: Porovnání parametrů GaN a GaAs [5], [6], [7].....	8
Tab. 3: Vyhrazené speciální kódy v módu A.....	10
Tab. 4: Běžné hodnoty tepelného odporu mezi pouzdrem a chladičem.	13
Tab. 5: Použité přístroje.....	53

ÚVOD

Diplomová práce se zabývá teoretickým rozбором a návrhem zesilovače v pásmu L, konkrétně pro kmitočet 1090 MHz, který se využívá pro odpovědi u sekundárních radarů v leteckém průmyslu. Zesilovač je konstruován pro firmu ERA a.s. a bude sloužit jako koncový stupeň pro zařízení monitorující pohyb vozidel po letištní ploše. Zesilovač tedy musí splňovat letecké standardy ICAO, RTCA DO-260b a EUROCAE ED-102A.

Zesilovač se skládá z budícího a koncového stupně. Budič je navržen ve třídě B a koncový stupeň ve třídě C. Výstupní výkon zesilovače má být 20 W a zisk zesilovače alespoň 23 dB.

Diplomová práce je členěna na 3 hlavní kapitoly. V první kapitole je popsána ve stručnosti teorie potřebná k výběru třídy zesilovače. Jsou zde porovnávány parametry dvou typů tranzistorů, a to tranzistorů na bázi arsenidu gallia (GaAs) a nitridu gallia (GaN). Tyto typy tranzistorů jsou společně s tranzistory typu LDMOS v dnešní době ve vysokofrekvenční technice používány nejvíce. Dále je zde popsáno, jaké módy komunikačních zpráv se dnes používají u sekundárních radarů a jaké jsou požadavky na tvar spektra signálu u zařízení pracujících v leteckém pásmu. Na závěr kapitoly je zde popsána teorie k návrhu chladiče.

Druhá kapitola se zabývá samotným návrhem zesilovače. V první části je návrh napájecích a ochranných obvodů. Dále je zde návrh obou stupňů zesilovače, jejich konstrukce, měření a porovnání naměřených a simulovaných hodnot. Jsou zde také porovnány dva simulační programy Ansys Designer a AWR Microwave Office. Na závěr této kapitoly je zde návrh výstupního filtru a směrové odbočnice.

Třetí kapitola se zabývá měřením zesilovače jako celku. V této kapitole jsou také schémata zapojení měřících pracovišť.

1 TEORETICKÝ ÚVOD

V této kapitole je stručně popsáno rozdělení tříd zesilovačů, jejich výhody a nevýhody. Dále jsou zde porovnávány parametry dvou technologií tranzistorů, a to tranzistory na bázi GaN a GaAs. V poslední části teoretického úvodu jsou popsány jednotlivé komunikační módy, které se využívají v civilním letectví. Je zde rozebírán zejména tvar signálu na výstupu odpovídáče, jehož znalost je stěžejní pro tuto práci.

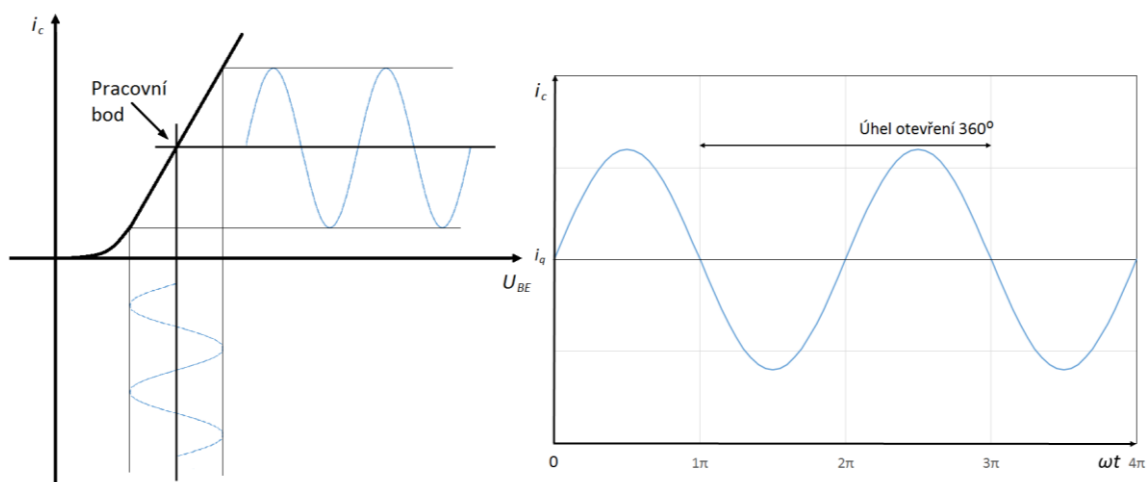
1.1 Třídy zesilovačů

Výkonové zesilovače se uplatňují v širokém rozsahu aplikací, například bezdrátové technologie, radarové systémy, televizní a rozhlasová technika a mnoho dalších. Různé aplikace mají rozdílné požadavky na parametry zesilovačů. Například zařízení napájená baterií budou klást velký důraz na vysokou efektivitu a nízkou spotřebu. Naopak zařízení s amplitudovými nebo fázovými modulacemi kladou důraz na vysokou linearitu zesilovače. V první řadě je nutné zmínit, že jednotlivé požadavky bývají často protichůdné. Například nelze dosáhnout vysoké linearity zesilovače společně s velkou účinností. Vždy se bude jednat o určitý kompromis.

Třidu zesilovače určuje nastavení klidového proudu tranzistoru, neboli nastavení pracovního bodu. Třídy zesilovačů se dají dále dělit na lineární a nelineární. Detailnější informace lze nalézt v literatuře [1], [2], [3], [4].

1.1.1 Třída A

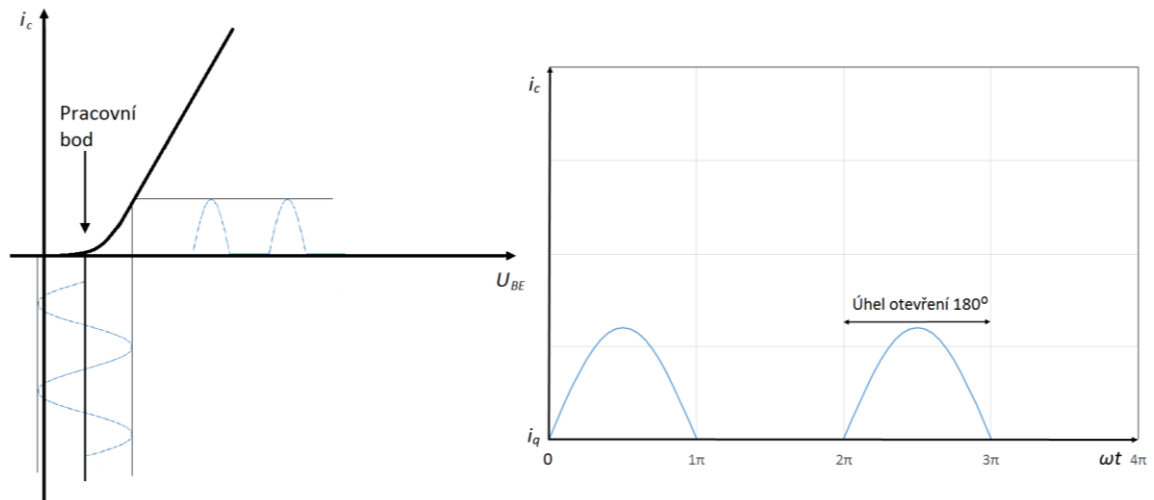
Zesilovače ve třídě A jsou ve vysokofrekvenční technice velice rozšířeny. Klidový proud je nastaven tak, aby tranzistor pracoval uprostřed své lineární charakteristiky, viz Obr. 1.1. Tyto tranzistory mají největší linearitu, nejmenší zkreslení signálu a dosahují také nejvyššího zisku. Úhel otevření je 360° . Nevýhodou je jejich malá účinnost, velký příkon a velké tepelné ztráty, které je nutné odvádět dostatečně dimenzovaným chladicím systémem. V ideálním případě lze dosáhnout účinnosti až 50 %.



Obr. 1.1: Převodní charakteristika tranzistoru a úhel otevření ve třídě A.

1.1.2 Třída B

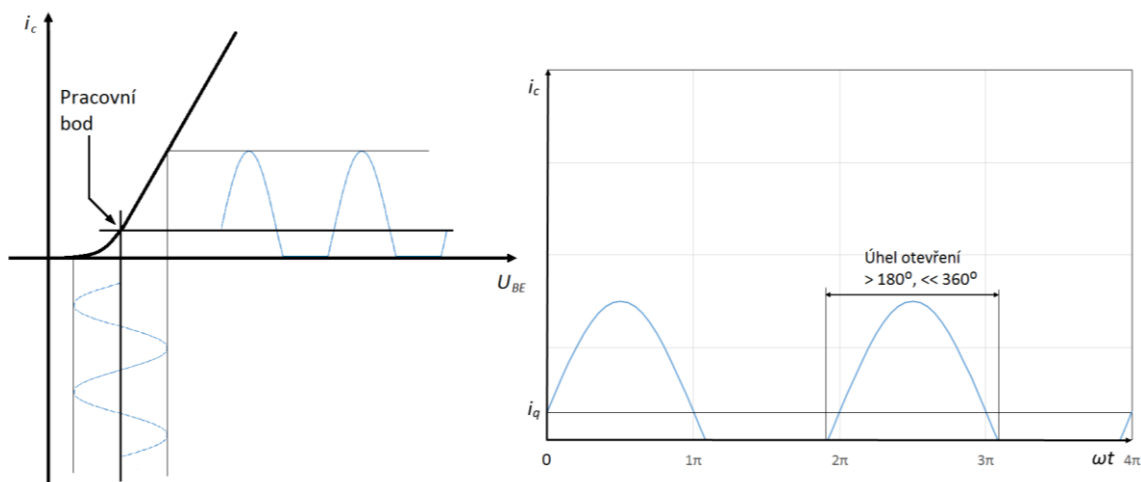
Zesilovače ve třídě B se nejčastěji navrhují ve dvojčinném zapojení, tzv. push pull. Úhel otevření je okolo 180° , čili každý tranzistor zesiluje pouze jednu půlperiodu signálu, kladnou nebo zápornou, viz Obr. 1.2. Při průchodu signálu nulou vzniká nelineární zkreslení signálu a jsou produkovány vyšší harmonické. Výhodou ovšem je, že klidový proud tekoucí tranzistorem je minimální. Účinnost zesilovače ve třídě B je oproti zesilovačům ve třídě A vyšší. Lze dosáhnout teoreticky až 78,5 % účinnosti.



Obr. 1.2: Převodní charakteristika tranzistoru a úhel otevření ve třídě B.

1.1.3 Třída AB

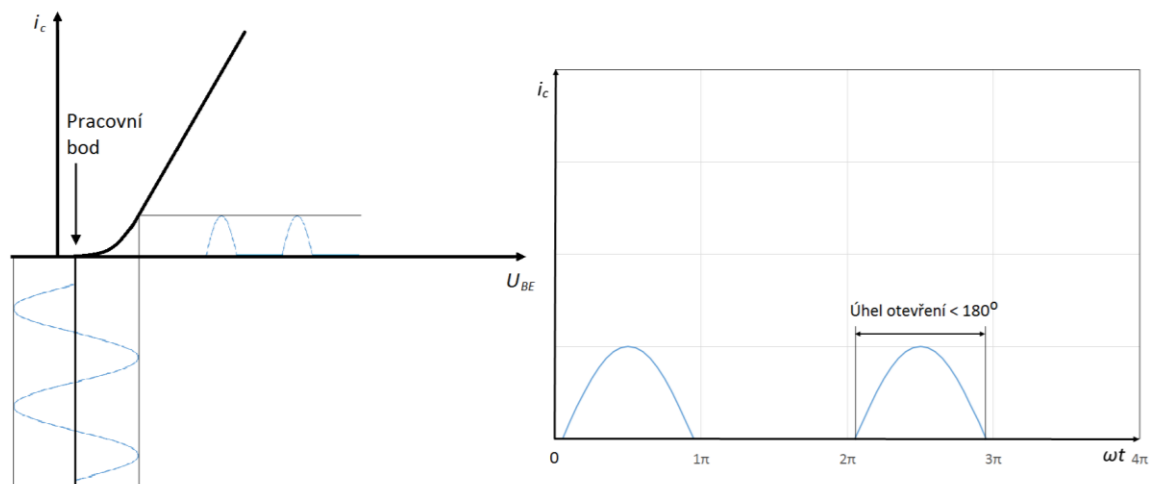
Tyto zesilovače jsou kompromisem mezi třídou A a třídou B. Jsou nejvíce rozšířeny v nízkofrekvenční audio technice. Stejně jako zesilovače ve třídě B se nejčastěji navrhují ve dvojčinném zapojení. Klidový pracovní proud se nastavuje tak, aby pracovní bod tranzistoru byl na převodní charakteristice na začátku lineární oblasti. Výhodou tohoto zapojení je, že oproti zapojení zesilovačů ve třídě B dochází k nižšímu zkreslení signálu a nižší produkci vyšších harmonických, ovšem za cenu zvýšení klidového proudu, a tedy nižší efektivity zesilovače. Úhel otevření je větší než 180° a nižší než 360° , viz Obr. 1.3. Účinnost zesilovače je mezi 50 % a 78,5 %.



Obr. 1.3: Převodní charakteristika tranzistoru a úhel otevření ve třídě AB.

1.1.4 Třída C

Zapojení zesilovačů ve třídě C se používá zejména ve vysokofrekvenční technice. Linearita zesilovačů v tomto zapojení je nejnižší, mají nejvyšší zkreslení a produkují nejvíce vyšších harmonických složek. Úhel otevření je menší než 180° , viz Obr. 1.4. Tranzistor zesiluje pouze špičky signálu. Klidový proud je nulový a má nastavené záporné předpětí, které tranzistor dále zavírá. Účinnost zesilovače je nejvyšší ze všech uvedených. Pohybuje se nad 80 %.



Obr. 1.4: Převodní charakteristika tranzistoru a úhel otevření ve třídě C.

1.1.5 Další třídy zesilovačů

Dále existují třídy D, G, H, T, S. Tyto už ovšem nepatří do lineárních zesilovačů, ale do nelineárních. Využívají techniku pulzně šířkové modulace PWM (Pulse Width Modulation), nazývají se digitálními zesilovači. Nelineární zesilovače mají oproti lineárním obecně vyšší účinnost [1], [2], [3], [4].

1.2 Tranzistory typu GaN a GaAs

Vývoj nových technologií posouvají nejvíce požadavky jednotlivých armád. V této oblasti největším průkopníkem jsou Spojené státy americké. Za nimi s mírným odstupem zaostává Čína, která také značnou část rozpočtu směřuje do armády a do vývoje nových technologií. Pomyslnou třetí pozici mezi nejsilnějšími mocnostmi světa drží Rusko. I to navyšuje finanční prostředky na armádu a vývoj technologií, ovšem ve vývoji technologií za USA a Čínou zaostává. Tyto informace jsou utajované, ale občas nějaké proniknou na veřejnost. Tento souboj o technologickou výhodu jedné světové mocnosti nad ostatními napomáhá vývoji nových technologií a žene vývoj kupředu.

Pokud se zaměříme pouze na oblast, která má něco společného s elektrotechnikou, nejvíce se v posledních letech rozvíjí elektronický boj. Ať se již jedná o nasazování bezpilotních letounů nebo vývoj elektromagnetických děl.

Další velký vývoj lze pozorovat u radarových systémů. U aktivních radarů je kladen důraz na velký výstupní výkon, vysokou spolehlivost, velkou efektivitu. U pasivních radarů je požadavek na velkou šíři pásma, velkou efektivitu a s tím spojené malé tepelné ztráty.

Další oblast, která se velmi rychle vyvíjí, jsou mobilní a bezdrátové komunikace. U mobilních zařízení je kladen důraz na vysokou efektivitu, a to ze dvou hlavních důvodů. Zařízení jsou napájena z baterií, čili mají omezený přísun energie. Dále je snaha zařízení co nejvíce minimalizovat, čímž vzniká problém s odvodem odpadního tepla. Proto je nutné, aby zařízení měla co nejmenší tepelné ztráty. Mobilní internet dnes zabírá velkou část spektra. Mobilnímu internetu s technologií LTE v blízké budoucnosti bude muset ustoupit i pozemní televizní vysílání DVB-T. Jelikož počet zařízení využívající bezdrátové technologie stále stoupá, začíná být rádiové prostředí přeplněné. Proto dnes začíná být poptávka po zařízeních pracujících na vysokých kmitočtech, řádově desítky a nízké stovky GHz.

Z výše popsaných odstavců lze shrnout, jakým směrem se dnes ubírají vysokofrekvenční aktivní prvky a co všechno musí splňovat. Dnešní zesilovače jsou konstruovány zejména s tranzistory dvojího typu. Prvním typem jsou tranzistory na bázi arsenid gallitý (GaAs) a druhým typem jsou tranzistory na bázi nitrid gallitý (GaN).

GaAs a GaN jsou polovodičové sloučeniny. Jejich prvky se nachází ve III. a V. skupině periodické soustavy prvků. Prvky ve III. skupině mají volné 3 valenční elektrony a prvky v V. skupině mají volných valenčních elektronů 5. Při sloučení prvků ze skupiny III. a skupiny V. vznikne kovalentní vazba, která má 8 volných elektronů, čímž vznikne polovodič s vyšší elektronovou vodivostí oproti klasickému křemíku [5].

Energie potřebná k překonání zakázaného pásma u polovodiče typu GaN je 3,43 eV. To je v porovnání s dalším běžně používaným polovodičem pro výrobu vysokofrekvenčních součástek GaAs, který má šíři zakázaného pásma 1,4 eV podstatně více. Porovnání šířek zakázaného pásma jednotlivých materiálů je zobrazeno v Tab. 1.

Tab. 1: Šíře zakázaného pásma u jednotlivých materiálů [5], [6], [7].

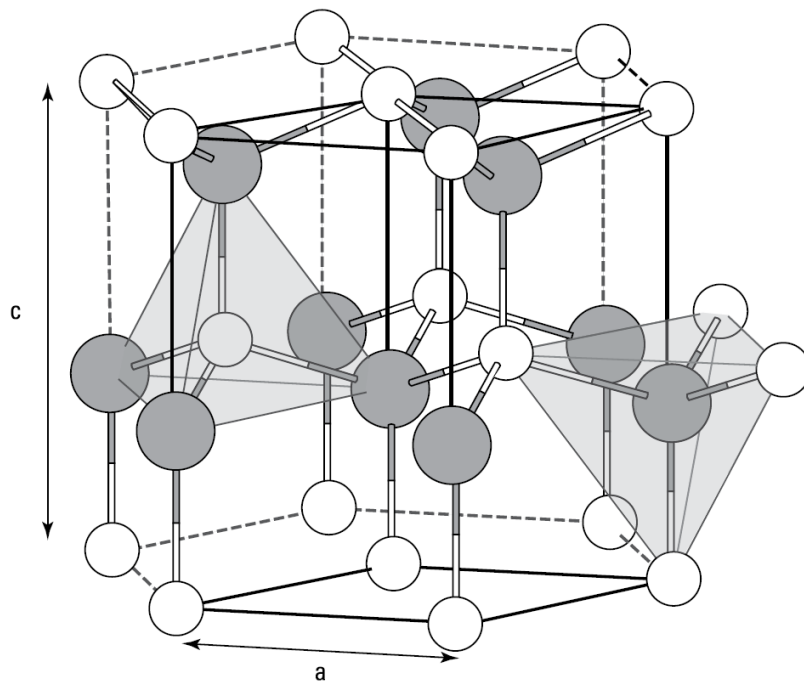
Materiál	Značka	Šíře zakázaného pásma [eV]
nitrid gallitý	GaN	3,43
arsenid gallitý	GaAs	1,4
křemík	Si	1,12
karbid křemíku	SiC	3,25
germanium	Ge	0,65

Větší šíře zakázaného pásma pomáhá snižovat koncentraci vlastních nosičů náboje při vysokých teplotách. To snižuje produkci šumu, a proto lze tranzistory typu GaN používat i při vysokých teplotách, kde by už tranzistory typu GaAs použitelné nebyly. Navíc velká šíře zakázaného pásma zvyšuje odolnost proti průrazu vzhledem k intenzitě elektrického pole, pro GaN $20 \cdot 10^5$ V/cm v porovnání s $4 \cdot 10^5$ V/cm pro GaAs. Z toho důvodu mohou tranzistory typu GaN pracovat s vyšším napájecím napětím. Průrazné napětí je mezi 50 – 500 V v závislosti na konkrétní aplikaci [6], [7]. V čem GaN ztrácí, je pohyblivost elektronů. Ta je u GaN cca $2000 \text{ cm}^2/(\text{mm} \cdot \text{s})$, u GaAs je pohyblivost elektronů $8500 \text{ cm}^2/(\text{mm} \cdot \text{s})$. Ovšem výsledná rychlost nosičů je ve prospěch tranzistorů na bázi GaN. Opět v porovnání s technologií GaAs je rozdíl téměř dvojnásobný ($2,7 \cdot 10^7$ cm/s u GaN v porovnání s $1,5 \cdot 10^7$ cm/s u GaAs) [7]

S větší intenzitou elektrického pole a se zvyšující se rychlostí nosičů roste výkonová hustota. Typicky se pohybuje okolo 5 W/mm u GaN, 1 W/mm u GaAs a 0,3 W/mm u Si [6]. Vyšší výkonová hustota znamená, že více výkonu může být produkováno na menší ploše součástky. Dále pak tranzistory typu GaN mají vyšší zisk a účinnost a kvůli nižším parazitním kapacitám lze dosáhnout větší šíře pásma. Tyto parametry jsou velice důležité i z hlediska minimalizace koncových zařízení. Při vyšší účinnosti a díky tomu menší produkci odpadního tepla klesají nároky na chlazení, a to vede ke zmenšování celkové velikosti výsledného zařízení [6].

1.2.1 Výroba polovodiče typu GaN

Polovodič typu GaN je získáván slučováním atomů gallia a dusíku. Nejčastěji má krystalickou formu wurtzitu [6]. Krystalická forma wurtzitu je hexagonální a je charakterizována dvěma mřížkovými konstantami a a c , viz Obr. 1.5.



Obr. 1.5: Krystalická forma wurtzitu, převzato z [6].

GaN je obvykle nanášen za teploty okolo 1100 °C na jiný substrát, buď na křemík Si, nebo na karbid křemíku SiC. Poté se prvky vyrobené touto technologií označují jako GaN-on-Si nebo GaN-on-SiC.

Tranzistory typu GaN-on-SiC mají schopnost dosahovat vysokých výstupních výkonů s dobrou tepelnou vodivostí a nízkými ztrátami. Proto se tranzistory vyrobené touto technologií používají u aplikací s velkým výstupním výkonem a zejména na vyšších kmitočtech. Jejich největší nevýhodou je příliš vysoká cena.

Oproti tomu tranzistory vyrobené technologií GaN-on-Si mají horší parametry. Mají horší teplotní vlastnosti a vyšší ztráty. Pokud není důvod aplikovat tranzistory typu GaN-on-SiC, výrobci vysokofrekvenčních aplikací raději sáhnou po tranzistorech typu GaN-on-Si vzhledem k příznivější ceně [6].

1.2.2 Shrnutí

Výše byly popsány technologické výhody GaN oproti GaAs a dalším technologiím. Je předpoklad, že v blízké budoucnosti se budou koncová zařízení konstruovat zejména s tranzistory typu GaN. Jednou z mála oblastí, kde mají tranzistory typu GaN konkurenci je zisk. Tranzistory typu LDMOS mají obecně vyšší zisk. Ovšem v porovnání s dalšími parametry ztrácí. V Tab. 2 jsou shrnuty nejdůležitější parametry tranzistorů typu GaN v porovnání s tranzistory typu GaAs.

Tab. 2: Porovnání parametrů GaN a GaAs [5], [6], [7].

Veličina	Jednotka	GaN	GaAs
šíře zakázaného pásma	[eV]	3,43	1,4
maximální intenzita elektrického pole	[V/m]	$1,5 \cdot 10^7$	$2,5 \cdot 10^5$
maximální rychlost nosičů	[cm/s]	$2,7 \cdot 10^7$	$1,5 \cdot 10^7$
výkonová hustota	[W/mm]	5	1
teplotní vodivost	[W/cm·K]	1,7	0,46
pohyblivost elektronů	[cm ² /V·s]	2000	8500
pohyblivost děr	[cm ² /V·s]	850	400

1.2.3 Porovnání GaN a GaAs v praxi

Co se týče praktického porovnání tranzistorů typu GaN a GaAs, v této práci [8] byly realizovány dva zesilovače s výstupním výkonem 10 W. V každém zesilovači byl použit tranzistor od firmy Eudyna Devices s výstupním výkonem 10 W v bodě jednodéciblové komprese. Jeden byl vyroben na bázi GaAs a druhý na bázi GaN. Oba tranzistory měly stejný typ pouzdra. Při porovnání katalogových listů obou tranzistorů je zřejmé, že tranzistor typu GaN je použitelný ve větším rozsahu frekvencí a s větším ziskem. Autor realizoval zesilovače ve třídě A a vyladil je na střední kmitočet 1,9 GHz. Parazitní kapacity u tranzistoru GaN byly mnohem menší oproti tranzistoru typu GaAs. Jak se očekávalo, u zesilovače s tranzistorem typu GaN bylo dosaženo větší šíře pásma. Zesilovač typu GaAs dosáhl požadovaného výstupního výkonu 10 W v pásmu 1,8 GHz – 2,0 GHz a zesilovač s tranzistorem typu GaN v pásmu 1,6 GHz – 2,3 GHz. Zesilovač s tranzistorem typu GaN měl také větší zisk a to cca 15 dB oproti 12,5 dB u zesilovače s tranzistorem typu GaAs.

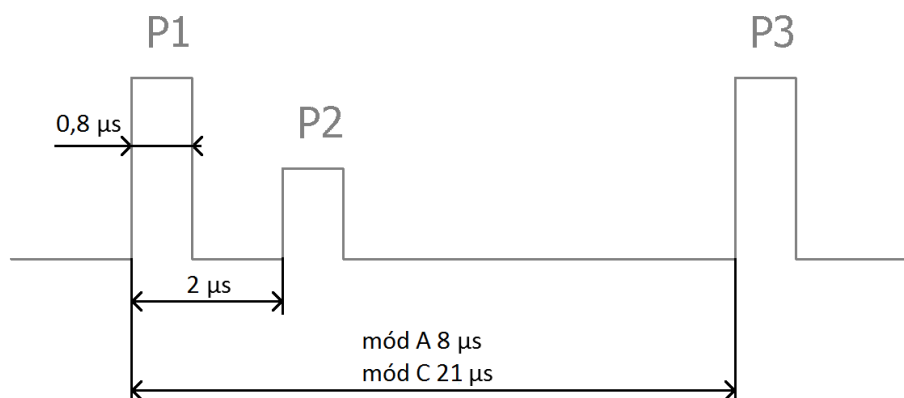
1.3 Typy komunikačních zpráv

S rozvojem letecké dopravy na konci první poloviny 20. století bylo nutné začít monitorovat a řídit provoz civilních letadel ve vzduchu. Byly vyvinuty sekundární radary SSR (Secondary Surveillance Radar), které vysílají dotaz k letadlu (uplink) na kmitočtu 1030 MHz a odpovídač v letadle odpovídá na kmitočtu 1090 MHz (downlink). Pro downlink i uplink se používá vertikální polarizace. Standardy a doporučené praktiky pro leteckou komunikaci byly poprvé představeny v polovině roku 1949 a vešly v platnost v roce 1950. Pro civilní letectví vznikly 3 komunikační módy. Nejstarší je mód A, poté následovaly mód C a mód S. Všechny tři módy se dodnes používají [9].

1.3.1 Mód A/C

V jakém módu probíhá komunikace, určuje doba mezi prvním pulzem P1 a třetím pulzem P3, viz Obr. 1.6. Doba trvání jednoho pulzu je $0,8 \pm 0,1 \mu\text{s}$. Doba trvání náběžné hrany pulzu se musí pohybovat v rozmezí $0,05 - 0,1 \mu\text{s}$ a sestupná hrana musí trvat v rozmezí

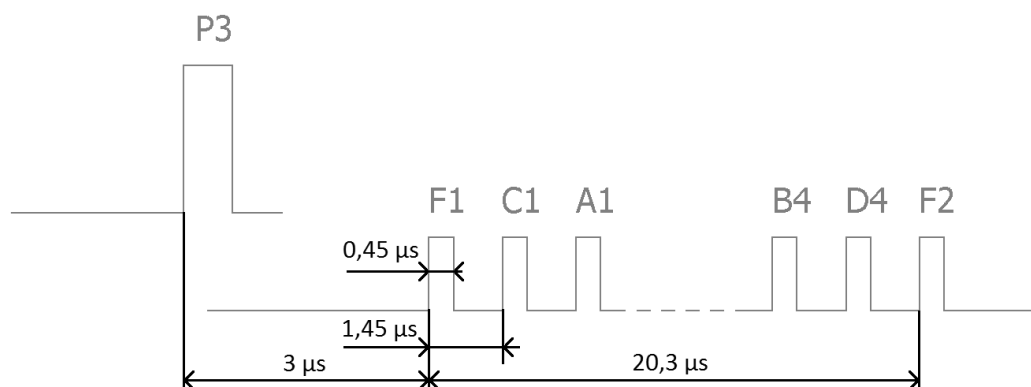
0,05 – 0,2 μs [9].



Obr. 1.6: Tvar dotazu v módu A/C.

Dále bylo nutné zajistit, aby na dotaz odpovídala letadla pouze ve směru hlavního svazku antény. Toho se docílilo tím, že první pulz P1 a třetí pulz P3 jsou vysílány směrovou anténou a pulz P2 je vysílán všesměrovou anténou. Pulz P2 je vysílán $2 \pm 0,15 \mu\text{s}$ za pulzem P1. Odpověď v letadle poté porovnává amplitudy jednotlivých pulzů. Pokud je pulz P2 větší, než pulz P1 a P3, letadlo se nenachází v hlavním svazku dotazovače a odpovídá na dotaz nereaguje. Tím se zabraňuje vzniku falešných cílů [9].

Samotná zpráva poté začíná tzv. framing pulzem F1, který je od pulzu P3 zpožděn o $3 \mu\text{s}$. Poté jsou pulzy za sebou poskládány po $1,45 \mu\text{s}$ s dobou trvání $0,45 \pm 0,1 \mu\text{s}$. Tolerance pozice pulzu je $\pm 0,1 \mu\text{s}$. Náběžná a sestupná hrana je stejná jako u prvních tří pulzů identifikujících mód. Poslední je opět framing pulz F2, viz Obr. 1.7. Logická 1 je tvořena vysokou úrovní a logická 0 představuje nízkou úroveň.



Obr. 1.7: Zpráva v módu A/C.

Mód A je nejstarším typem komunikace. Prodleva mezi prvním pulzem P1 a třetím pulzem P3 je $8 \mu\text{s}$. Zpráva se skládá z ID odpovídače, respektive čísla letu. Číslo je tvořeno čtyřmi oktálovými ciframi 0000_8 až 7777_8 , tj. 4096 kombinací. V módu A se tedy vysílá identifikace letadla. Některé kódy jsou vyhrazené pro jasně dané účely, viz Tab. 3.

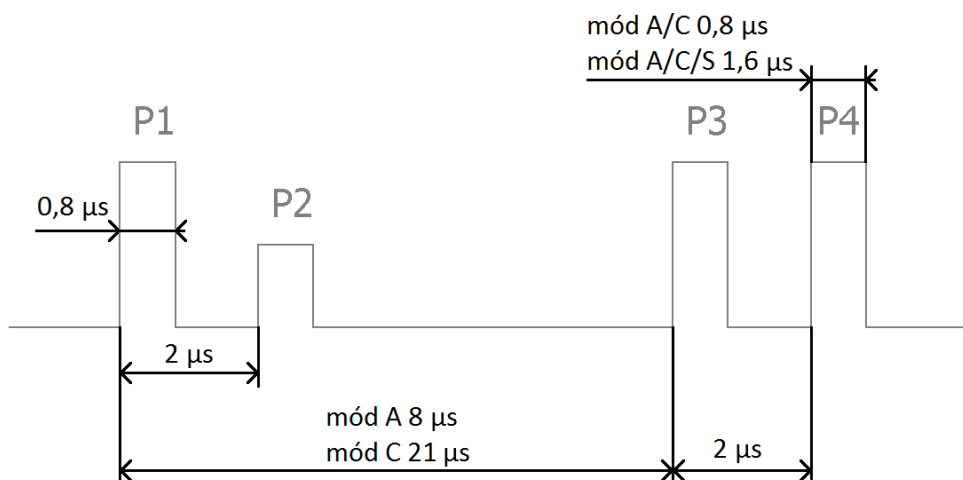
Tab. 3: Vyhrazené speciální kódy v módu A.

kód	účel
7700 ₈	letadlo v nouzi
7600 ₈	ztráta rádiové komunikace
7500 ₈	únos letadla
2000 ₈	letadla, která nedostala instrukce od řízení letového provozu k nastavení odpovídače

Mód C je druhým nejstarším typem komunikačního módu. Letadlo v tomto módu vysílá svou barometrickou výšku. Od 1. ledna 1999 vyšlo v platnost, že každé letadlo musí být vybaveno odpovídačem schopným odpovídat v módu C. Prodleva mezi prvním pulzem P1 a třetím pulzem P3 je 21 μs . Zpráva obsahuje stejné pulzy jako v módu A. Výška je zakódována po násobcích 100 stop [9].

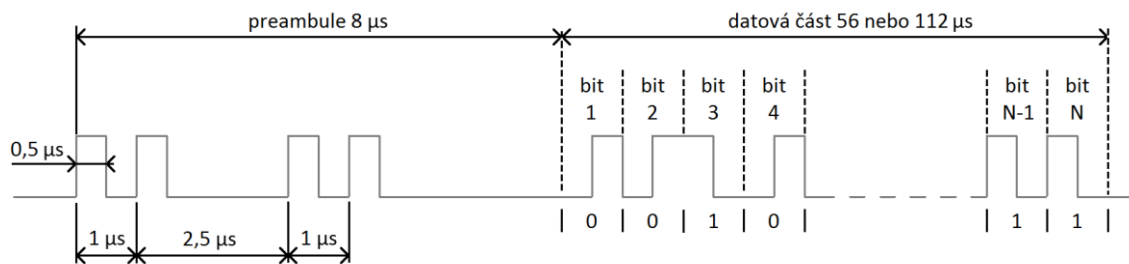
1.3.2 Múd S

Pro rozlišení dotazu komunikačního módu se u módu S do preambule přidává pulz P4, viz Obr. 1.8. Tento pulz má oproti pulzu P3 zpoždění o 2 μs a má 2 doby trvání. Jedna doba trvání pulzu je 0,8 μs , transpondér s módem S neodpovídá. Při době trvání pulzu P4 1,6 μs odpovídají transpondéry s módem A/C i S. Starší transpondéry s módem A/C pulz P4 neberou v potaz, odpovídají vždy. Potlačení odpovědi z vedlejších svazků dotazovače je zde docíleno stejně jako u módu A/C vysláním pulzu P2 všesměrovou anténou a porovnáním amplitud přijatých pulzů [9].



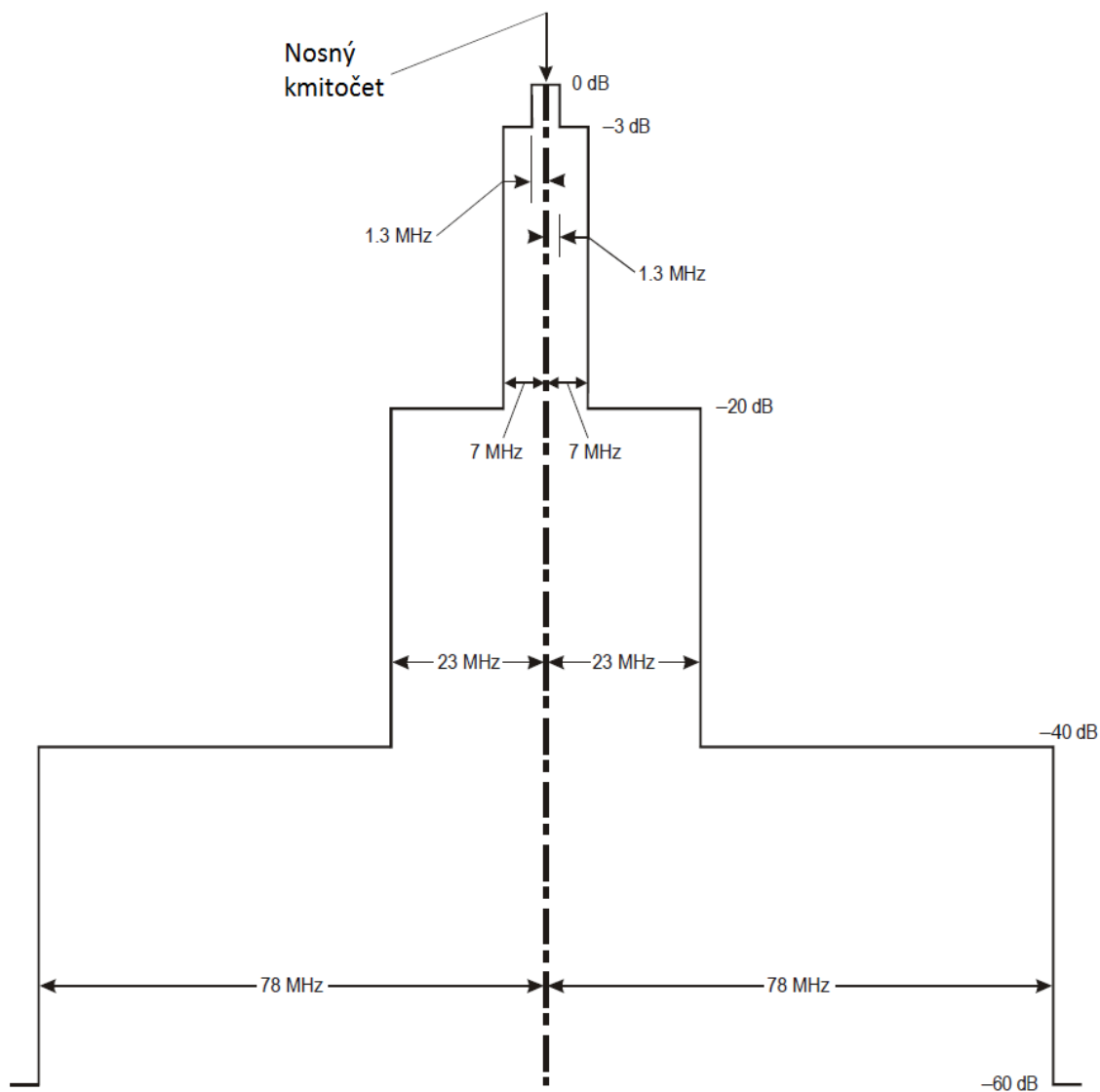
Obr. 1.8: Tvar dotazu v módu S.

Odpověď v módu S se skládá z preambule a z datové části. Doba trvání preambule je 8 μs a obsahuje sekvenci čtyř pulzů. Každý pulz má dobu trvání 0,5 μs s tolerancí $\pm 0,05 \mu\text{s}$. Doba náběžné hrany je mezi 0,05 a 0,1 μs a doba sestupné hrany mezi 0,05 a 0,2 μs . Intervaly mezi jednotlivými pulzy jsou zobrazeny na Obr. 1.9.



Obr. 1.9: Odpověď v módu S.

Datová část se potom skládá z 56 nebo ze 112 informačních bitů. První informační pulz začíná 8 μs od náběžné hrany prvního vyslaného pulzu v preambuli. Jeden informační bit má délku 1 μs . První polovina doby trvání jednoho bitu definuje jeho hodnotu a druhá polovina bitu má opačný stav. Tím je zajištěna správná synchronizace. Spektrum signálu na výstupu z odpovídače musí splňovat meze zobrazené na Obr. 1.10.



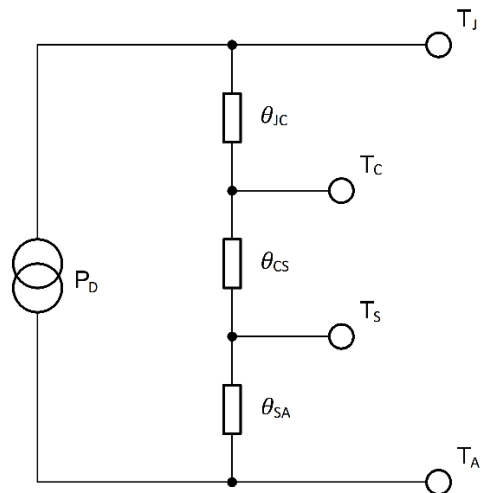
Obr. 1.10: Požadavky na spektrum signálu z odpovídače, převzato z [9].

Každé letadlo má v módu S svou unikátní adresu, kterou přiděluje mezinárodní organizace pro civilní letectví ICAO. Celkem je k dispozici 16 777 214 adres (24 bitů). Každá země má přiděleno pevně několik prvních N bitů. Díky tomu lze jednodušeji identifikovat, k jakému státu letadlo patří.

V módu S lze vyslat dotaz na všechna letadla nacházející se ve vyzářovacím svazku antény nebo lze dotazovat přímo konkrétní letadlo. Jak bylo psáno výše, datový blok může mít 2 velikosti. Kratší má 56 bitů a obsahuje kromě identifikace letadla také nadmořskou výšku. Ta se oproti módu C vysílá s vyšší přesností. Rozlišení činí 25 stop. Delší datová část má 112 bitů a nazývá se extended squitter. Obsahuje stejné informace jako kratší část ale navíc vysílá zprávy o poloze pomocí ADS-B (Automatic Depend Surveillance – Broadcast) [9].

1.4 Výpočet chladiče tranzistoru

Výkonové součástky produkují velké množství tepla, které je nutné odvádět do okolí. Jelikož samotná plocha součástky je zpravidla malá na to, aby zvládla vyzářit do okolí odpadní teplo, které sama vyprodukuje, je nutné na výkonovou součástku připevnit chladič, který toto teplo do okolí vyzáří. S rostoucí teplotou výkonové součástky klesá její životnost a také výstupní výkon, přibližně o 1dB/100°C [18]. Při překročení maximální teplotní meze součástky může dojít během krátké chvíle k jejímu úplnému zničení. Proto musí být chladič dostatečně dimenzován. [14], [15], [16].



Obr. 1.11: Teplotní model součástky s chladičem.

Teplotní model se zobrazuje jako elektrický obvod s tím, že ztrátový výkon je nahrazen v obvodu zdrojem proudu P_D [W], viz Obr. 1.11. Jednotlivé odpory představují tepelný odpor mezi rozhraními. Součet všech odporů v teplotním modelu je tepelný odpor mezi polovodičem a okolním prostředím.

Při návrhu chladiče se vychází z rovnice, která je analogií Ohmova zákona. Při návrhu se počítá tepelný odpor soustavy.

$$T_J - T_A = (\theta_{JC} + \theta_{CS} + \theta_{SA}) \times P_D \quad (1.1)$$

Kde T_J je maximální teplota samotného polovodičového přechodu (junction temperature). Tato hodnota bývá uváděna v katalogu součástky. T_A představuje teplotu okolí (ambiente temperature). Ta závisí na tom, v jakém prostředí bude zařízení provozováno.

Na druhé straně rovnice je ztrátový výkon součástky P_D (power dissipation), který je nutné ve formě tepla vyzářit do okolí. V závorce je součet jednotlivých tepelných odporů. Jednotkou tepelného odporu je K/W nebo °C/W. θ_{JC} je tepelný odpor mezi polovodičem a pouzdrem součástky (junction – case). Tato hodnota je udávána v katalogu součástky od výrobce. θ_{CS} představuje tepelný odpor mezi pouzdrem součástky a chladičem (case – heat sink). Hodnota tohoto odporu závisí na způsobu montáže chladiče k součástce. Jeho běžné hodnoty jsou vypsány níže v Tab. 4. Poslední proměnnou v závorce je θ_{SA} , což je tepelný odpor mezi chladičem a okolním prostředím (heat sink – ambiente). Tuto hodnotu je nutné dopočítat a na základě výsledku se vybírá příslušný chladič.

Tab. 4: Běžné hodnoty tepelného odporu mezi pouzdrem a chladičem.

Způsob montáže	θ_{cs} [K/W]
Přímo	0,2 - 0,4
Přímo, silikonová vazelína	0,1 - 0,2
Slídová podložka	0,5 - 0,8
Slídová podložka, silikonová vazelína	0,4 - 0,6
Teflonová podložka	1,0 - 1,6
Teflonová podložka, silikonová vazelína	0,7 - 1,1

2 PRAKTICKÝ NÁVRH A SIMULACE ZESILOVAČE

Navrhovaný zesilovač bude součástí zařízení, které se umísťuje na každé vozidlo pohybující se po letišti. Toto zařízení vysílá v pravidelných intervalech svojí GPS polohu v módu S na kmitočtu 1090 MHz. Zesilovač musí splňovat požadavky na letecké standardy ICAO [9]. Zejména je nutné hledět na velikost výstupního výkonu a tvar spektra signálu. Požadovaný výstupní výkon zesilovače je 20 W. Výstupní výkon by měl být zesilovač schopen regulovat v rozsahu ± 3 W. Pokud tedy bude výstupní výkon 17 W, zařízení by mělo být schopné za pomoci zvýšení zisku dosáhnout požadovaného výstupního výkonu 20 W. Naopak při výstupním výkonu 23 W by mělo zařízení snížit svůj zisk, aby bylo dosaženo opět požadovaného výstupního výkonu. Zisk zesilovače by měl být alespoň 20 dB. Vzhledem k požadovanému zisku je zesilovač navrhován jako dvoustupňový. Zařízení bude napájené 12 V z automobilové zásuvky, proto musí být kladen důraz také na účinnost zesilovače. Koncový stupeň je navržen ve třídě C, který má z lineárních zesilovačů nejvyšší účinnost, ovšem za cenu horší linearity, viz kap. 1.1.4.

Další výhodou třídy C je, že produkuje nejméně šumu. V době, kdy není na vstup zesilovače přiveden žádný signál, tranzistor je zcela zavřený a ideálně jím neprotéká žádný klidový proud. Množství produkce šumu u zařízení, které pouze vysílá, není tak kritické. Ovšem do budoucna se uvažuje nad tím, že by se zesilovač mohl použít v letadlech jako část odpovídače. Jelikož se v odpovídačích používá stejná anténa pro vysílání i pro příjem, vysílač od přijímače bývá oddělen cirkulátorem. Vzhledem k tomu, že cirkulátor je reálná součástka a nedokáže absolutně izolovat vysílač od přijímače, je nutné, aby vysílač v době, kdy zařízení přijímá, produkoval co nejméně šumu.

První stupeň zesilovače je navržen ve třídě B. Výstupní výkon prvního stupně je řádově jednotky wattů, čili zde již není nutné požadovat co nejvyšší účinnost, ale raději se zaměřit na linearitu. Substrát, na který jsou oba stupně navrhovány, byl zvolen běžně dostupný FR4, zejména z důvodu nízké ceny. I když tento substrát není úplně vhodný pro návrh mikrovlnných obvodů, na tomto relativně nízkém kmitočtu jsou parametry tohoto substrátu dostačující.

2.1 Napájení zesilovače

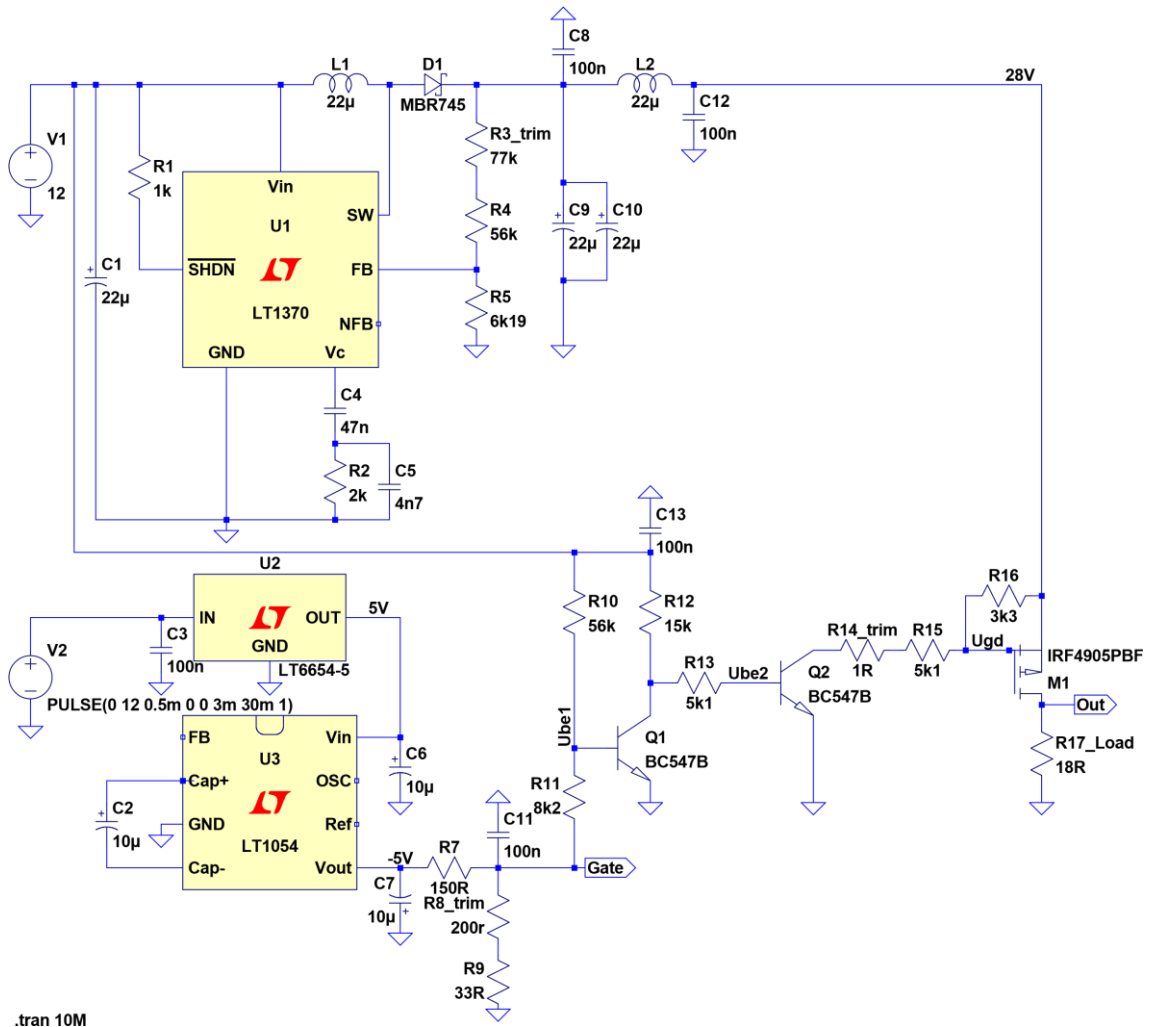
Napájecí obvody jsou nedílnou součástí zesilovačů. Je nutné, aby byly dostatečně dimenzované pro odběr proudu. Zároveň musí být stíněné a dostatečně oddělené od vysokofrekvenční části. Napájecí obvody jsou totiž často tvořeny DC/DC měniči, jejichž rekuperační cívky produkují rušení.

Zesilovač je dvoustupňový, každý stupeň má zvlášť navržené napájecí obvody. Funkčnost napájecích a ochranných obvodů byla simulována v programu LT Spice. Tento program byl vybrán z důvodu, že je volně přístupný ke stažení na stránkách výrobce součástek Linear Technology.

2.1.1 Návrh napájecích obvodů

Zesilovač bude součástí zařízení monitorující pohyb vozidel po letišti a bude napájeno

z automobilové zásuvky 12 V. Oba vysokofrekvenční tranzistory mají mít napájecí napětí 28 V. Měnič z 12 V na 28 V byl použit od firmy Linear Technology, typ LT1370. Velikost výstupního napětí určují rezistory R4, R5 a trimr R3, viz Obr. 2.1.



Obr. 2.1: Schéma napájecích a ochranných obvodů.

Na výstupu měniče jsou zařazeny filtrační kondenzátory C9 a C10. Výběr těchto kondenzátorů je velice kritický na velikost zvlnění výstupního napětí. Tyto kondenzátory musí mít co nejnižší ekvivalentní sériový odpor ESR. Pro filtraci výstupního napětí je zde ještě filtr tvořený cívkou L2 a kondenzátorem C12. Velikost zvlnění výstupního napětí je dle simulace okolo 10 mV.

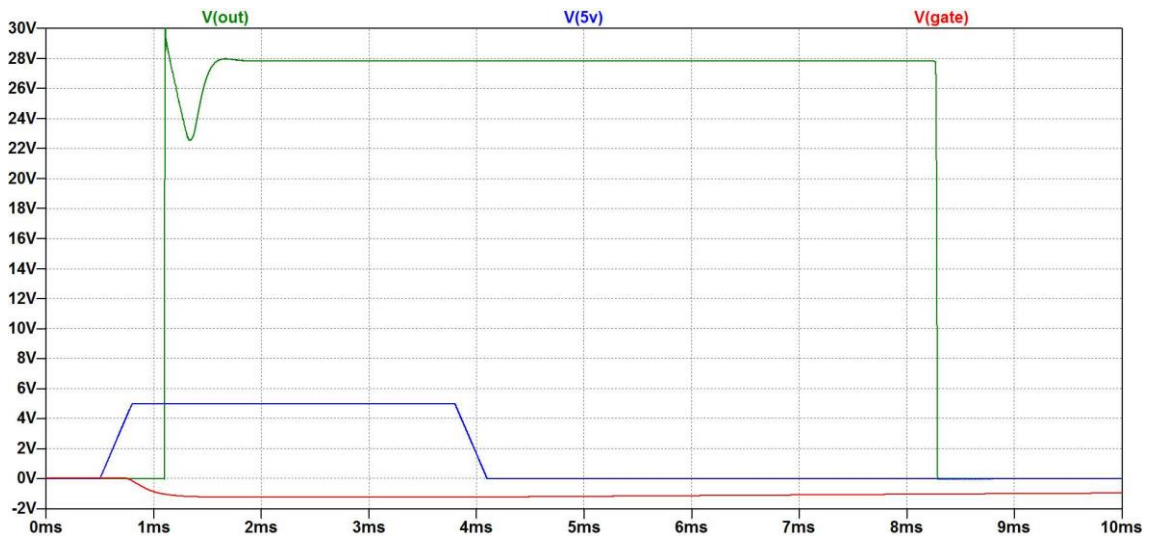
Výstupní napětí lze regulovat trimrem R3 v rozsahu cca od 12,2 V do 32,4 V, ovšem minimální použitelná hodnota je cca 14 V, kvůli zvlnění výstupního napětí.

2.1.2 Ochranné obvody a záporné předpětí

Vysokofrekvenční tranzistory typu GaN potřebují záporné předpětí do gate. To je tvořeno obvodem U3 typu LT1054, který při zapojení na Obr. 2.1 mění kladné napětí na záporné. Před tímto měničem je zařazen 5 V stabilizátor typu 7805, ve schématu U2, z důvodu ochrany vysokofrekvenčních tranzistorů, u kterých je maximální závěrná hodnota napětí -10 V [10], [11]. Maximální záporné napětí za měničem LT1054 je tedy -5 V. Referenční

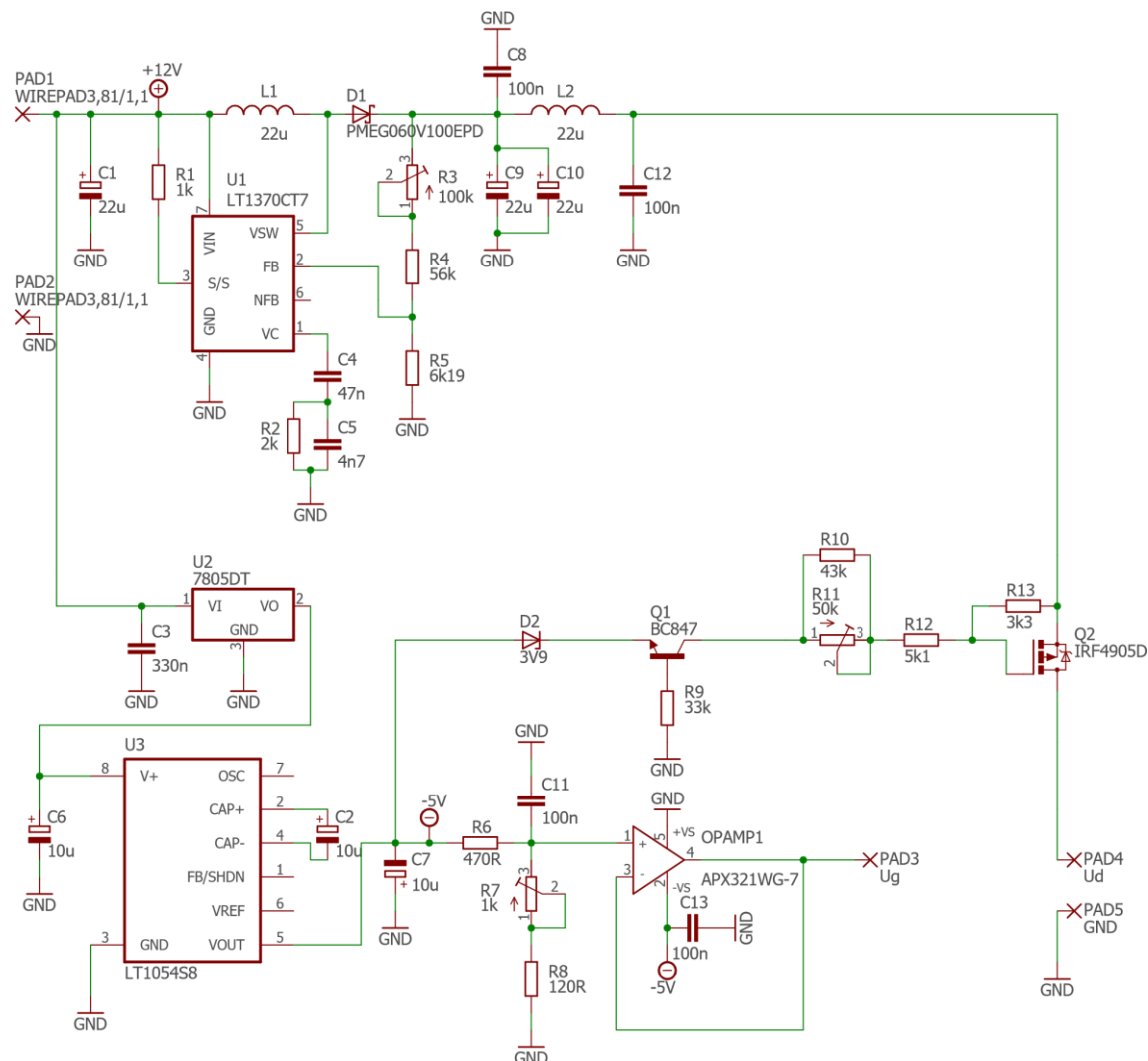
napětí na gate je tvořeno děličem R7, R8 a R9. Toto napětí lze regulovat trimrem R8 v rozsahu -0,94 V až -3,54 V. Rezistor R9 zabráňuje zvýšení záporného předpětí nad -0,94 V při vytočení trimru do krajní polohy.

Dále u tranzistorů tohoto typu je nutné zajistit, že napájecí napětí na drain bude přivedeno až po přivedení záporného předpětí na gate a analogicky při vypínání musí být nejprve odpojeno napájecí napětí na drainu a poté záporné předpětí na gate. Splnění této podmínky zajišťují ochranné obvody, které se skládají ze spínače, tvořeného výkonovým P-MOSFET tranzistorem, ve schématu na Obr. 2.1 označeného jako M1. Tento MOSFET je řízen dvěma tranzistory Q1 a Q2 typu BC547. Děličem R10, R11 se nastavuje, při jakém napětí na gate se otevře výkonový MOSFET a tím se přivede napájecí napětí na drain. V tomto případě se MOSFET otevře při napětí nižší než -1, viz Obr. 2.2.



Obr. 2.2: Časové konstanty napájecích a ochranných obvodů.

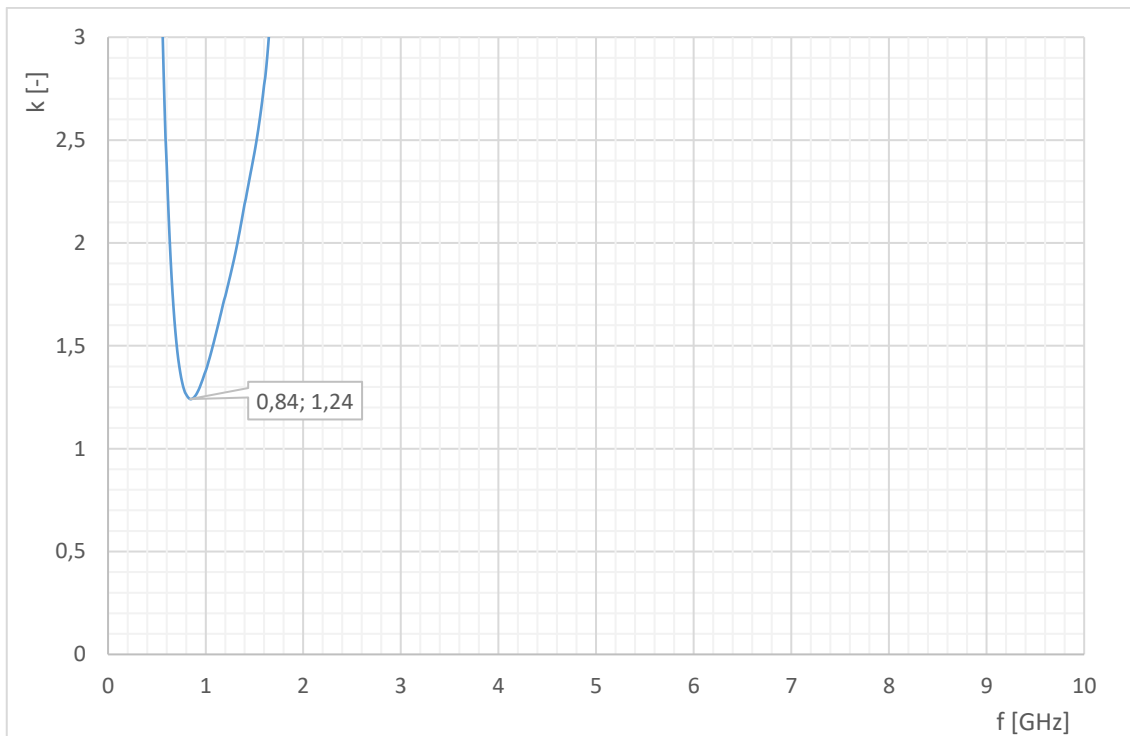
Jak se později ukázalo, odporový dělič za měničem U3 (Obr. 2.1) nebyl dostatečně tvrdým zdrojem a nedokázal dodat požadované množství proudu do gate. Proto byl na výstup děliče zařazen operační zesilovač v zapojení napěťový sledovač. Ten je napájen pouze záporným napětím, aby se v případě zničení operačního zesilovače neobjevilo kladné napětí na gate. Dále byly upraveny ochranné obvody. Záporné předpětí nově nebylo snímáno z výstupu děliče, který určuje velikost záporného předpětí na gate, ale z výstupu měniče U3. Tranzistory Q1 a Q2 z původního zapojení byly nahrazeny jediným tranzistorem zapojeným se společnou bází. Tím došlo ke zjednodušení celého obvodu. Odporový dělič, který nastavoval otevírání výkonového MOSFETu, byl nahrazen zenerovou diodou. Schéma nového zapojení je na Obr. 2.3.



Obr. 2.3: Upravené schéma napájecích a ochranných obvodů.

2.2 Návrh budiče

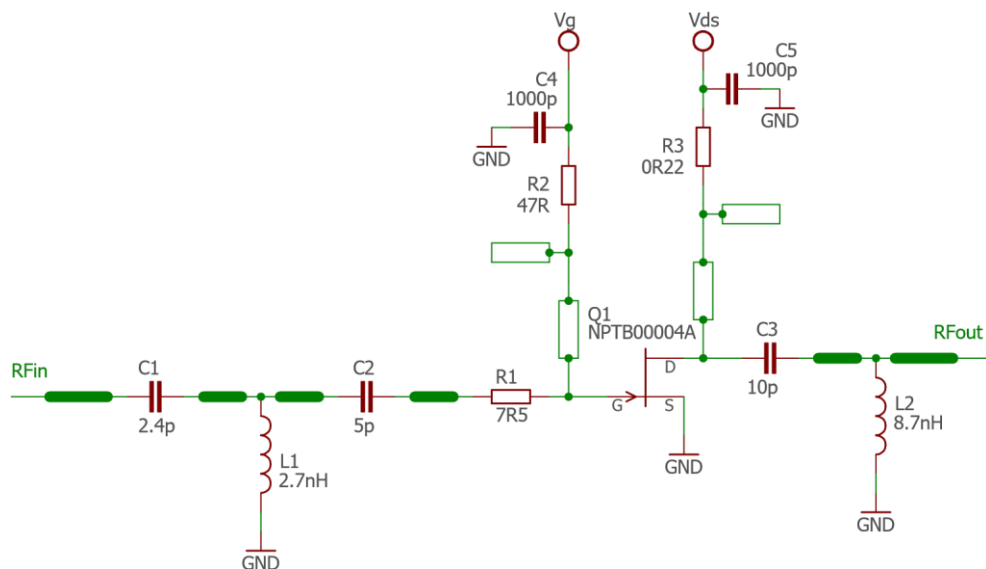
První stupeň je realizován pomocí tranzistoru typu NPTB00004A od firmy Macom [10]. Tranzistor je vyroben technologií GaN-on-Si. Při výběru tranzistorů bylo požadováno, aby cena tranzistorů byla pokud možno co nejnižší. Proto byl vybrán tranzistor s plastovým pouzdem. Pro simulaci vysokofrekvenčních obvodů byl použit program Ansys Designer. Při návrhu přizpůsobovacích obvodů byla snaha použít k přizpůsobení úseky vedení kromě oddělovacích kondenzátorů. Tranzistor byl ovšem nestabilní na mnoha kmitočtech. Pro zlepšení stability byl zařazen do vstupního přizpůsobovacího obvodu rezistor, viz Obr. 2.5. Tím došlo celkově ke zlepšení stability, ovšem na nízkých kmitočtech tranzistor stále kmital. Proto byly v přizpůsobovacích obvodech použity reálné cívky. Rolletův činitel stability přizpůsobeného prvního stupně je zobrazen v grafu na Obr. 2.4.



Obr. 2.4: Rolletův činitel stability budiče.

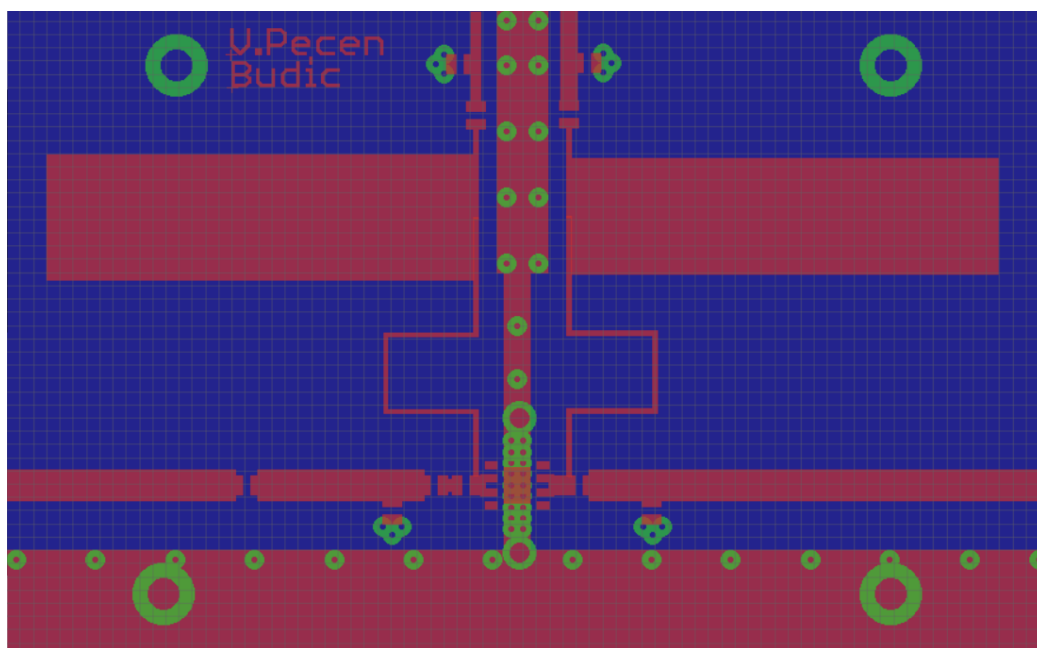
Prizpůsobovací obvody budiče byly nakonec vyrobeny z diskretních součástek. Úseky vedení mezi jednotlivými součástkami tvořící prizpůsobovací obvody mají impedanci 50Ω , viz Obr. 2.5.

Napájecí obvody jsou od vysokofrekvenční signálové cesty odděleny úseky vedení, které tvoří čtvrtvlnný transformátor. Délka úseků vedení je $\lambda/4$ a jejich vstupní impedance je vysoká v bodě, kde se spojuje se signálovou trasou. Na druhém konci, v místě, kde se přivádí napájení, je impedance ideálně nulová. Na konci úseku vedení byl připojen praporek, tedy rovněž úsek vedení o délce $\lambda/4$ na konci otevřený. Tím je opět docíleno, že v bodě, kde se praporek napojuje na konec čtvrtvlnného transformátoru, je impedance ideálně nulová. Tento praporek musí být co nejširší a naopak úsek vedení spojující signálovou část s napájecími obvody, musí být co nejtenčí, ale s ohledem na velikost protékajícího proudu a na možnosti výroby. Velikost protékajícího proudu u budiče není tolik kritická. Pokud se zahrnou do výpočtu protékajícího proudu mezní hodnoty, tak výstupní výkon bude 5 W, napájecí napětí je 28 V, čili protékající proud by byl po zaokrouhlení 0,18 A. Účinnost tranzistoru na požadovaném kmitočtu je dle katalogového listu výrobce okolo 60 % [10]. Z toho lze jednoduše pomocí trojčlenky vypočítat celkový maximální možný protékající proud 0,3 A. Z křivek pro oteplení mikropásku protékajícím proudem se poté snadno odvodí minimální šířka mikropásku [12]. Pro proud 0,3 A a oteplení mikropásku o $10 \text{ }^\circ\text{C}$ vychází minimální šířka spoje cca na 0,1 mm. Je tedy zřejmé, že větší problém pro širší spoje představuje technologie výroby než oteplení mikropásku. Pro výpočet proudového zatížení spoje lze na webu nalézt také spoustu programů, čili není nutné určovat širší spoje z grafů, kde odečty nejsou tolik přesné.



Obr. 2.5: Schématické zapojení budiče.

Napájecí úsek, který tvoří vysokou impedanci pro signálovou trasu, byl meandrovitě složen, kvůli zmenšení celkových rozměrů substrátu, viz Obr. 2.6. Vliv takto upravené trasy na celkové přizpůsobení nebyl odsimulován, jelikož Ansys Designer neumí do simulace zahrnout meandrovitě složenou trasu. Mezi napájecí vedení byla vložena zem z důvodu zamezení možného vzniku vzájemné vazby. Celkové rozměry desky jsou 100×62 mm.



Obr. 2.6: Deska plošného spoje budiče.

2.2.1 Návrh chladiče pro budič

Jak bylo uvedeno v kapitole 1.4, výkonové tranzistory je nutné dostatečně chladit, protože produkují velké množství odpadního tepla. Výpočet chladiče u typu pouzdra tranzistoru, který je zde použit, není vůbec jednoduchý, jelikož se obtížně určuje tepelný

odpor mezi tranzistorem a chladičem θ_{CS} . Obvykle mají vysokofrekvenční výkonové tranzistory kovová pouzdra. V místě tranzistoru se do plošného spoje vyřízne díra a tranzistor se přišroubuje přímo na chladič. Mezi tranzistor a chladič se nanese teplovodivá pasta. Tím se zajistí dokonalé spojení tranzistoru s chladičem a tepelný odpor mezi tranzistorem a chladičem je minimální. Zde má tranzistor plastové pouzdro. Tranzistor je připájen na povrchu plošného spoje, čili tepelný odpor θ_{CS} je tvořen přechodem mezi součástkou a substrátem FR4, samotným substrátem, a poté spojením chladiče se substrátem.

Výrobce tranzistoru má na svých stránkách popsán postup výpočtu chladiče a několik doporučení zajišťující dostatečný odvod tepla [18]. Jelikož je součástka připájena na povrch substrátu, základem je pevné spojení substrátu s chladičem. To je zajištěno pomocí dvou šroubů v těsné blízkosti součástky a teplovodivou pastou mezi substrátem a chladičem. Teplovodivá pasta obsahuje příměsi stříbra. To zlepšuje její teplovodivé vlastnosti. Jsou zde dvě možnosti, jak zajistit spojení pouzdra součástky s chladičem. Jedna možnost je vyrobít do substrátu pole prokovů přímo pod součástkou. Hodnota tepelného odporu zde závisí na množství prokovů, jejich průměru a vrstvě pokovení a na tloušťce substrátu. Dále tepelný odpor snižuje vyplnění prokovů cínem. Druhou možností je vyříznout pod součástkou do substrátu díru a vložit do ní měděný plíšek. Tato verze je výhodnější v tom, že má nižší tepelný odpor, a proto je možné odvádět větší množství ztrátového tepla. Zde, v konstrukci budiče, byla použita varianta s prokovenými dírami, viz Obr. 2.6. Tato verze je snadnější na výrobu a měla by být pro budič dostačující vzhledem k tomu, že tranzistor bude vyladěn do třídy B, čili nepoteče jím žádný, respektive minimální klidový proud. Díky tomu je účinnost tranzistoru vyšší oproti třídě A. Další důležitou věcí je, že zesilovač bude pracovat v pulzním režimu, což opět snižuje střední hodnotu ztrátového výkonu.

Při návrhu chladiče je nicméně nutné brát v potaz, že při ožívování zesilovače je nejprve nastaven určitý klidový proud, při kterém výrobce měřil s-parametry tranzistoru a měření probíhá v CW režimu. Proto při ožívování tranzistor produkuje větší množství ztrátového tepla v porovnání s běžným provozem, kdy už je celý zesilovač odladěn a provozován v pulzním režimu. Na toto je nutné si dávat pozor také při samotném ožívování a měření zesilovače.

Výpočet chladiče vychází z kapitoly 1.4. V katalogu součástky výrobce [10] je udávaná maximální teplota polovodičového přechodu $T_J = 200\text{ }^\circ\text{C}$. Při výpočtu je nutné počítat s určitou rezervou, čili zvolená teplota přechodu bude $180\text{ }^\circ\text{C}$. Okolní teplota T_A bude zvolena $30\text{ }^\circ\text{C}$. Tepelný odpor mezi polovodičovým přechodem a pouzdrém součástky θ_{JC} je dle katalogu výrobce $15\text{ }^\circ\text{C/W}$. Hodnotu tepelného odporu mezi pouzdrém součástky a substrátem lze zanedbat, protože součástka je k substrátu připájena. Tepelný odpor substrátu s prokovy bude okolo $5\text{ }^\circ\text{C/W}$. Tato hodnota se velmi obtížně určuje. Výrobce udává hodnotu tepelného odporu prokoveného substrátu $3,8\text{ }^\circ\text{C/W}$ [18]. Prokovy mají mít průměr $0,33\text{ mm}$ a rozestup mezi dvěma prokovy má být rovněž $0,33\text{ mm}$. Zde kvůli omezeným možnostem výroby nemohou být prokovy menší než $0,5\text{ mm}$ a rozestup také minimálně $0,5\text{ mm}$. Z toho důvodu bude pod tranzistorem menší počet prokovů, než doporučuje výrobce, čímž dochází ke zvýšení tepelného odporu. Relativně přesnou hodnotu tepelného odporu substrátu je možné získat tak, že se jedna strana substrátu zahřeje na určitou teplotu, a poté se změří teplota na druhé straně prokoveného substrátu. Z rozdílu teplot se poté dopočítá požadovaný tepelný odpor. Zde bohužel nebyl k dispozici žádný přesný teploměr, proto bylo od této metody upuštěno.

Tepelný odpor mezi substrátem a chladičem lze opět zanedbat, jelikož mezi chladič a substrát byla nanášena teplovodivá pasta s příměsí stříbra, která má díky přidanému stříbru velmi dobré teplovodivé vlastnosti. Ztrátový výkon tranzistoru P_D bude maximálně 5 W.

Parametry chladiče byly získány dosazením parametrů tranzistoru z katalogu výrobce [10], [18] do rovnice 1.1 pro výpočet tepelného odporu soustavy.

$$T_J - T_A = (\theta_{JC} + \theta_{CS} + \theta_{SA}) \times P_D$$

$$180 - 30 = (15 + 5 + \theta_{SA}) \times 5$$

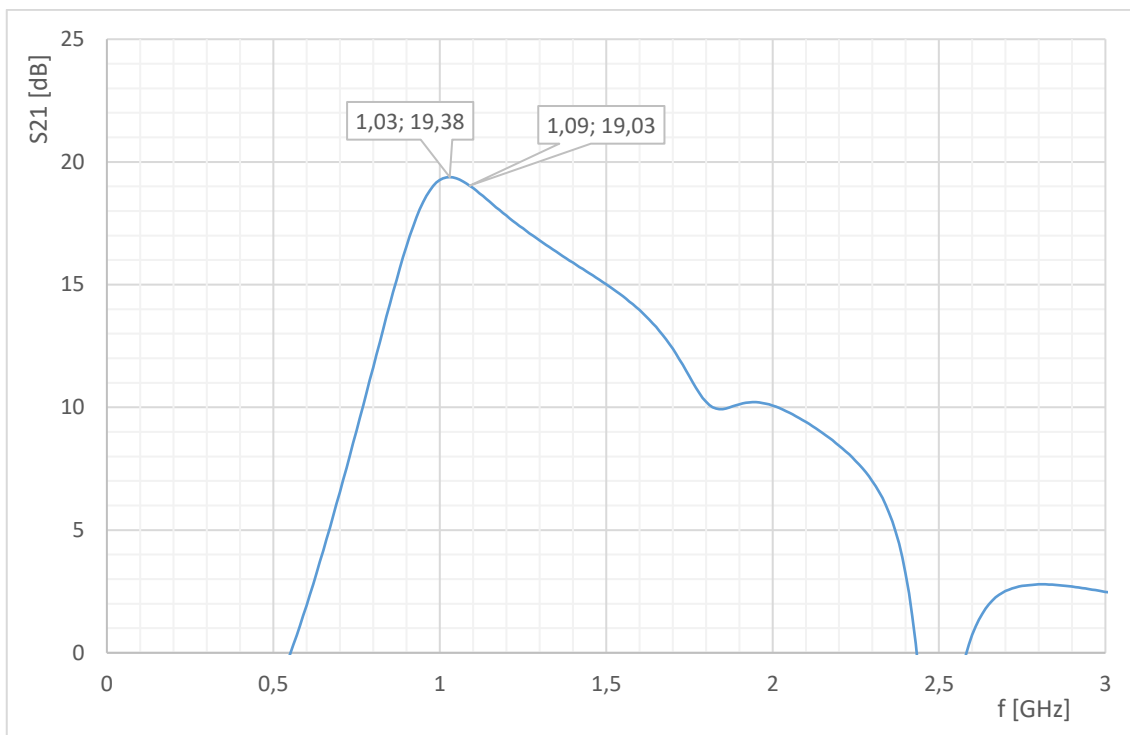
$$\theta_{SA} = \frac{150}{5} - 20$$

$$\theta_{SA} = 10 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

Z výpočtu vyplývá, že chladič pro první stupeň musí mít tepelný odpor nižší než $10 \text{ } ^\circ\text{C/W}$. Vybrán byl chladič s tepelným odporem $2,5 \text{ } ^\circ\text{C/W}$. Jak bylo uvedeno výše, doba životnosti polovodičové součástky závisí mimo jiné na teplotě. Čím je nižší teplota polovodičového přechodu, tím se prodlužuje životnost samotné součástky.

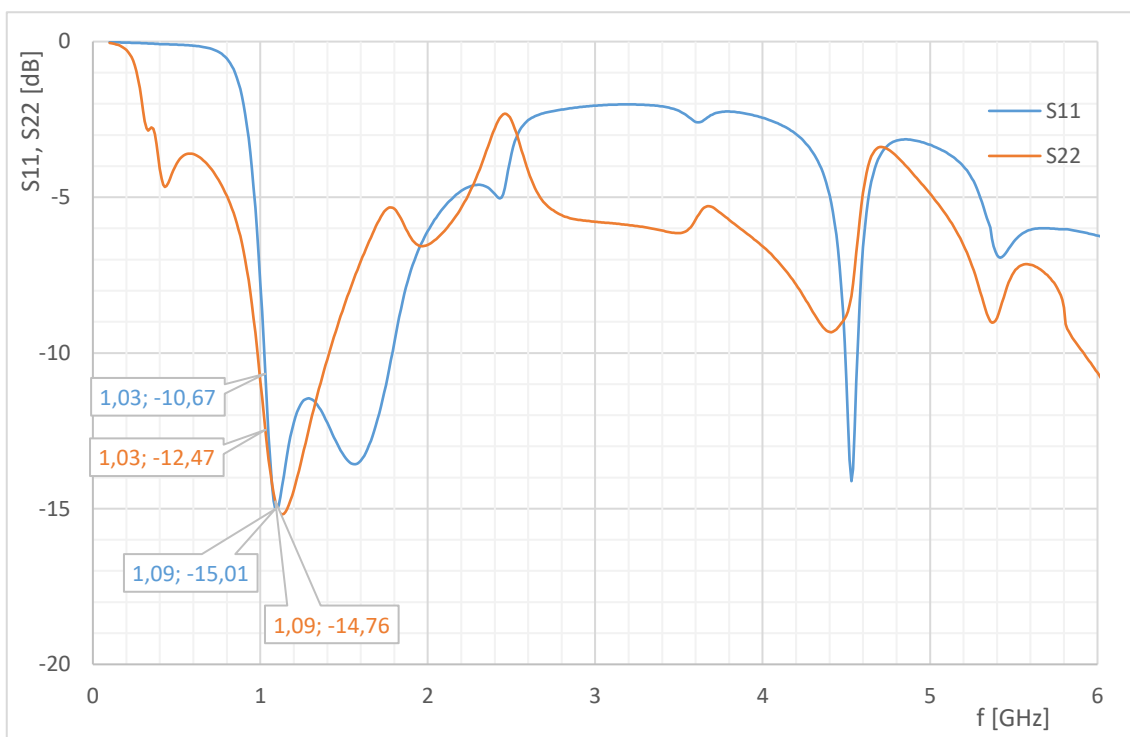
2.2.2 Výsledky simulací budiče

V katalogu výrobce je psáno, že tranzistor má typicky zisk 16 dB na kmitočtu 2500 MHz. Zde se podařilo v simulaci dosáhnout na kmitočtu 1090 MHz po vyladění přizpůsobovacích obvodů zisku cca 19 dB, viz Obr. 2.7. Tento zisk ve výsledku bude o něco nižší, protože k simulaci byly použity s-parametry od výrobce, které byly měřeny při klidovém proudu 50 mA. První stupeň zesilovače bude vyladěn do třídy B, tedy klidový proud tekoucí prvním stupněm bude nižší, tranzistor bude pracovat mírně v nelineární oblasti a tím se sníží jeho zisk. V grafu je také zobrazena hodnota zisku na kmitočtu 1030 MHz. Jeho hodnota činí cca 19,3 dB. Zisk na tomto kmitočtu je zajímavý z hlediska rozšířeného využití zesilovače. Jak bylo uvedeno výše, je zde možnost, že by zesilovač mohl být součástí odpovídáče u letadel. Zařízení v tomto případě musí umět vysílat také dotazy na kmitočtu 1030 MHz. Toho využívá systém ACAS (Airborne Collision Avoidance System), což je letecký antikolizní systém definovaný v evropských normách. Normy pro tento systém vydává ICAO [9]. Ve Spojených státech amerických mají systém definovaný jako TCAS (Traffic alert & Collision Avoidance System). Normy pro tento systém vydává Federální letecký úřad FAA (Federal Aviation Administration) [13]. V dnešní době jsou oba systémy spolu kompatibilní.



Obr. 2.7: Budič – zisk.

V grafu na Obr. 2.8 jsou zobrazeny průběhy činitele odrazu na vstupu a výstupu. Na požadovaném kmitočtu 1090 MHz je činitel odrazu okolo -15 dB. Podstatné je, že na všech kmitočtech jsou hodnoty činitele odrazu nižší než nula. Pouze na nízkých kmitočtech se blíží nule. To je dáno cívkami proti zemi v přizpůsobovacích obvodech.

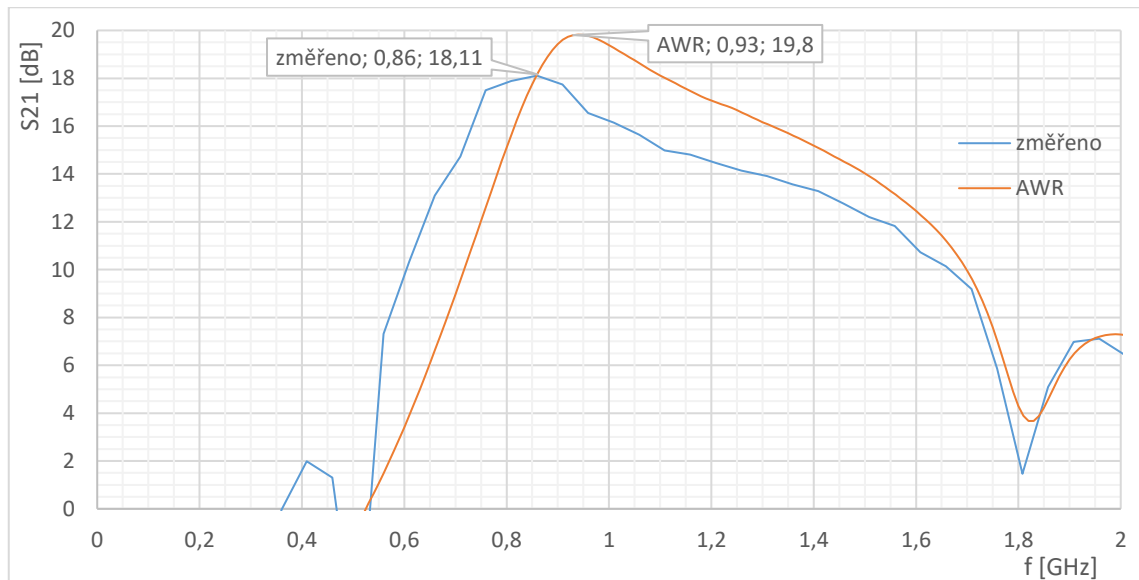


Obr. 2.8: Budič – činitel odrazu na vstupu a výstupu.

2.2.3 Naměřené hodnoty budiče

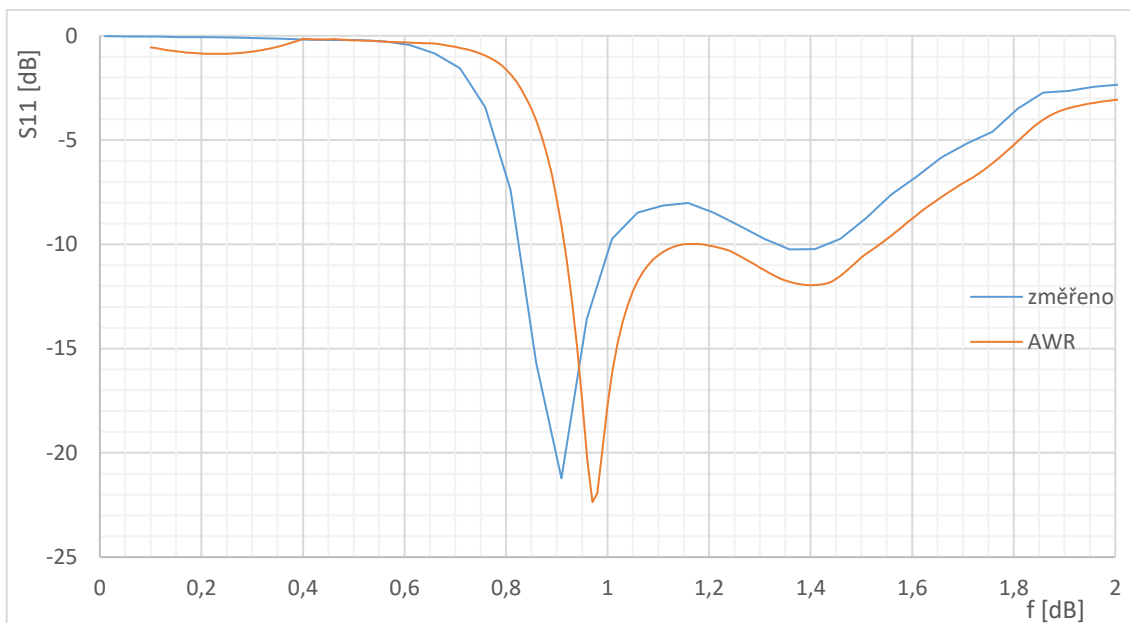
Po sestavení a oživení prvního stupně zesilovače byly proměřeny malosignálové s-parametry pro porovnání reálných výsledků se simulací. Před měřením bylo nutné provést napájecí sekvenci tak, jak udává výrobce v katalogovém listu [10]. Nejdříve se zatíží výstup zesilovače, dále se nastaví pracovní bod tranzistoru pomocí záporného předpětí na gate a napájecí napětí na drain, a poté se na vstup přivede RF signál. Pokud by se v této sekvenci udělala změna, tedy nejprve by se zatížil výstup zesilovače, poté přivedl RF signál a až na závěr by se zapnulo napájecí napětí, tranzistor se rozkmitá.

Podle simulace z programu Ansys Designer měl mít tranzistor nejvyšší zisk okolo kmitočtu 1030 MHz, Obr. 2.7. Jak je z grafu na Obr. 2.9 patrné, první stupeň po změření měl nejvyšší zisk okolo kmitočtu 860 MHz a na požadovaném kmitočtu 1090 MHz byl zisk o 3 dB nižší oproti maximálnímu zisku. Rozdíl oproti simulaci byl způsoben zejména tím, že v simulaci byly použity ideální prvky. Z toho důvodu byla provedena nová simulace v programu AWR Microwave Office, jehož knihovny obsahují parametry reálných součástek. Hodnota zisku ze simulace s reálnými součástkami se již blíží skutečně naměřené hodnotě. Další rozdíl je způsoben s-parametry, které byly použity v simulaci. Výrobce poskytuje s-parametry pro typ tranzistoru, nikoliv pro konkrétní kus. Proto se s-parametry u každého kusu tranzistoru mírně liší. Dále nebyl v simulaci zahrnut vliv konektorů. Měření probíhalo při nastaveném klidovém proudu 50 mA, což znamená, že tranzistor byl vyladěn do třídy A.



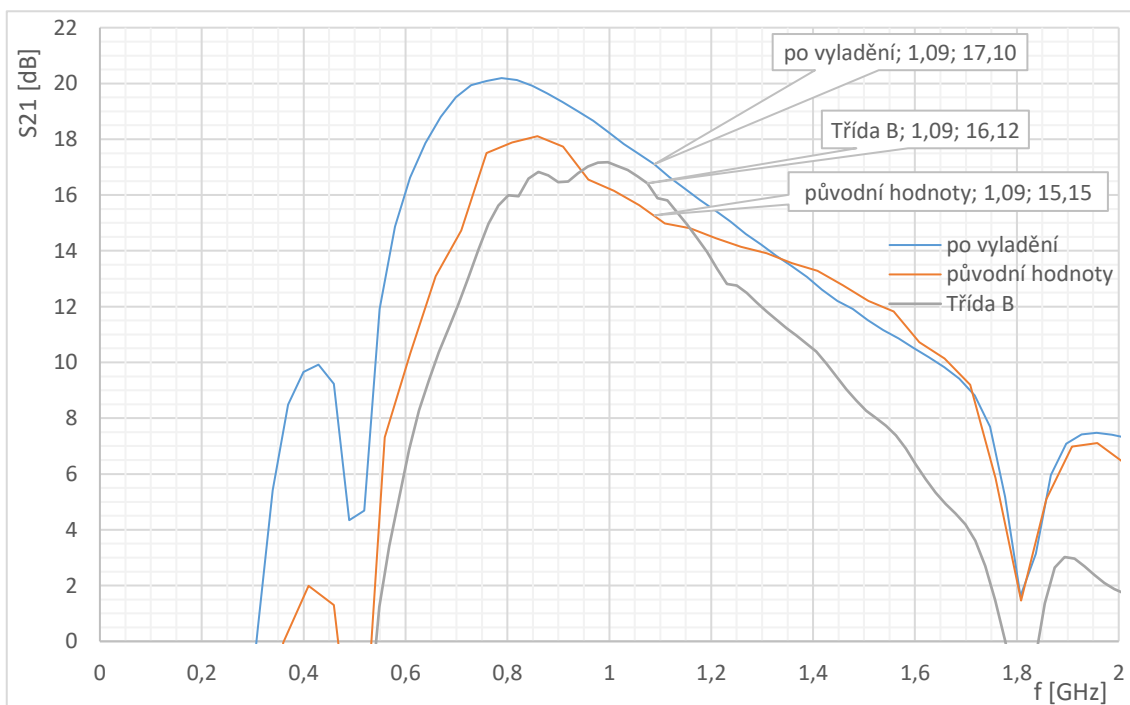
Obr. 2.9: Zisk budiče – porovnání skutečně naměřených hodnot se simulací z programu AWR.

Dále byl do grafu vnesen činitel odrazu na vstupu S11 v závislosti na kmitočtu, Obr. 2.10. I zde je zřejmé, že tranzistor měl nejlepší přizpůsobení okolo kmitočtu 900 MHz. Do grafu byla společně s naměřenou hodnotou činitele odrazu na vstupu vynesena také simulovaná hodnota s reálnými součástkami. Reálně naměřený průběh tvarově odpovídá simulaci, nicméně je kmitočtově posunutý. Činitel odrazu na výstupu nebyl změřen, jelikož na výstupu zesilovače při měření byl zařazen atenuátor s útlumem 30 dB, a proto měření parametru S22 nedávalo smysl.



Obr. 2.10: Činitel odrazu na vstupu budiče - porovnání skutečně naměřených hodnot se simulací z programu AWR.

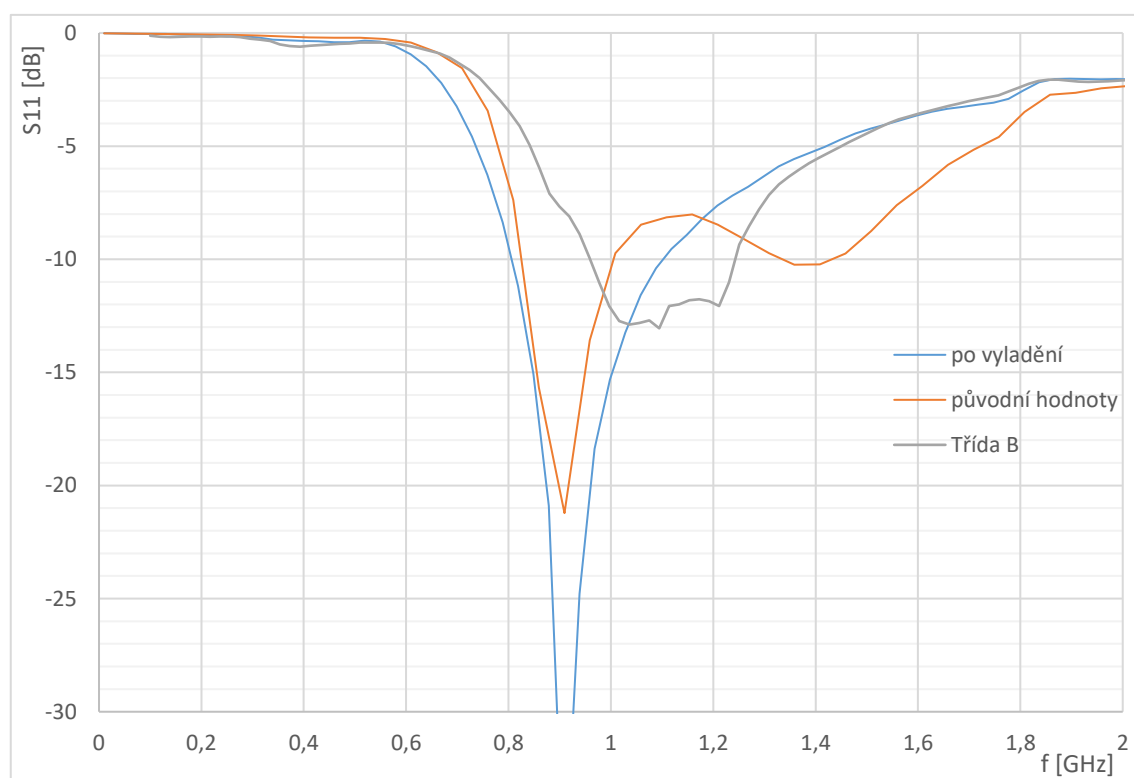
Následně bylo nutné první stupeň doladit. V přizpůsobovacích obvodech byly vyměněny některé součástky. Kondenzátor C1 byl vyměněn za kondenzátor s hodnotou 5,1 pF, kondenzátor C2 na hodnotu 6,8 pF, rezistor R1 na 6,8 Ω a kondenzátor C3 na hodnotu 47 pF, viz schéma zapojení budiče na Obr. 2.5. Díky těmto změnám se zvýšil zisk cca o 2 dB na požadovaném kmitočtu, viz Obr. 2.11, ale nejvyšší zisk je stále na kmitočtu okolo 800 MHz. Aby bylo možné posunout nejvyšší zisk na požadovaný kmitočet, musela by se změnit délka přizpůsobovacích úseků. To u hotové desky již není možné.



Obr. 2.11: Porovnání zisku budiče po výměně součástek v přizpůsobovacích obvodech.

Poté byl nastaven klidový proud tranzistoru na 0 mA, čili zesilovač byl vyladěn do třídy B. Hodnota budícího výkonu byla 10 dBm, což je maximální výkon, který je vektorový obvodový analyzátor schopen do tranzistoru dodat. Tranzistor tedy pracoval v nelineárním režimu a výstupní výkon zesilovače nedosahoval maximálních možných hodnot. Proto naměřená hodnota zisku je nižší oproti vybuzení tranzistoru téměř do saturace. Jak lze ze zobrazených průběhů zisku vyčíst, pokud je tranzistor provozován ve třídě B nebo C, oproti návrhu, který je za pomoci s-parametrů vyladěn do třídy A, dojde ke změně maximální hodnoty zisku jak frekvenčně, tak amplitudově.

Na Obr. 2.12 je zobrazen průběh činitele odrazu na vstupu prvního stupně zesilovače. V grafu je vidět, že se zlepšilo přizpůsobení na vstupu. Podle parametru S11 je tranzistor nejlépe přizpůsoben na kmitočtu 900 MHz. Na požadovaném kmitočtu se dosahuje vstupního činitele odrazu okolo -11 dB. Poté, co byl tranzistor vyladěn do třídy B, je ze zobrazených průběhů vidět, že se přizpůsobení posunulo na vyšší kmitočty, přibližně do požadované oblasti. Zesilovač byl měřen malosignálově. Při maximálním vybuzení může dojít k mírné změně v přizpůsobení. Vzhledem k nelineárnímu průběhu zisku by byl při vyšším buzení vyšší zisk.

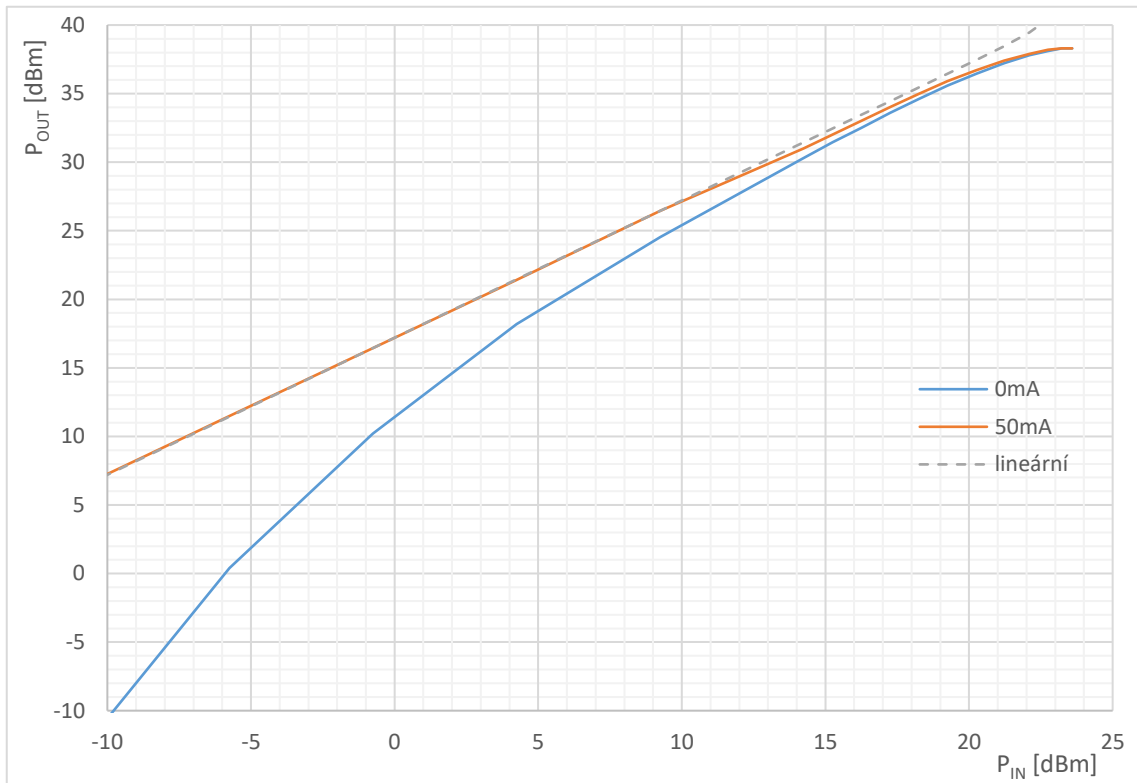


Obr. 2.12: Porovnání činitele odrazu na vstupu budiče po výměně součástek v přizpůsobovacích obvodech.

2.2.4 Přenosová charakteristika budiče

Na Obr. 2.13 je zobrazena přenosová charakteristika prvního stupně zesilovače. Oranžový průběh byl měřen při vyladění tranzistoru do třídy A, s klidovým proudem 50 mA. Z grafu je zřejmé, že tranzistor má ve třídě A lineární průběh a od určité hodnoty výstupního výkonu přechází plynule do saturace. Jednodedbelová komprese nastává při výstupním výkonu 37 dBm. Při tomto výstupním výkonu má tranzistor zisk 16,3 dB.

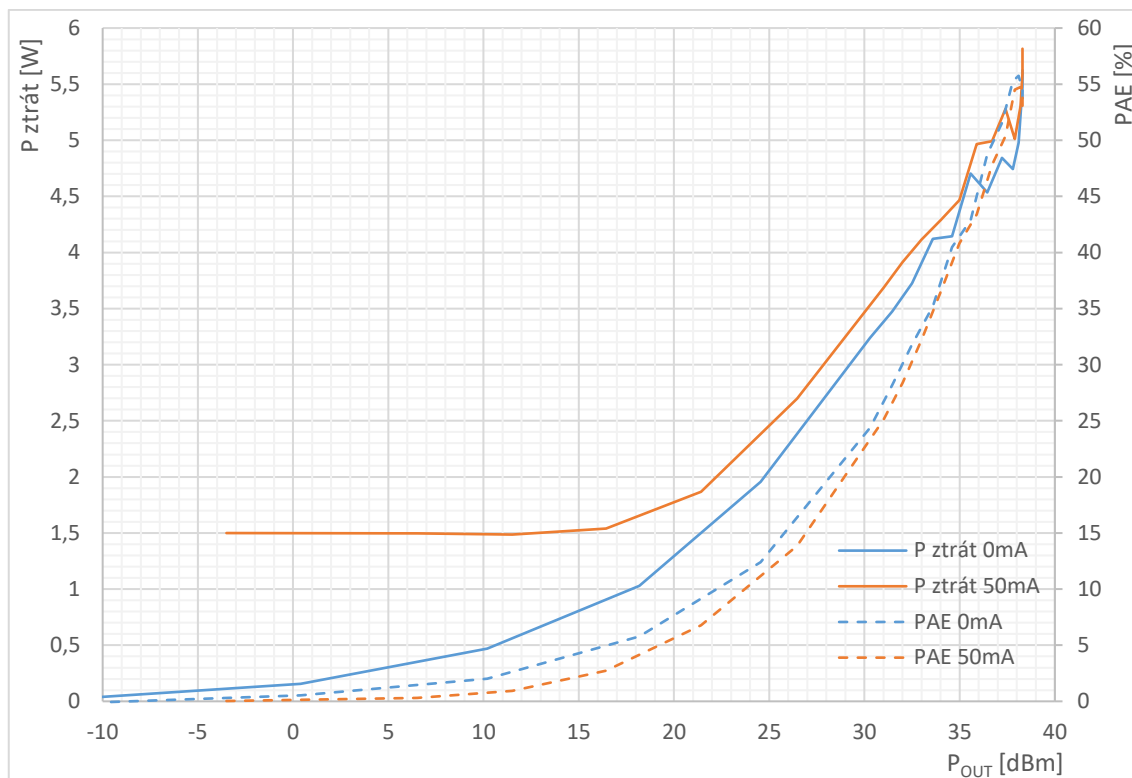
Oproti tomu modrý průběh byl měřen při klidovém proudu 0 mA, čili tranzistor byl vyladěn do třídy B. Jak se dalo předpokládat, průběh je nelineární a tranzistor má nižší zisk oproti třídě A, zejména při nižším buzení. Při výstupním výkonu 37 dBm je zisk tranzistoru 16 dB. Pokud by tedy byl tranzistor provozován v bodě jednodéciblové komprese, zisk tranzistoru ve třídě B je pouze o 0,3 dB nižší oproti tranzistoru, který je vyladěn do třídy A.



Obr. 2.13: Přenosová charakteristika budiče.

2.2.5 Ztrátový výkon a účinnost budiče

Na Obr. 2.14 je zobrazena závislost ztrátového výkonu a přidané výkonové účinnosti na velikosti výstupního výkonu. Oranžový průběh byl měřen při klidovém proudu 50 mA, tranzistor byl tedy vyladěn do třídy A. Z průběhu ztrátového výkonu je vidět, že při nulovém buzení se na tranzistoru ztrácí cca 1,5 W výkonu a účinnost je malá. S rostoucím výstupním výkonem účinnost roste. V bodě jednodéciblové komprese, což představuje výstupní výkon 37 dBm, je přidaná výkonová účinnost okolo 50 %. Oproti tomu zesilovač, který měl klidový proud nulový a pokud na vstup nebyl přiveden signál, neprodukoval žádný ztrátový výkon a dle předpokladu jeho účinnost je vyšší. Při výstupním výkonu 37 dBm se však již rozdíl vyrovnávají. Z grafu je zřejmé, že se výkonové zesilovače ve třídě B pro pulzní aplikace hodí více, než zesilovače ve třídě A, právě kvůli ztrátovému výkonu v době, kdy na zesilovač není přiveden žádný signál. Nevýhodou zesilovačů ve třídě B je nelineární průběh a produkce vyšších harmonických složek.

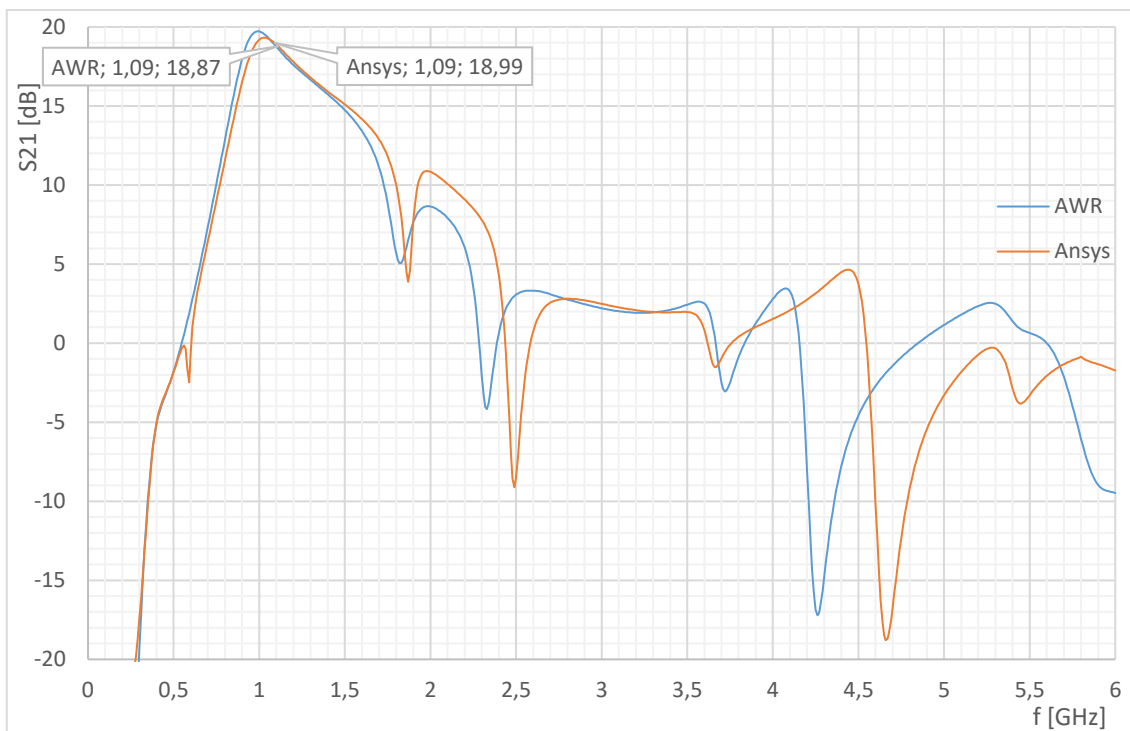


Obr. 2.14: Ztrátový výkon a přidaná výkonová účinnost budiče.

Měření jsou zatížena poměrně velkou chybou při výstupních výkonech vyšších než 33 dBm, jelikož při přivedení signálu na vstup zesilovače dojde k rychlému nárůstu teploty, čímž klesá zisk, velikost výstupního výkonu, a tedy i velikost samotného ztrátového výkonu. Měření probíhalo tím způsobem, že se na okamžik na vstup zesilovače přivedl signál o požadovaném výkonu a odečetla se hodnota výstupního výkonu a velikost proudu tekoucího do tranzistoru.

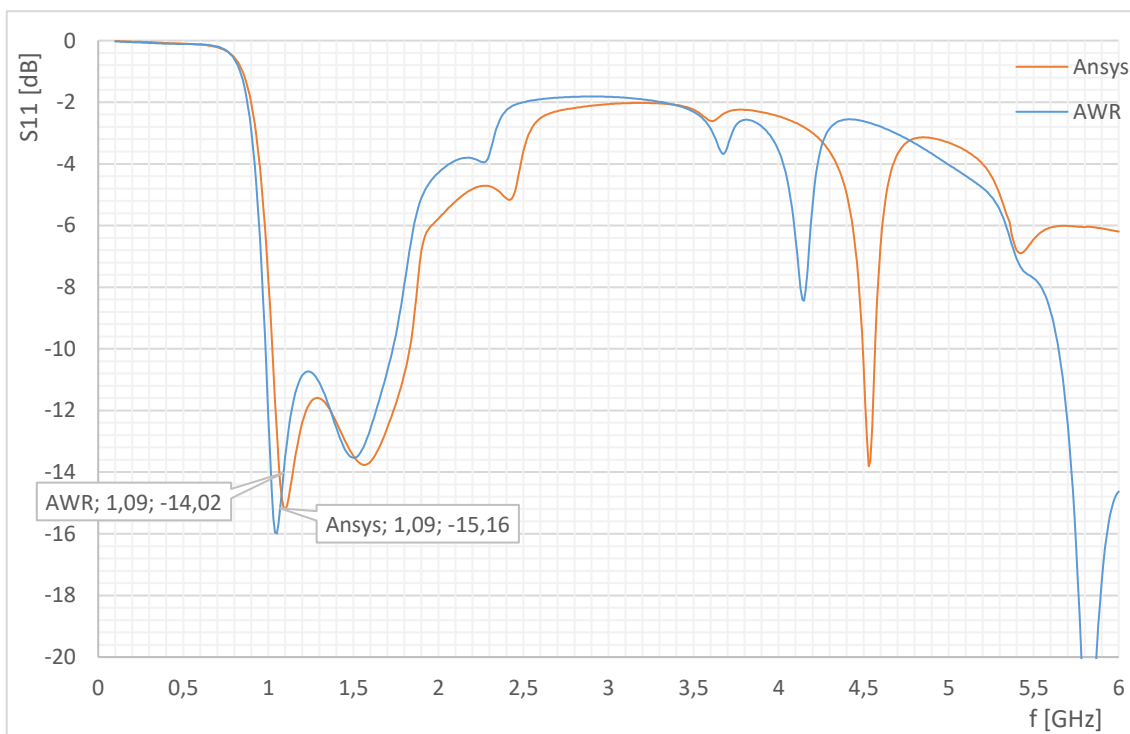
2.3 Porovnání simulačních programů Ansys Designer a AWR Microwave Office

Protože k simulaci vysokofrekvenčních obvodů byly použity dva rozdílné programy, nabízela se tedy možnost porovnání výsledků simulací obou programů. K porovnání byla vybrána simulace prvního stupně zesilovače. V programu AWR byly reálné součástky nahrazeny ideálními a všechny prvky měly stejné parametry jako v programu Ansys Designer.



Obr. 2.15: Porovnání výsledků simulačních programů – zisk.

V prvním grafu na Obr. 2.15 jsou porovnány hodnoty zisku. Na nižších kmitočtech se oba průběhy liší jen minimálně. Na požadovaném kmitočtu 1090 MHz je rozdíl okolo 0,1 dB. Od kmitočtu 2 GHz se simulace začínají více rozcházet, nicméně tvar průběhu je podobný.

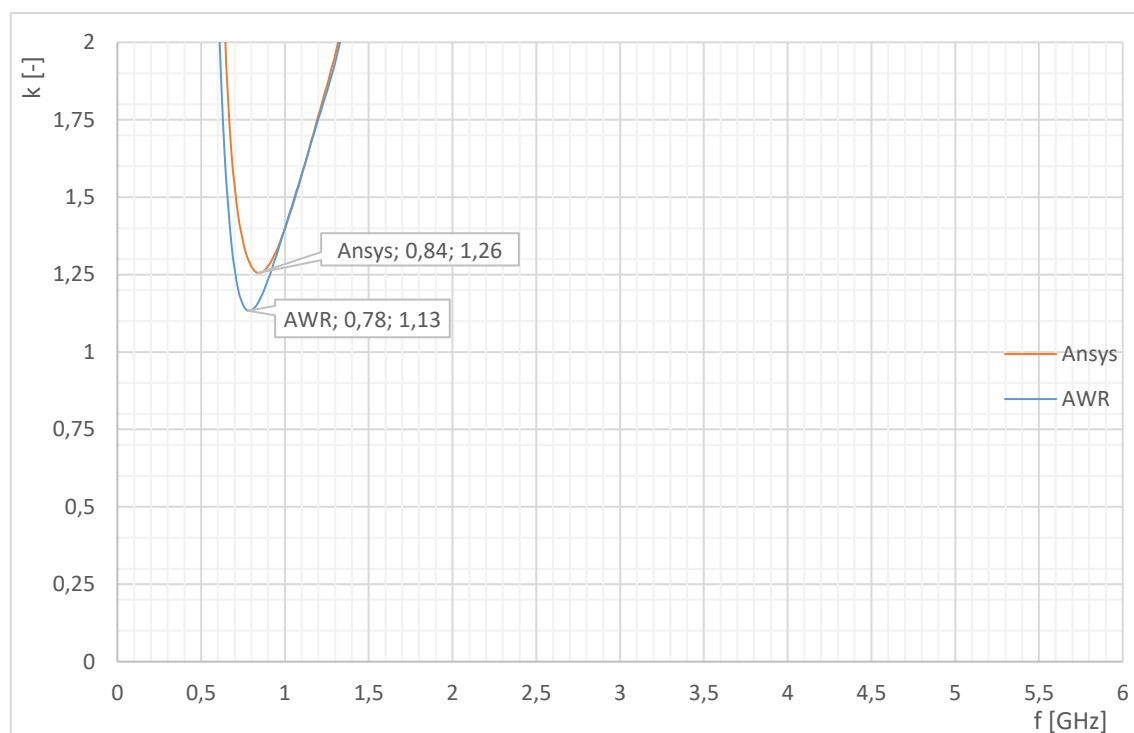


Obr. 2.16: Porovnání výsledků simulačních programů – činitel odrazu na vstupu.

Ve druhém grafu na Obr. 2.16 jsou zobrazeny průběhy činitele odrazu na vstupu. I zde je vidět, že na nižších kmitočtech jsou průběhy podobné, ale začínají se mírně rozcházet již okolo kmitočtu 1 GHz. Nad 3,5 GHz jsou průběhy rozdílné.

Graf s parametrem činitele odrazu na výstupu zde není zobrazen. Průběhy mají podobný charakter, jako u činitele odrazu na vstupu. Na nízkých kmitočtech jsou průběhy téměř totožné a nad kmitočtem 3,5 GHz jsou průběhy rozdílné.

Na Obr. 2.17 je zobrazen průběh Rolletova činitele stability. Zde už rozdíl mezi oběma simulacemi je zřetelnější. To může být problém v případě, že by byl tranzistor vyladěn těsně na hranu stability. V tomto případě, kdy jsou oba průběhy s relativně velkou rezervou větší než 1, není rozdíl až tolik závažný.



Obr. 2.17: Porovnání výsledků simulačních programů – Rolletův činitel stability.

Z výsledků simulací je zřejmé, že každý program používá pro své simulace rozdílné vzorce pro výpočty. Na nízkých kmitočtech jsou výsledky téměř stejné. Nicméně s rostoucím kmitočtem se obě simulace rozcházejí.

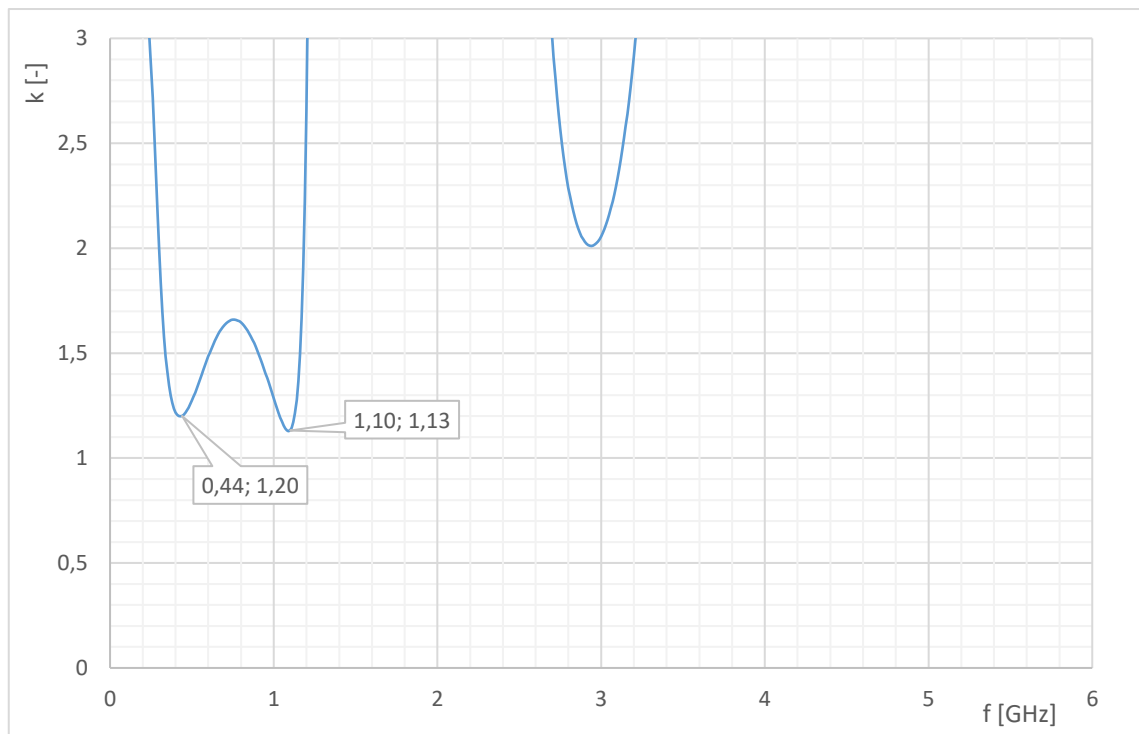
2.4 Návrh koncového stupně

Tranzistor pro druhý stupeň byl vybrán od firmy Nitronex, typ NPT1004. Tento tranzistor má stejný typ pouzdra jako budič a je vyroben stejnou technologií, čili GaN-on-Si [11]. Je to nejlevnější tranzistor typu GaN na trhu v požadovaném kmitočtovém rozsahu a s požadovaným výstupním výkonem. Jak bylo výše uvedeno, nevýhodou tohoto pouzdra je obtížnější chlazení, jelikož source tranzistoru není přišroubován přímo na chladič, ale mezi sourcem a chladičem je deska plošného spoje. To už představuje větší problém oproti prvnímu stupni, jelikož u koncového stupně bude nutné odvést větší ztrátový výkon. Výrobce v katalogovém listu přímo uvádí, že tranzistor je určen pro pulzní

aplikace nebo pro aplikace s nízkou tepelnou zátěží [11]. Koncový stupeň bude pracovat v pulzním režimu a bude vyladěn do třídy C.

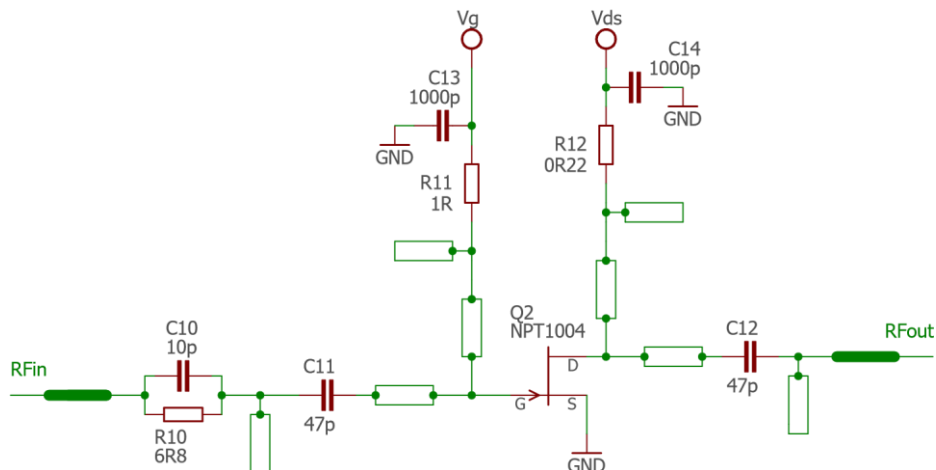
K návrhu zesilovače ve třídě C jsou zapotřebí nelineární parametry tranzistoru. Ty bohužel výrobce nemá k dispozici. Proto pro návrh přizpůsobovacích obvodů byly použity nízkosignálové s-parametry, které jsou volně ke stažení na internetových stránkách výrobce.

Stejně jako u budiče byl u koncového stupně problém se stabilitou. Z toho důvodu byl opět zařazen do přizpůsobovacího obvodu gatu rezistor, viz Obr. 2.19. Tím došlo ke zlepšení stability na všech kmitočtech. Výsledný Rolletův činitel stability je zobrazen na Obr. 2.18.



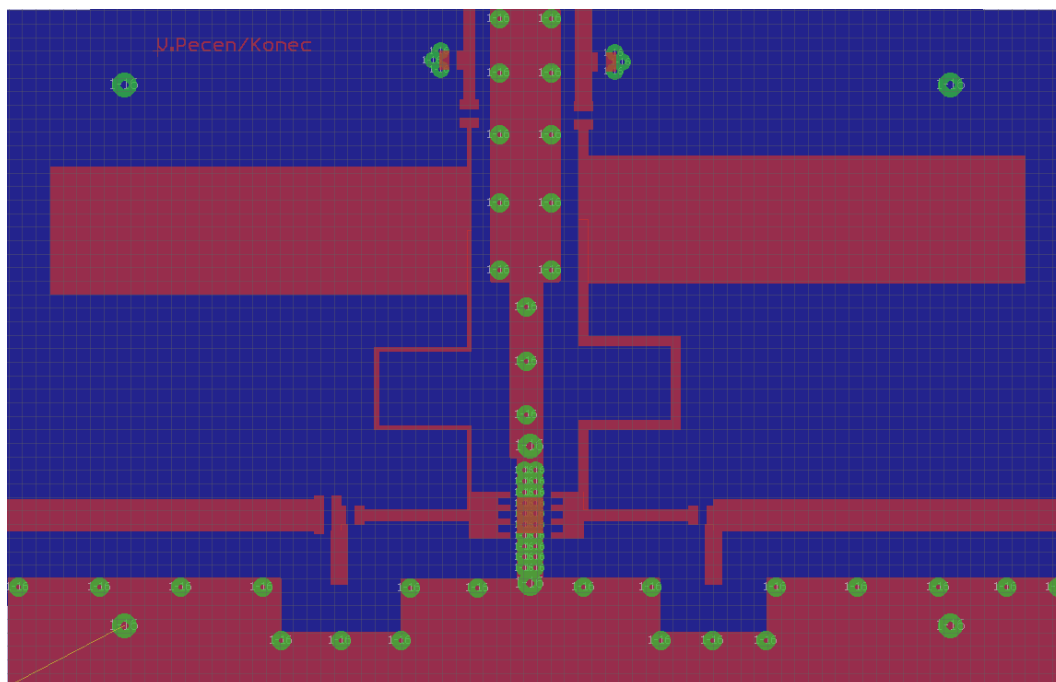
Obr. 2.18: Rolletův činitel stability koncového stupně.

Při vložení odporu do gatu se zlepšila stabilita také na nízkých kmitočtech. Díky tomu bylo možné přizpůsobovací obvody realizovat pomocí úseků vedení. Z diskretních součástí jsou v přizpůsobovacích obvodech zařazeny pouze kondenzátory, které zde jsou kvůli oddělení stejnosměrného napětí a již zmíněný rezistor v gatu. Oddělení vysokofrekvenční části od napájecích obvodů je realizováno stejně jako u budiče úsekem vedení s vysokou impedancí o délce $\lambda/4$ a kapacitním pahýlem rovněž o délce $\lambda/4$ zakončeným na prázdko, viz Obr. 2.19.



Obr. 2.19: Schématické zapojení koncového stupně.

Při návrhu se muselo opět hledět na proudové zatížení trasy. Koncovým stupněm teče větší proud než v budiči, proto bylo nutné vypočítat proudové zatížení trasy. Tranzistor je napájen napětím 28 V [11] a výstupní výkon má být 20 W, s rezervou lze počítat 30 W. Protékající proud by tedy měl být cca 1,1 A. Účinnost tranzistoru je typicky 55 % na kmitočtu 2500 MHz. Pro kmitočet 1090 MHz bude tedy účinnost vyšší o více než 60 %. Opět pomocí trojčlenky lze vypočítat celkový protékající proud tranzistorem, a tedy i trasou. Výsledný proud bude cca 1,8 A. Minimální šířka trasy se poté určí z křivek pro výpočet oteplení mikropásku, popřípadě pomocí příslušného programu. Minimální šířka napájecí trasy tedy vyšla přibližně 0,45 mm při oteplení trasy o 10 °C. Vzhledem k tolerancím výroby a z hlediska větší proudové rezervy byla zvolena širší trasy 0,8 mm. Při simulacích vlivu širší napájecí trasy na velikost útlumu signálu a na velikost činitele odrazu mělo toto zvětšení šířky napájecí trasy zanedbatelný vliv. Celkové rozměry desky jsou 99 × 63,5 mm, viz Obr. 2.20.

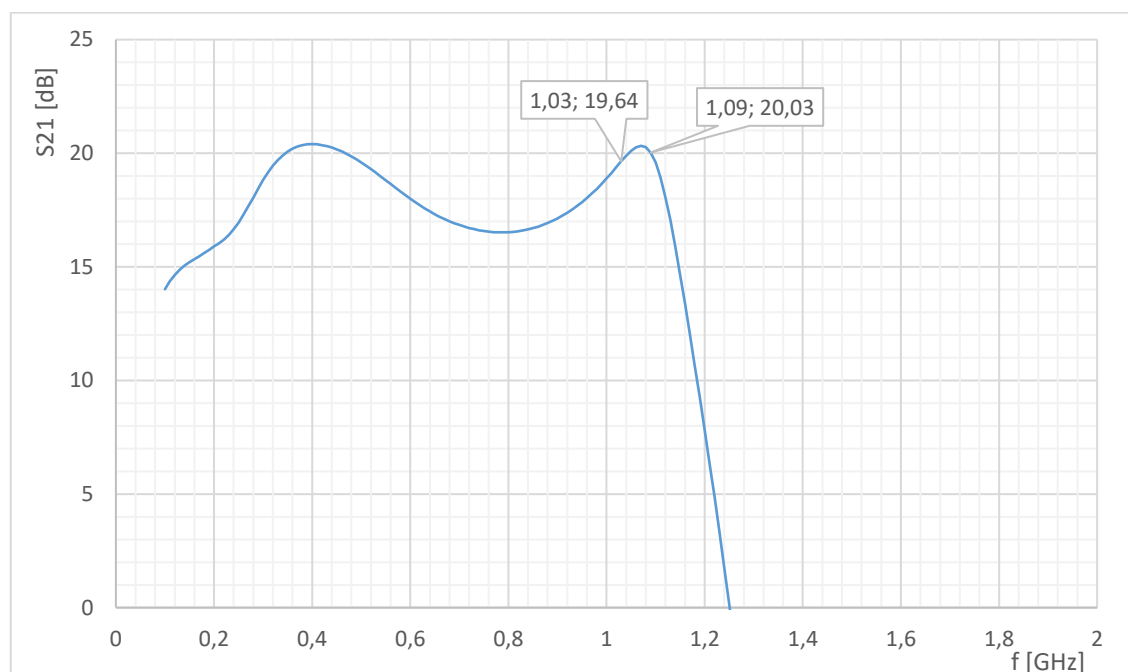


Obr. 2.20: Deska plošného spoje koncového stupně.

Napájecí úseky vedení o délce $\lambda/4$, tvořící vysokou impedanci pro signálovou trasu, byly stejně jako u budiče meandrovitě složeny a mezi ně byla vložena zemnicí plocha.

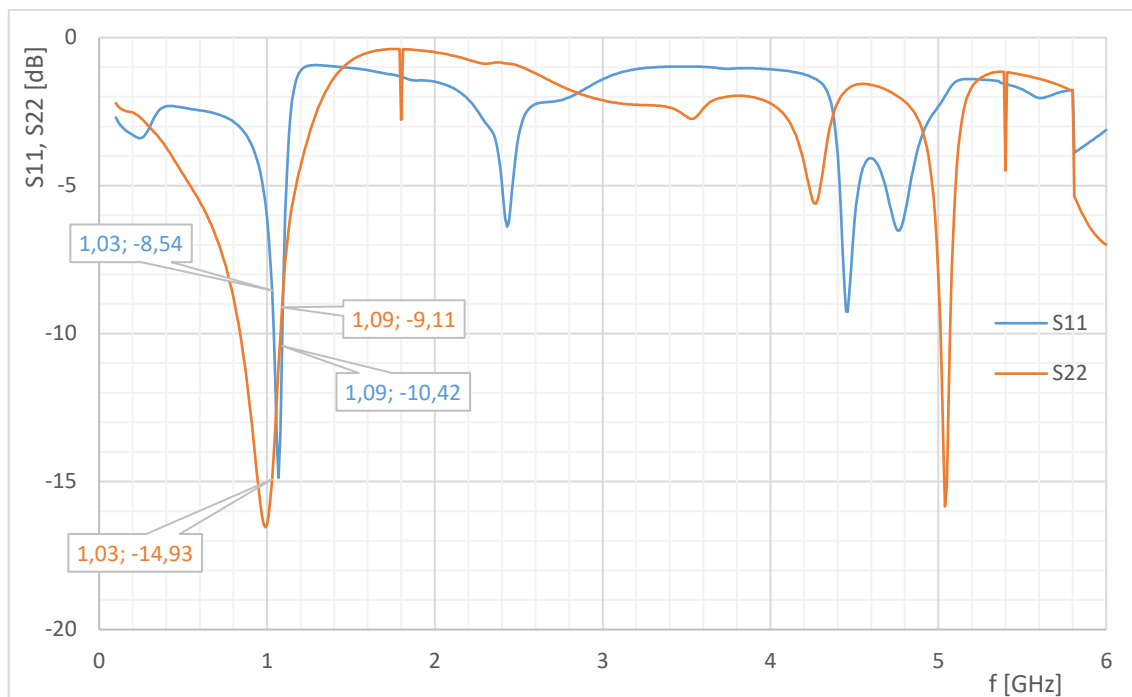
2.4.1 Výsledky simulací koncového stupně

Zisk tranzistoru, který výrobce udává ve svém katalogu [11], je typicky 13,5 dB na kmitočtu 2500 MHz. Zde se podařilo vyladit zisk na požadovaném kmitočtu 1090 MHz na cca 20 dB, viz Obr. 2.21. Stejně jako u budiče jsou zde zobrazeny také hodnoty na kmitočtu 1030 MHz. K simulaci byly použity nízkosignálové s-parametry, které výrobce poskytuje na svých stránkách. Bohužel ani zde výrobce neposkytl nelineární model, a proto byl zesilovač odsimulován s dostupnými s-parametry. Klidový proud, při kterém výrobce měřil tranzistor, byl 400 mA. Jelikož tento stupeň zesilovače bude vyladěn do třídy C, klidový proud tranzistorem bude ideálně nulový a tranzistor bude pracovat v nelineárním režimu, výsledný reálný zisk zesilovače bude o hodně nižší.



Obr. 2.21: Koncový stupeň - zisk.

Na Obr. 2.22 jsou zobrazeny průběhy činitele odrazu na vstupu a výstupu koncového stupně. Čím bylo dokonalejší přizpůsobení na požadovaném kmitočtu a parametry S_{11} a S_{22} byly nižší, tím se zhoršovalo přizpůsobení na vyšších kmitočtech a parametry S_{11} a S_{22} se blížily k nule. Bylo by možné vyladit činitel odrazu na -20 dB na požadovaném kmitočtu, ale na vyšších kmitočtech by byl zesilovač nestabilní. Proto byl zvolen kompromis a bylo nutné se spokojit s hodnotou činitele odrazu na požadovaném kmitočtu 1090 MHz okolo -10 dB pro vstup i výstup.



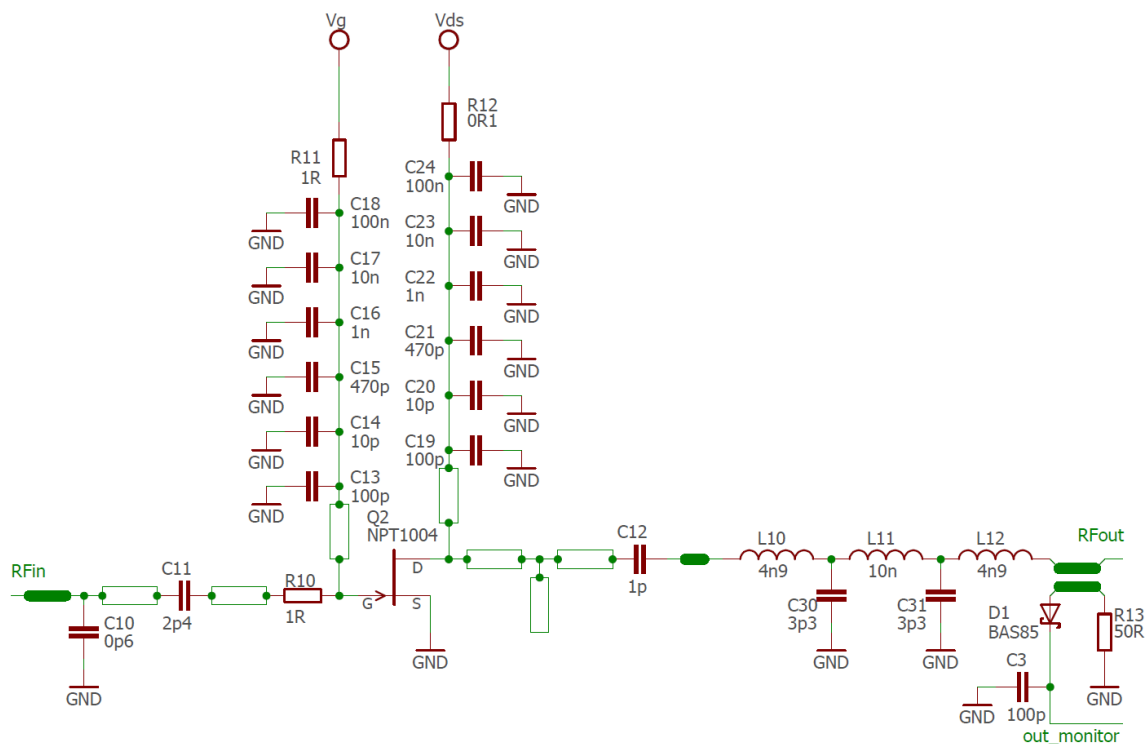
Obr. 2.22: Koncový stupeň – činitel odrazu na vstupu a výstupu.

2.4.2 Měření koncového stupně

Při měření koncového stupně bylo zjištěno, že v návrhu bylo několik chyb. Nejprve byl problém s tvrdostí zdroje záporného předpětí u první verze napájecích obvodů. Proto byl pro další měření použit přímo laboratorní zdroj. Z toho důvodu nebyly mezi zdrojem a tranzistorem přítomny žádné ochrany zajišťující dodržení napájecí sekvence a při měření bohužel došlo ke zničení tranzistoru. Nicméně se ukázalo, že tranzistor nebyl stabilní a kmital. Nebylo ale zjištěno, na kterých kmitočtech byl tranzistor nestabilní. To dokazovalo druhou chybu v návrhu, protože k simulaci byl použit program Ansys Designer, ve kterém byla provedena simulace pouze s ideálními součástkami. Tranzistor byl vyladěn v simulaci téměř na mez stability, což dokládá graf průběhu Rolletova činitele stability na Obr. 2.18. Při použití reálných součástek se tedy nejspíše dostal za hranu stability a kmital. Proto bylo rozhodnuto udělat nový návrh v simulačním programu AWR Microwave Office, který obsahuje knihovny se skutečnými hodnotami reálných součástek, a proto výsledná simulace by se měla více přiblížit chování reálného zesilovače.

2.5 Druhý návrh koncového stupně

Pro druhý návrh koncového stupně byl tedy použit program AWR Microwave Office. První viditelná změna byla provedena v přívodu napájení. Úsek o délce $\lambda/4$, tvořící vysokou impedanci pro vysokofrekvenční signál meandrovitě složený, zůstal stejný. Pahýl, rovněž o délce $\lambda/4$ na konci otevřený, byl kvůli velkým rozměrům nahrazen několika kondenzátory zapojenými paralelně, jak dokazuje schéma zapojení na Obr. 2.23. Tato změna měla zanedbatelný vliv na výsledné průběhy tranzistoru.

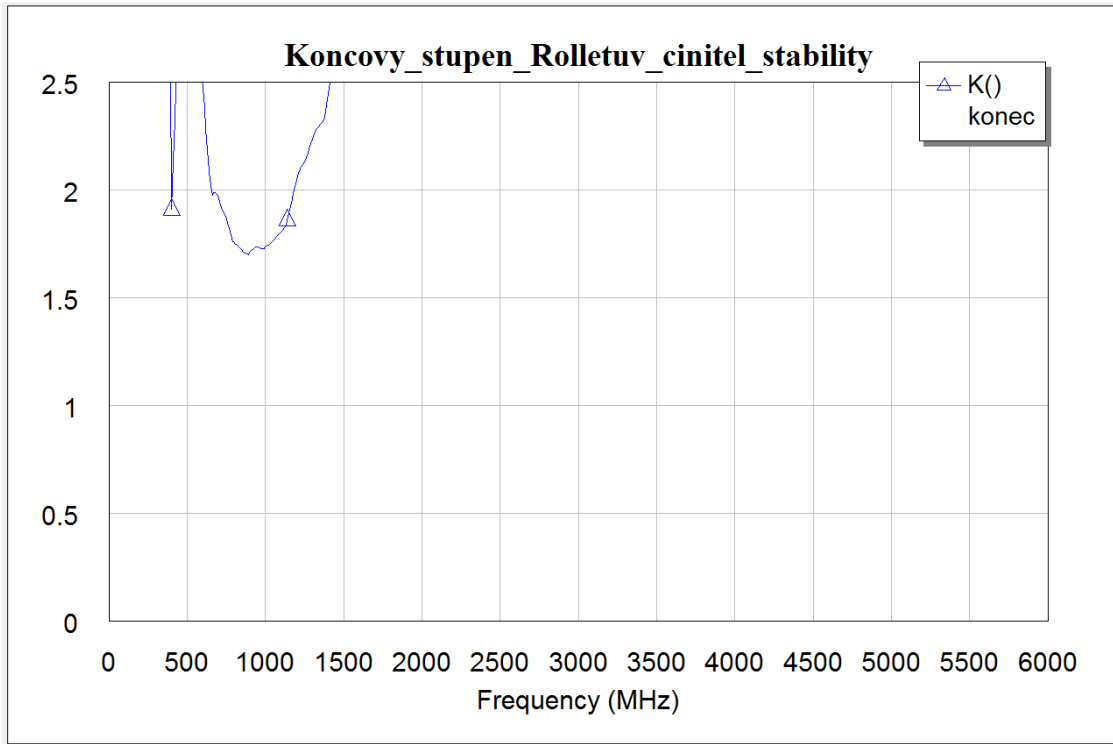


Obr. 2.23: Schématické zapojení druhého návrhu koncového stupně.

Na výstup zesilovače byl navržen filtr typu dolní propust a směrová odbočnice pro detekci výstupního výkonu. Návrh filtru a odbočnice je detailněji popsán v kapitolách 2.6 a 2.7.

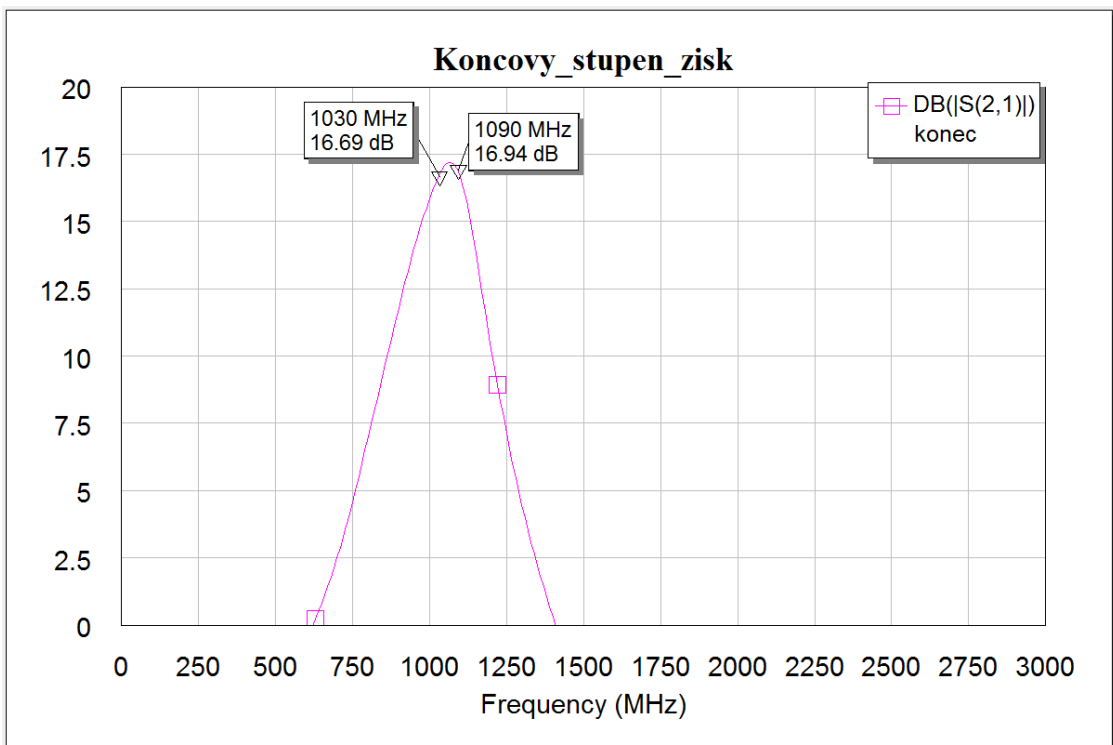
2.5.1 Výsledky simulací druhého návrhu koncového stupně

Při návrhu přizpůsobovacích obvodů bylo nutné opět do obvodu gatu zařadit rezistor z důvodu nestability na nízkých kmitočtech. Zde ovšem stačilo zařadit pouze rezistor o velikosti 1Ω . Oproti prvnímu návrhu koncového stupně nebyl tranzistor vyladěn úplně na mez stability, viz Obr. 2.24, ale byla zde nechána určitá rezerva, aby se zabránilo kmitání zesilovače.



Obr. 2.24: Průběh Rolletova činitele stability druhého návrhu koncového stupně.

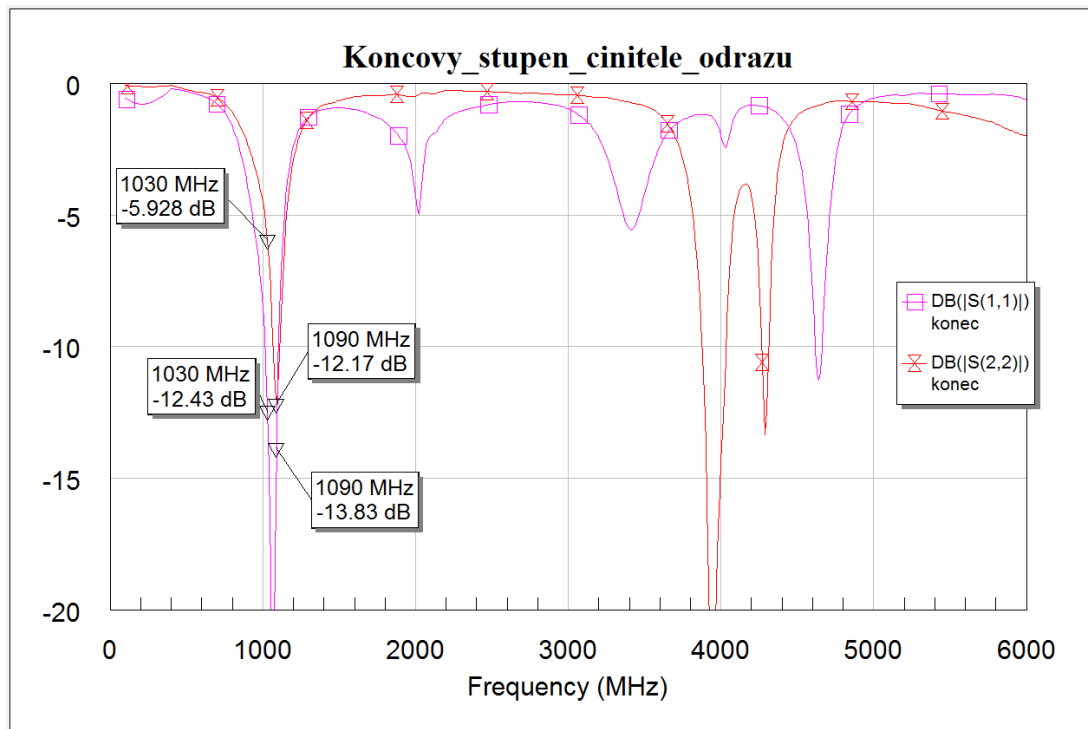
Větší rezerva ve stabilitě zesilovače byla na úkor maximálního zisku. Oproti prvnímu návrhu vychází simulovaný zisk koncového stupně cca o 3 dB nižší, viz Obr. 2.21 a Obr. 2.25.



Obr. 2.25: Druhý návrh koncového stupně – zisk.

V nové simulaci vychází zisk na požadovaném kmitočtu okolo 17 dB, což je stále vysoká hodnota na jediný stupeň zesilovače. Je ovšem nutné podotknout, že výsledný skutečný zisk bude nižší, jelikož tranzistor bude vyladěn do třídy C.

V následujícím grafu na Obr. 2.26 je zobrazen průběh činitele odrazu na vstupu a výstupu koncového stupně. Přizpůsobení na požadovaném kmitočtu 1090 MHz je lepší než -10 dB na vstupu i výstupu. Není to nikterak vysoká hodnota, ale v tomto případě by měla být dostačující. Hlavní je, že na žádném kmitočtu není hodnota činitele odrazu vyšší než 0 dB.



Obr. 2.26: Druhý návrh koncového stupně – činitel odrazu na vstupu a výstupu.

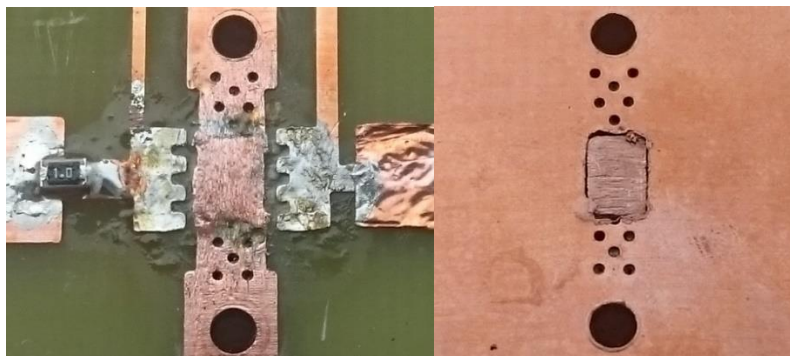
Nová simulace by měla více odpovídat skutečnosti. Do simulace byly zahrnuty skutečné parametry součástek, použitých v přizpůsobovacích a v napájecích obvodech, které výrobci součástek naměřili a vložili je do knihoven v programu AWR Microwave Office.

Ve výše zobrazených grafech simulací koncového stupně jsou zobrazeny pouze výsledky simulací tranzistoru s přizpůsobovacími a napájecími obvody. Na výstup zesilovače byl navržen navíc filtr s odbočnicí. Výsledné průběhy koncového stupně společně s filtrem a odbočnicí jsou zobrazeny v podkapitole 2.5.3, kde jsou porovnávány naměřené a simulované parametry koncového stupně.

2.5.2 Návrh chladiče koncového stupně

Návrh chladiče pro koncový stupeň je mnohem více kritický, než pro první stupeň. Pouzdro tranzistoru je stejné jako u budiče, což už představuje problém s výkonem, který je třeba odvést ve formě tepla z koncového stupně. Vzhledem k velikosti ztrátového výkonu bylo nutné do substrátu vyříznout díru a vložit do ní měděný plíšek, viz Obr. 2.27,

který má oproti prokovenému substrátu mnohem lepší tepelnou vodivost.



Obr. 2.27: Měděný plíšek vložený do substrátu, vlevo vrstva top, vpravo vrstva bottom.

Vzhledem k tomu, že se jedná o stejný typ součástky a stejné prostředí jako u budiče, teplota polovodičového přechodu a okolí je stejná. Oproti budiči je zde nižší tepelný odpor mezi polovodičem a pouzdrem součástky θ_{JC} a to $4,3 \text{ }^\circ\text{C/W}$ [11]. Hodnota tepelného odporu mezi pouzdrem součástky a chladičem θ_{CS} je zde tvořena měděným plíškem, přechodem mezi tranzistorem a měděným plíškem a přechodem mezi měděným plíškem a chladičem. Hodnota tepelného odporu mezi tranzistorem a měděným plíškem lze opět zanedbat, jelikož tranzistor je k měděnému plíšku připájen. Tepelný odpor samotného měděného plíšku je téměř nulový. Lze počítat, že měď má dokonalou tepelnou vodivost [18]. Tepelný odpor bude tedy představovat po zjednodušení pouze přechod mezi měděným plíškem a chladičem. Ztrátový výkon tranzistoru bude s rezervou maximálně 20 W . Výrobce udává účinnost tohoto tranzistoru okolo 70% na požadovaném kmitočtu 1090 MHz .

Pro výpočet tepelného odporu chladiče se opět dosadí hodnoty do vzorce 1.1 z kapitoly 1.4.

$$T_J - T_A = (\theta_{JC} + \theta_{CS} + \theta_{SA}) \times P_D$$

$$180 - 30 = (4,3 + 0,5 + \theta_{SA}) \times 20$$

$$\theta_{SA} = \frac{150}{20} - 4,8$$

$$\theta_{SA} = 2,7 \text{ }^\circ\text{C/W}$$

Z výpočtu vyplývá, že pro koncový stupeň musí být vybrán chladič, který má tepelný odpor mezi chladičem a okolním prostředím lepší než $2,7 \text{ }^\circ\text{C/W}$. Vybrán byl chladič s tepelným odporem $1,88 \text{ }^\circ\text{C/W}$. Jak bylo zmíněno výše, je lepší chladič více předimenzovat, jelikož se zvyšující se teplotou klesá životnost tranzistoru. Zde je navíc výpočet zatížen chybou kvůli nepřesnému určení tepelného odporu mezi tranzistorem a chladičem.

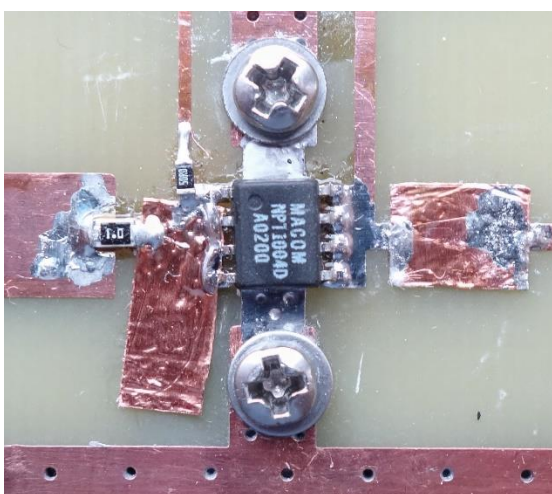
Nutné zmínit, že takto vysoký ztrátový výkon může nastat pouze při měření v kontinuálním režimu. V pulzním režimu a při vyladění tranzistoru do třídy C bude ztrátový výkon o hodně nižší.

2.5.3 Naměřené hodnoty druhého návrhu koncového stupně

Po osazení koncového stupně bylo nejprve nutné zjistit, jestli tranzistor neosciluje.

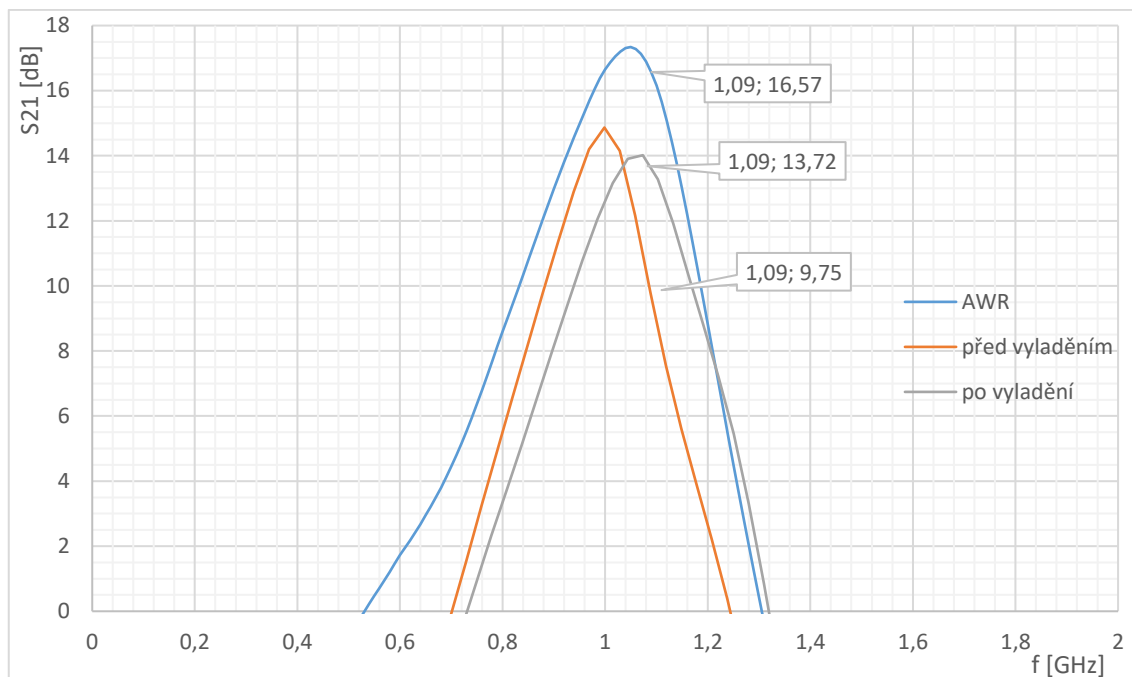
Výstup koncového stupně byl připojen přes atenuátor ke spektrálnímu analyzátoru a vstup byl zakončen terminátorem s impedancí 50Ω . Tranzistor bohužel kmital na spoustě kmitočtech. Byla snaha stabilizovat koncový stupeň na základě simulace změnou hodnot součástek v přizpůsobovacích obvodech na úkor zisku. Bohužel všechny pokusy byly neúspěšné.

Výrobce v katalogových listech některých svých produktů má doporučení, jak navrhnout přizpůsobovací obvody. Katalogový list pro tento tranzistor žádné doporučení neobsahuje, nicméně v katalogovém listu pro tranzistor použitý v prvním stupni zesilovače doporučení pro návrh přizpůsobovacích obvodů je. Pro zlepšení stabilizace výrobce vkládá rezistor do místa, kde se napojuje napájecí trasa pro gate k vysokofrekvenční části. Do napájecí trasy gate byl tedy v tomto zapojení vložen rezistor o velikosti 50Ω , viz Obr. 2.28. Tím došlo ke stabilizaci tranzistoru a parazitní oscilace zmizely.



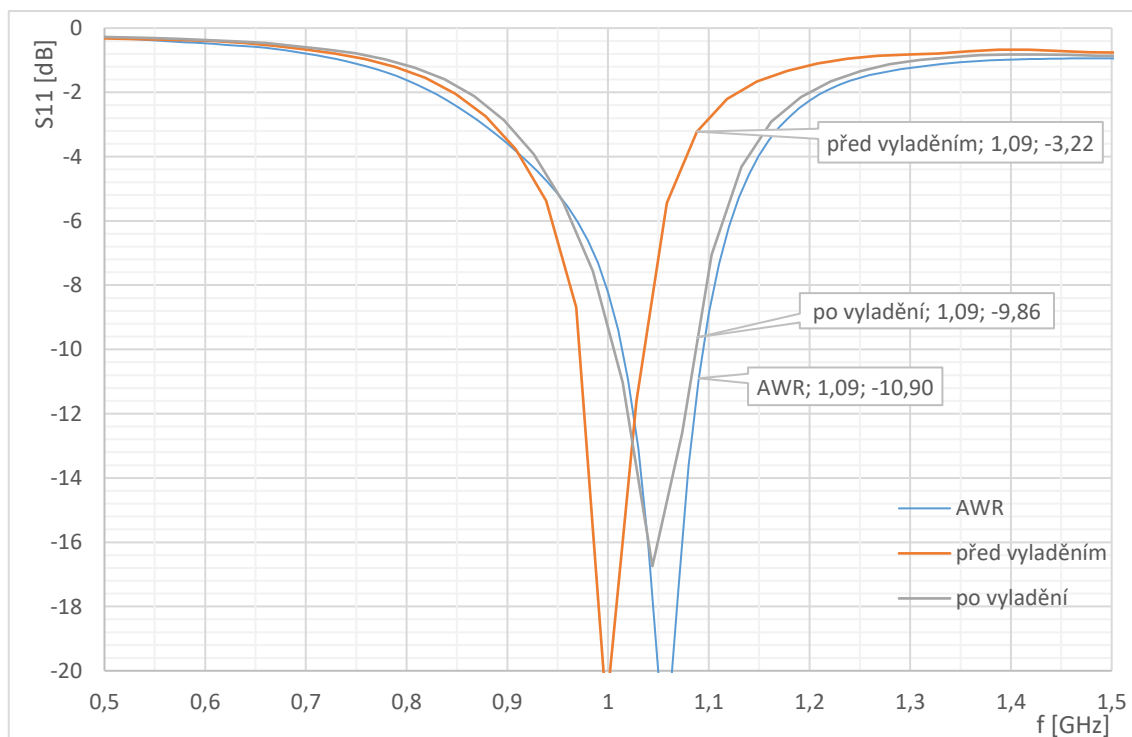
Obr. 2.28: Detail části přizpůsobovacích obvodů koncového stupně.

V grafu na Obr. 2.29 je zobrazen zisk koncového stupně. Jak si lze z průběhů všimnout, skutečně naměřené hodnoty se od simulovaných hodnot lišily jak frekvenčně, tak amplitudově. To je způsobeno mnoha faktory. Jeden z důvodů je, že v simulaci nebyl započítán vliv konektorů. Dále byl koncový stupeň simulován jako celek včetně výstupního filtru a směrové odbočnice. Cívky použité ve výstupním filtru byly vyrobené z kusu měděného drátu, proto parametry cívek použité v simulaci zcela neodpovídaly skutečným hodnotám. Více o návrhu filtru v kapitole 2.6. V neposlední řadě je nutné také brát v potaz určité nepřesnosti v samotných výpočtech simulačního programu a toleranci ve výrobě desky plošných spojů.



Obr. 2.29: Porovnání naměřených hodnot zisku koncového stupně se simulací.

Na Obr. 2.30 jsou zobrazeny průběhy činitele odrazu na vstupu koncového stupně. I z těchto průběhů je patrné, že tranzistor dosáhl nejvyššího přizpůsobení okolo kmitočtu 1 GHz. Následně bylo nutné koncový stupeň vyladit na požadovaný kmitočet 1090 MHz. Opět byl pokus změnit hodnoty součástí v přizpůsobovacích obvodech. To ale v tomto případě nevedlo k úspěchu.



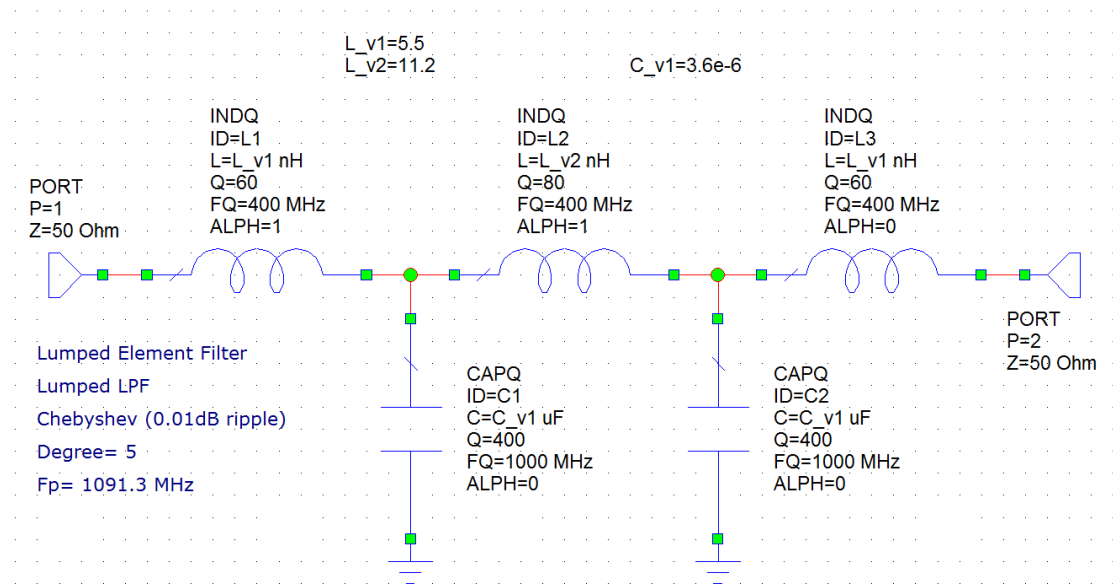
Obr. 2.30: Porovnání naměřených hodnot vstupního činitele odrazu koncového stupně se simulací.

Proto byla použita metoda praporkování. Ta spočívá v připájení kousku měděného plíšku do trasy přizpůsobovacích obvodů, viz Obr. 2.28. Touto metodou se podařilo tranzistor vyladit na požadovaný kmitočet, ale zisk byl o necelé 3 dB nižší oproti simulaci. I z průběhu činitele odrazu na vstupu je vidět, že přizpůsobení na vstupu není úplně ideální, nicméně je dostačující.

Průběh činitele odrazu na výstupu koncového stupně, stejně jako budiče, zde není zobrazen kvůli atenuátoru, který je připojen na výstupu zesilovače. Parametr S22 by se dal změřit bez atenuátoru na výstupu. Přestože byl zesilovač stabilní, hrozilo zde nebezpečí, že by mohl produkovat parazitní oscilace a výkon, který by se mohl objevit na výstupu, by zničil vektorový obvodový analyzátor. Z toho důvodu bylo od měření parametru S22 upuštěno.

2.6 Návrh výstupního filtru

Zesilovač má být součástí zařízení spadající pod civilní letectví, z toho důvodu je kladen velký důraz na tvar spektrální masky výstupního signálu. Jelikož koncový stupeň je vyladěn do třídy C, tranzistor pracuje v nelineárním režimu a produkuje vyšší harmonické. Proto byl na výstup navržen filtr typu dolní propust. Jak simulační program Ansys Designer, tak AWR Microwave Office obsahují nástroj pro návrh filtrů. Bylo rozhodnuto navrhnout na výstup filtr 5. řádu s Čebyševovou aproximací, viz Obr. 2.31.



Obr. 2.31: Schéma zapojení výstupního filtru.

Kmitočet, na který byl zesilovač konstruován, je téměř na rozhraní použitelnosti reálných součástek jako filtrů. Zejména použití cívek je na vysokých kmitočtech problematické, kvůli jejich vlastní rezonanci, nižší jakosti a malé indukčnosti. Naopak pokud je filtr navržen z planárních struktur, jeho rozměry jsou relativně velké. To může být problém v případě požadavku minimalizace zařízení.

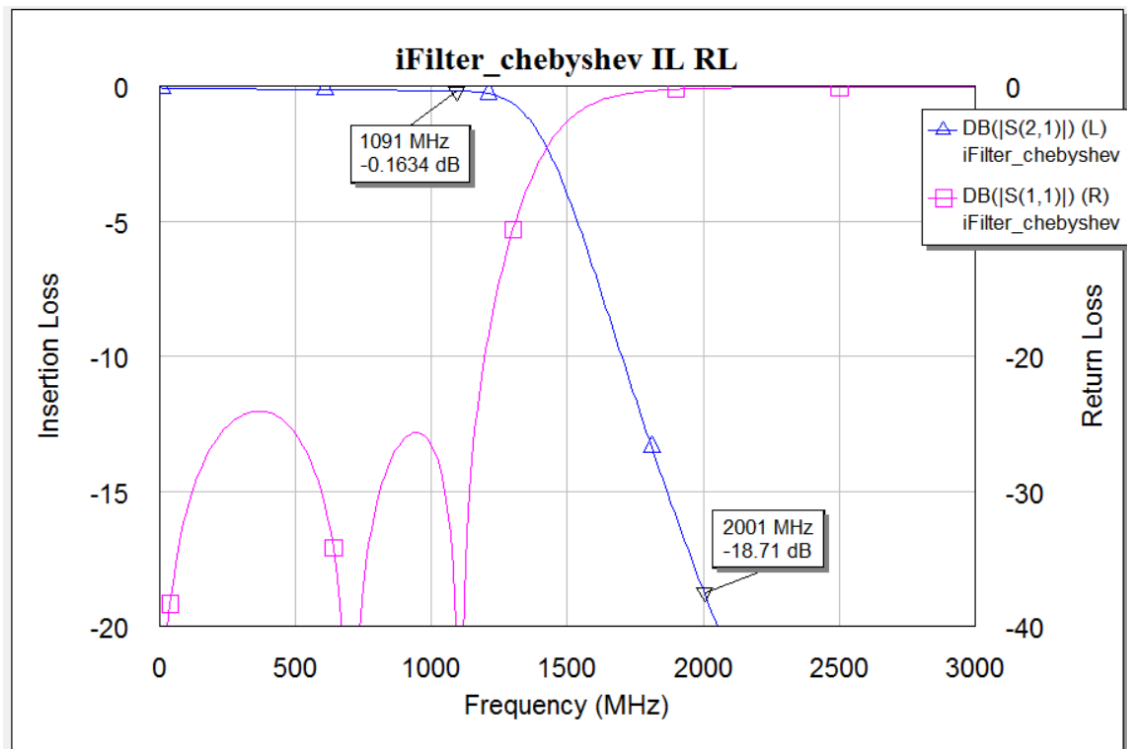
Opět byly porovnány výsledky simulací obou programů. Oba programy umožňují návrh filtrů ze součástek se soustředěnými parametry i z planárních struktur. Zde byly pro návrh filtru zvoleny reálné součástky se soustředěnými parametry. Do obou programů

se zadal typ a stupeň filtru, zvlnění v propustné části a mezní kmitočety. Oba programy navrhly filtr se shodnými parametry součástek. I výsledné průběhy filtrů byly stejné. Obě simulace byly provedeny s ideálními součástkami.

Jak bylo zmíněno výše, program AWR Microwave Office v sobě zahrnuje knihovny s parametry reálných součástek přímo od výrobců, které lze pro návrh filtru použít. To u verze programu Ansys Designer, která byla použita pro simulaci nelze. Proto byl pro další simulaci použit program AWR. Nutno ovšem podotknout, že srovnání obou programů není úplně spravedlivé. Program AWR byl verze 11 z roku 2015 a Ansys Designer byl pouze studentská verze 2.2 z roku 2005. Proto se dalo očekávat, že program AWR bude na vyšší úrovni.

Při návrhu filtru byl pokus nahradit reálný kondenzátor kondenzátorem tvořeným motivem na substrátu proti zemnicí ploše. To bylo po provedených simulacích zavrženo, jelikož pro výrobu zesilovače je použit levný substrát FR4, který má velké ztráty. V propustném pásmu by se ve filtru ztrácelo o 0,2 dB výkonu více oproti reálným kondenzátorům. Navíc tloušťka substrátu je 1,5 mm, a proto velikost plošky tvořící kondenzátor vycházela relativně velká.

Výsledné simulované průběhy vložného útlumu a činitele odrazu jsou zobrazeny na Obr. 2.32.

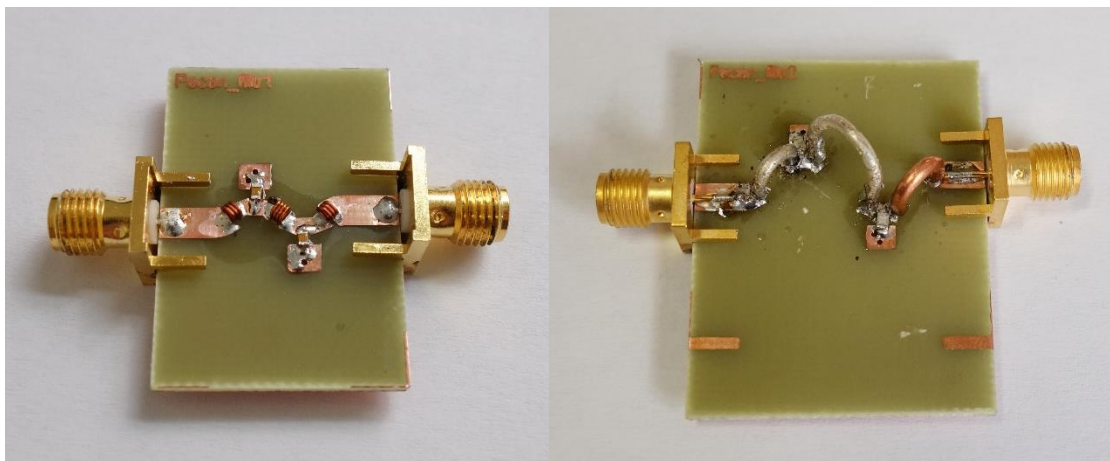


Obr. 2.32: Simulovaný průběh vložného útlumu a činitele odrazu výstupního filtru.

K výrobě filtru byly použity dva druhy cívek, a to cívky SMD a cívky vlastnoručně vyrobené z měděného drátu. Poté byly porovnány jejich parametry.

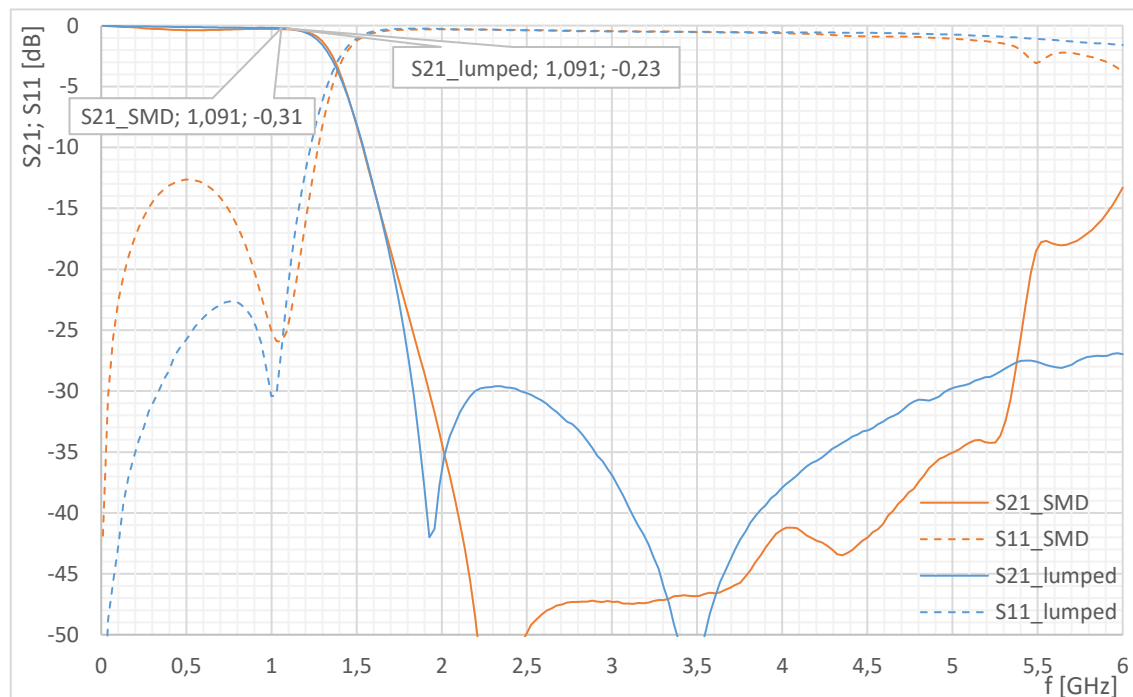
Na Obr. 2.33 jsou zobrazeny hotové filtry. Výhoda SMD cívek je v jejich velikosti a sériové výrobě. Oproti tomu vlastnoručně vyrobené cívky jsou větší a při výrobě více kusů se hůře dosahuje stejných parametrů. Výhodou namotávaných cívek je, že mají nižší ztráty oproti SMD cívkám, jelikož mají vyšší činitel jakosti Q a jsou schopné zvládat větší

proudovou zátěž. Použité SMD cívky mají činitel jakosti na kmitočtu okolo 1 GHz mezi 60 a 80. Vlastnoručně vyrobené cívky mají činitel jakosti Q mezi 80 a 120. Jak si lze všimnout na Obr. 2.33 vpravo, k výrobě cívky L1 a L2 ze schématu na Obr. 2.31 byl použit postříbřený měděný drát o tloušťce 1 mm. Jelikož byl k dispozici jen malý kousek postříbřeného drátu, byly vyrobeny z tohoto drátu pouze 2 cívky. Cívka L3 byla vyrobena z měděného drátu o tloušťce 1,5 mm. Cívky s postříbřeným drátem měly vyšší jakost oproti cívkám bez postříbření. Nicméně rozdíl byl pouze o 10 až 20. K malému rozdílu napomohlo také to, že měděný drát bez postříbření má větší tloušťku. Cívky jsou proti sobě pootočené o 90° , aby se navzájem co nejméně ovlivňovaly.



Obr. 2.33: Vlevo filtr s SMD cívkami, vpravo filtr s vlastnoručně vyrobenými cívkami.

Nutno podotknout, že měření činitele jakosti Q bylo zatíženo chybou, jelikož spektrální analyzátor, na kterém byly cívky měřeny, měl nefunkční rozsah vstupního atenuátoru od 0 do 30 dB. Cívky byly tedy měřeny s útlumem 31 dB, což vnašelo do měření chybu.



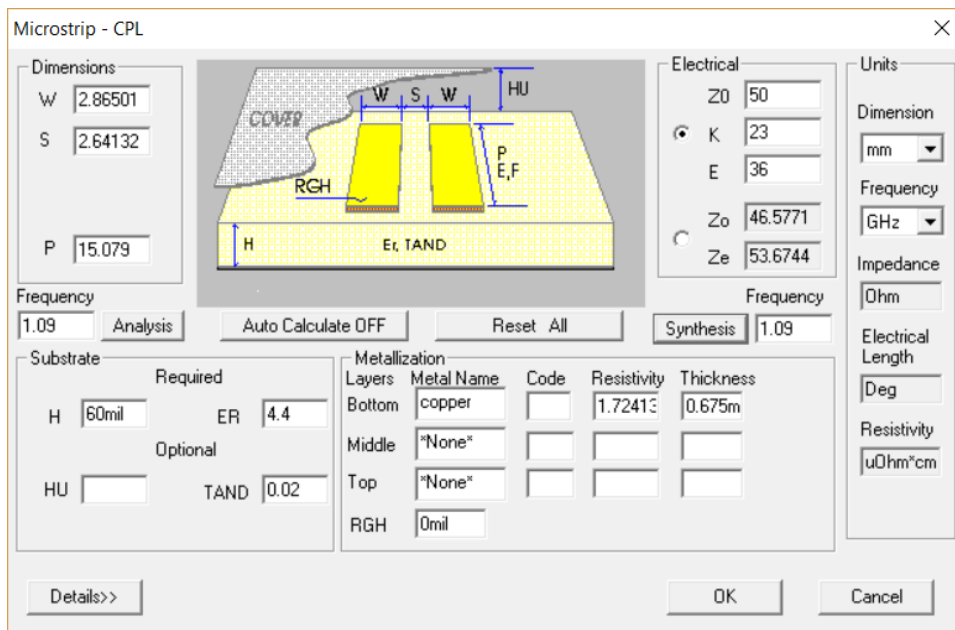
Obr. 2.34: Vložný útlum a činitel odrazu filtrů.

Z naměřených průběhů na Obr. 2.34 je zřejmé, že vlastnoručně vyrobené cívky mají vyšší vlastní rezonanční kmitočet, a proto jsou použitelné do vyšších kmitočtů oproti cívkam SMD. Filtr s těmito cívkami má na požadovaném kmitočtu nižší útlum a lepší přizpůsobení. Skutečný útlum v propustném pásmu bude o něco menší, jelikož v měření nebyl vykompenzován útlum na konektorech.

2.7 Návrh směrové odbočnice

U výkonových zesilovačů je častým požadavkem snímat velikost výstupního výkonu. To může být důležité například u zařízení, které musí dodržet určitou hodnotu maximálního výstupního výkonu, nebo obecně kvůli detekci funkčnosti zařízení. Zde má mít zesilovač říditelnou velikost zisku v závislosti na velikosti výstupního výkonu. Proto byla na výstup navržena směrová odbočnice z vázaného mikropáskového vedení s vazbou 23 dB, viz Obr. 2.35. Směrová odbočnice by měla co nejméně ovlivnit signál na výstupu zesilovače, tedy vnést do signálové trasy co nejnižší útlum a musí být co nejlépe přizpůsobena, aby nevznikaly přídavné odrazy.

Na výstup zesilovače byla navržena planární směrová odbočnice se směrovostí druhého druhu [19]. Prvotní návrh byl proveden v programu Ansys Designer, který obsahuje nástroj pro výpočet vázaného mikropáskového vedení, viz Obr. 2.35. Délka odbočnice byla zvolena desetina vlnové délky.

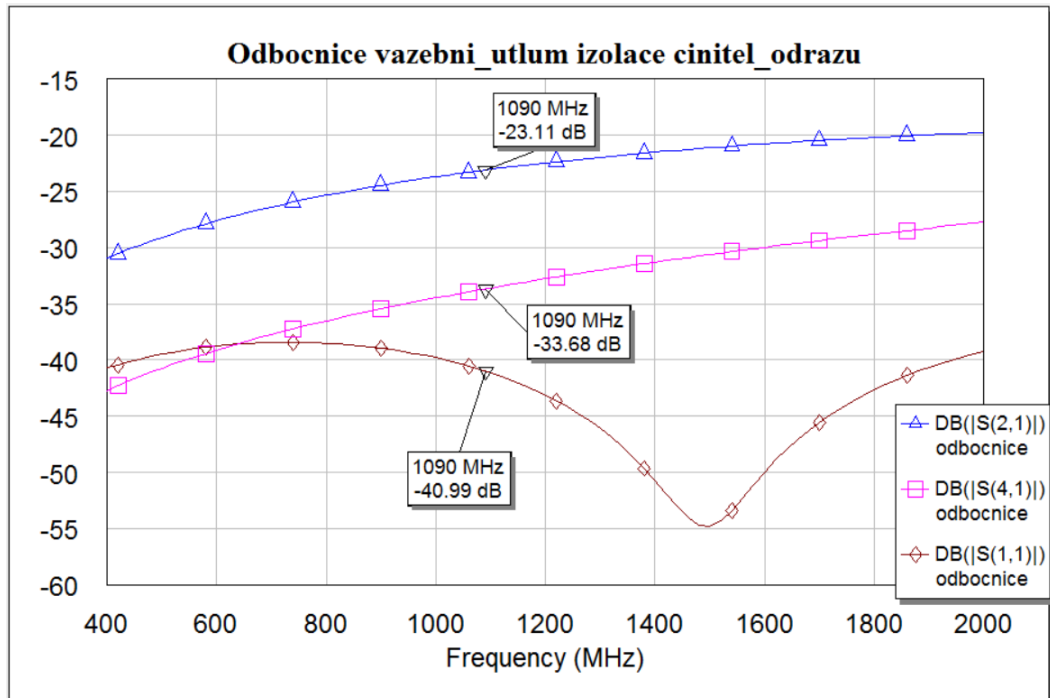


Obr. 2.35: Prvotní výpočet směrové odbočnice.

Samotná simulace byla provedena v programu AWR Microwave Office. Tento program je schopný provést 3D simulaci elektromagnetického pole, proto by měly být výsledky přesnější.

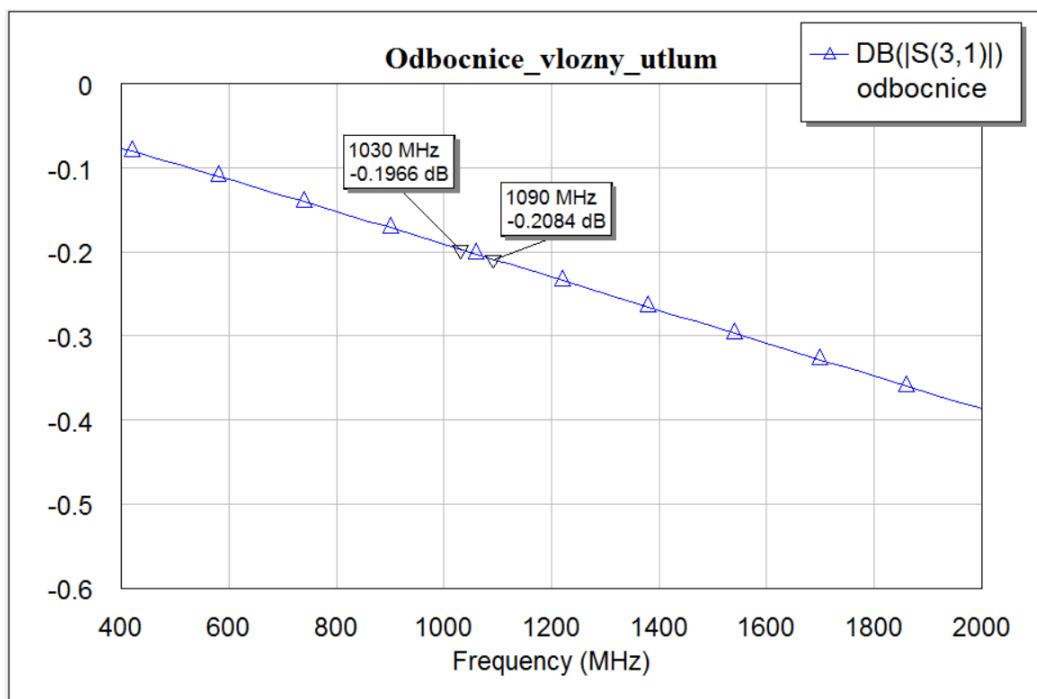
Jak je zobrazeno v grafu na Obr. 2.36, na požadovaném kmitočtu 1090 MHz se podařilo dosáhnout vazebního útlumu okolo 23 dB. Izolace v tomto případě dosahuje 10 dB. Průběh činitele odrazu značí, že nejlepší přizpůsobení je okolo kmitočtu 1500 MHz. Nicméně činitel odrazu vyšší než 40 dB na požadovaném kmitočtu je velmi

slušná hodnota. Nutné ovšem podotknout, že se jedná o simulaci. Skutečná hodnota činitele odrazu bude s největší pravděpodobností nižší.



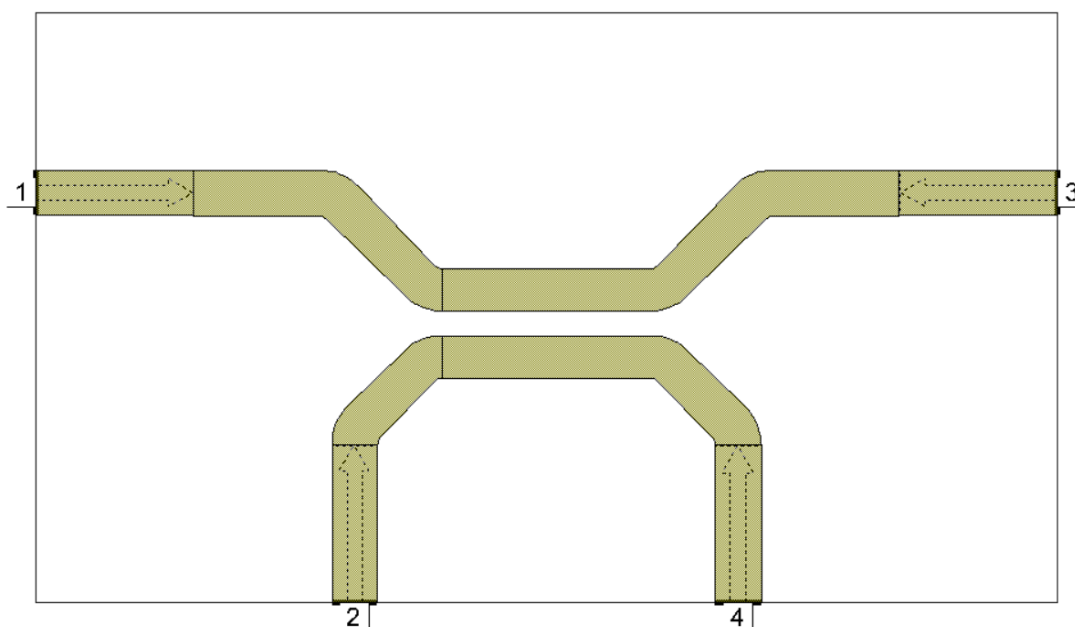
Obr. 2.36: Simulované parametry směrové odbočnice.

V následujícím grafu na Obr. 2.37 je zobrazen vložný útlum. Na požadovaném kmitočtu byla velikost vložného útlumu okolo 0,2 dB. Opět se jedná o simulovanou hodnotu, tedy reálná hodnota se může od simulované lišit. Avšak jak bylo psáno výše, k simulaci byl použit EM simulátor, čili odchylka skutečných hodnot od simulovaných by měla být minimální. Aby bylo možné ověřit simulované hodnoty měřením skutečné odbočnice, bylo by nutné vyrobit směrovou odbočnici na zvláštní destičku, a poté proměřit její parametry. Vzhledem k nedostatku času bylo od toho upuštěno.



Obr. 2.37: Simulace vložného útlumu směrové odbočnice.

Na Obr. 2.38 je zobrazena realizace směrové odbočnice. Aby byla vazba mezi vedeními pouze na požadovaném úseku, odklání se přívodní vedení o 45° [19]. Přívodní vedení jsou mezi sebou navzájem odkloněna o 90° , tím je docíleno toho, že se nebudou vzájemně ovlivňovat.



Obr. 2.38: Layout simulované směrové odbočnice.

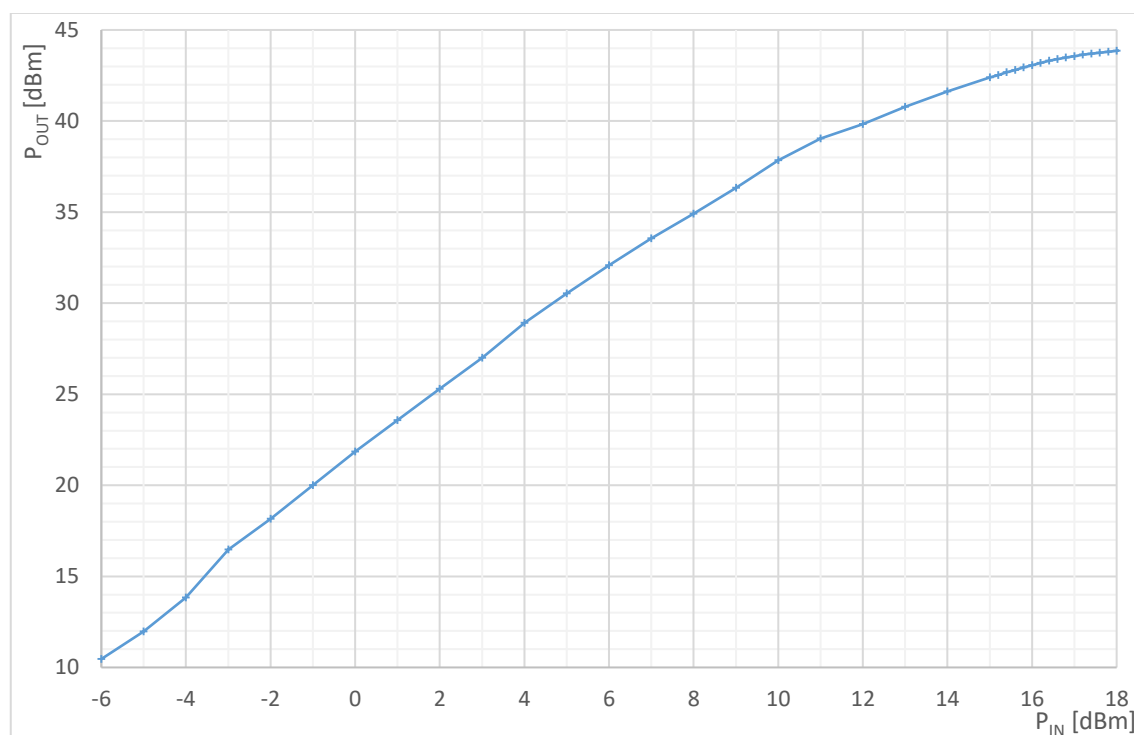
3 ZMĚŘENÉ PARAMETRY ZESILOVAČE

3.1 Přenosová charakteristika a zisk zesilovače

Při snaze dosáhnout při měření v CW režimu požadovaného výstupního výkonu zesilovače, docházelo k nadměrnému zahřívání koncového stupně. To bylo způsobeno nedokonalým spojením plíšku s chladičem, který byl vložen mezi chladič a tranzistor pro lepší odvod tepla, viz kapitola 2.5.2 o výpočtu chladiče pro koncový stupeň. Aby nedošlo ke zničení tranzistoru, byla pro všechna měření použita pulzní modulace s délkou periody 500 μ s a střídou 20 %.

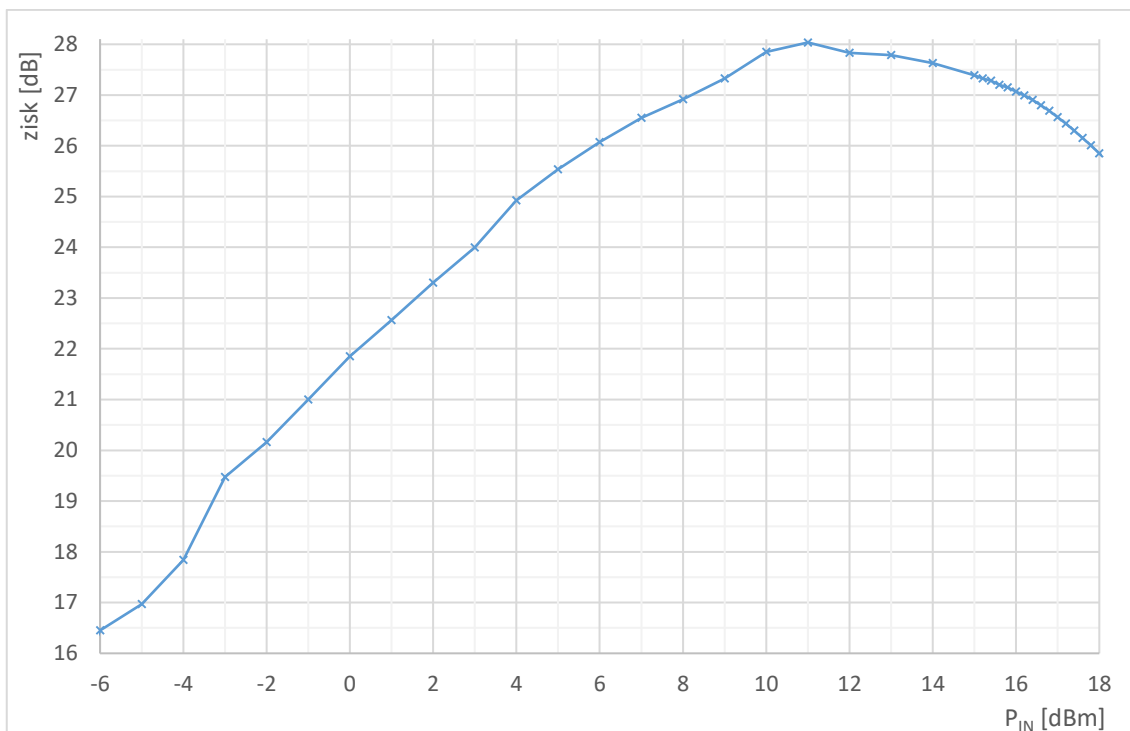
Na Obr. 3.1 je zobrazena přenosová charakteristika budiče. Kvůli vyladění stupňů zesilovače do třídy B a C není průběh lineární. Požadovaný výstupní výkon 20 W, tedy 43 dBm na kmitočtu 1090 MHz se podařilo dosáhnout při budícím výkonu 16 dBm. Zisk obou stupňů je 27 dB.

Je nutné zmínit, že měření jsou zatížena chybou, jelikož pro měření byl použit osciloskop a při pohybu s koaxiálním kabelem propojující zesilovač s osciloskopem se měnila měřená hodnota. Chyba měření může být až $\pm 0,5$ dB.



Obr. 3.1: Přenosová charakteristika zesilovače.

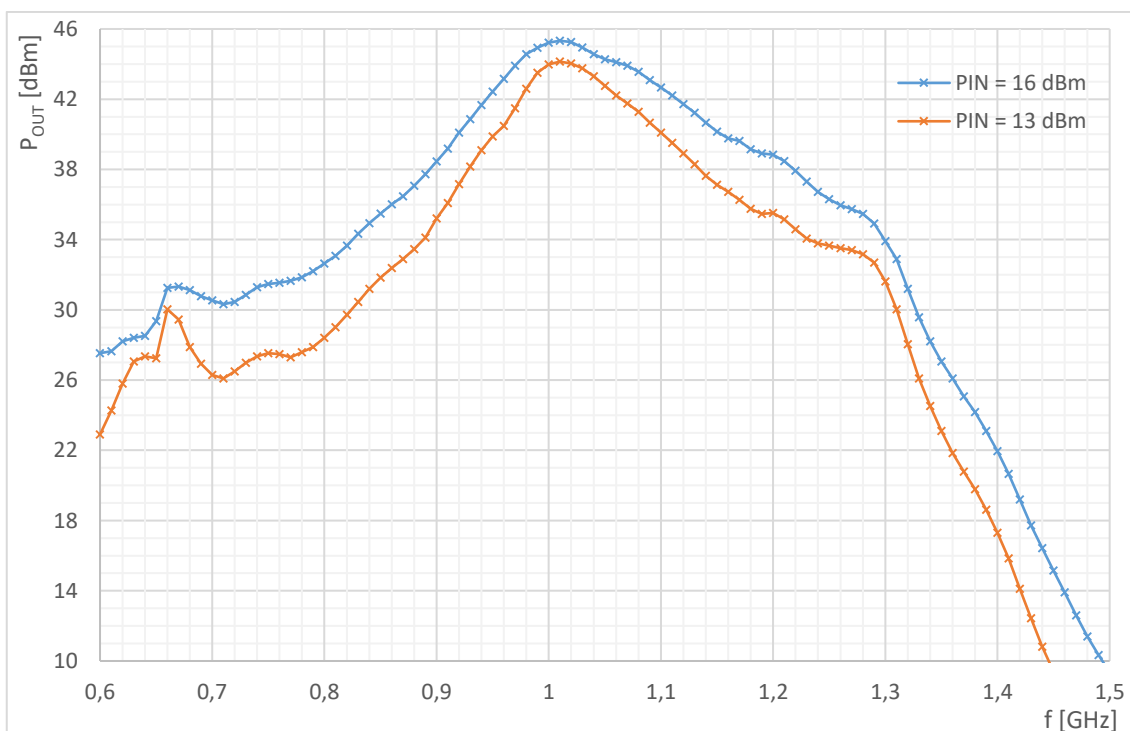
Nelinearita zisku zesilovače je nejlépe patrná z průběhu zisku v závislosti na vstupním výkonu. Průběh zisku je zobrazen na Obr. 3.2. Nejvyšší zisk zesilovače je 28 dB při vstupním výkonu 11 dBm. To odpovídá výstupnímu výkonu 39 dBm.



Obr. 3.2: Průběh zisku zesilovače v závislosti na vstupním výkonu.

3.2 Frekvenční charakteristika a spektrum zesilovače

V následujícím grafu na Obr. 3.3 je zobrazena frekvenční charakteristika zesilovače.

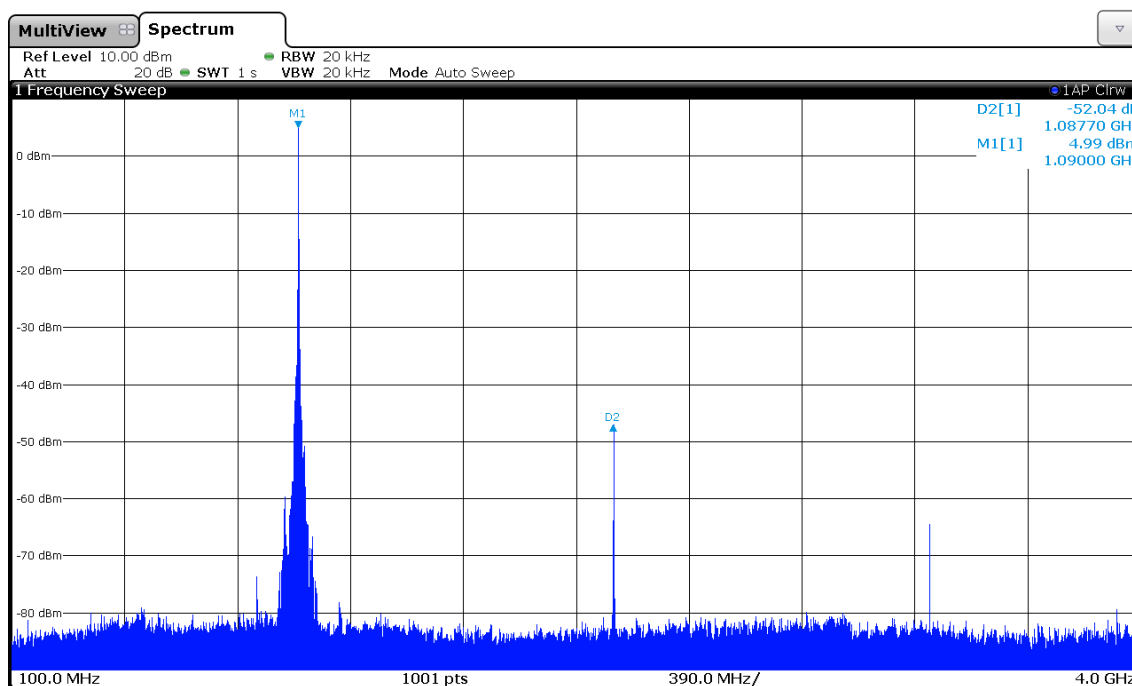


Obr. 3.3: Frekvenční charakteristika zesilovače.

V grafu jsou zobrazeny dva průběhy. Modrý průběh byl měřen při budícím výkonu 16 dBm. Při tomto buzení má zesilovač na zadaném kmitočtu 1090 MHz požadovaný výstupní výkon 43 dBm. Oranžový průběh byl měřen při vstupním výkonu 13 dBm. Tento průběh je zde zobrazen pro porovnání, jak se zesilovač chová při nižším buzení.

Zesilovač má při buzení 16 dBm maximální výkon 45,2 dBm na kmitočtu 1010 MHz. Na požadovaném kmitočtu je výstupní výkon cca o 2 dB nižší. Jak bylo uvedeno výše, zesilovač by se dal doladit na požadovaný kmitočet, bylo by ovšem nutné zmenšovat úseky vedení v přizpůsobovacích obvodech.

Na Obr. 3.4 je zobrazeno spektrum výstupního signálu zesilovače. Jak je z obrázku zřejmé, zesilovač neprodukoval parazitní oscilace. Ve spektru jsou vidět vyšší harmonické. Rozdíl mezi první a druhou harmonickou je více než 50 dB. Je nutné ovšem zmínit, že zesilovač nebyl vybuzen na požadovaný výkon. K zobrazené hodnotě výstupního výkonu je třeba ještě připočíst 31 dB. To je útlum atenuátoru a kabelu. Při požadované velikosti výstupního výkonu 43 dBm by měly vyšší harmonické menší odstup od první harmonické. Nicméně kvůli filtru, který je zařazen na výstupu zesilovače, by byl odstup vyšších harmonických od první harmonické stále relativně velký.

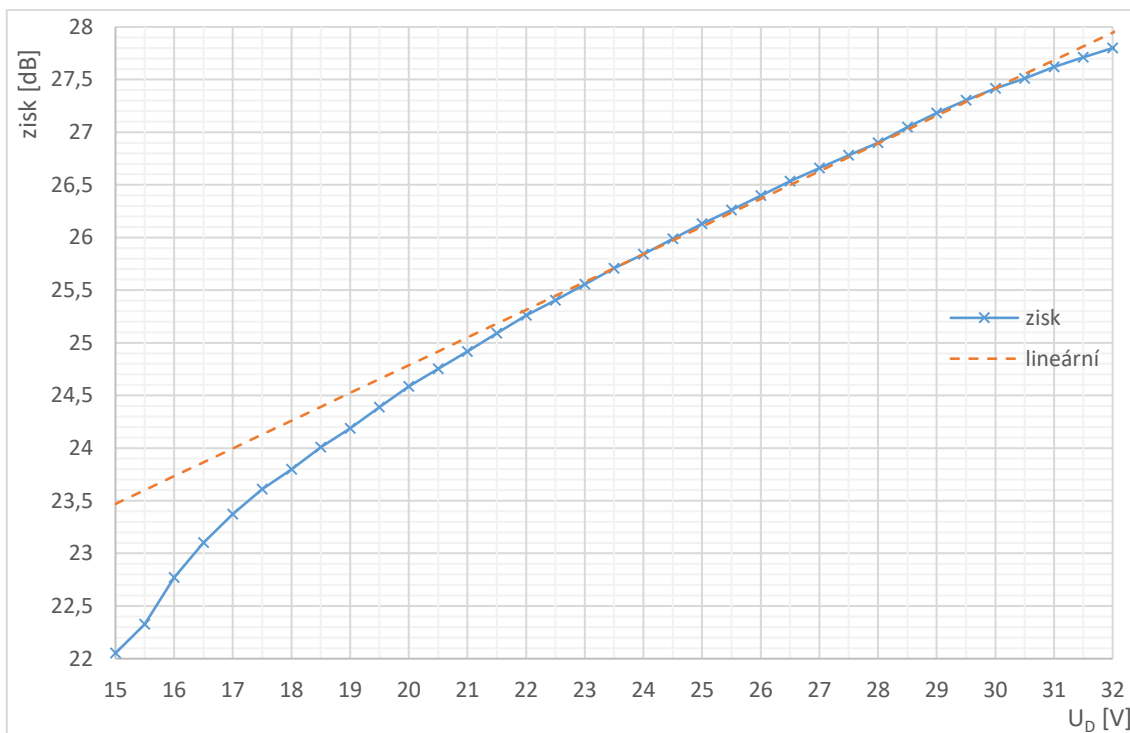


Obr. 3.4: Kmitočtové spektrum zesilovače.

3.3 Regulace velikosti výstupního výkonu zesilovače

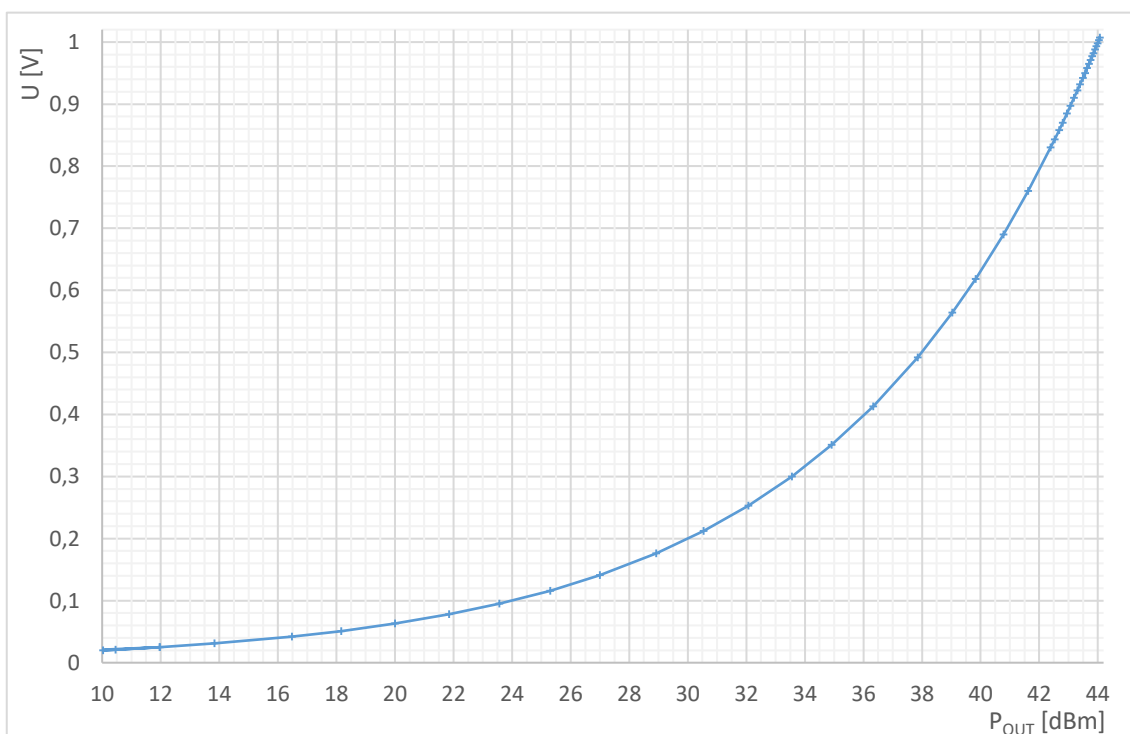
Jeden z požadavků na zesilovač je regulovatelnost výstupního výkonu v rozsahu 20 W \pm 3 W. Bylo rozhodnuto regulovat výstupní výkon změnou zisku koncového stupně. Proto byl proveden pokus měnit velikost napájecího napětí a sledovat, jak se bude měnit zisk zesilovače. Naměřené hodnoty byly vyneseny do grafu a zobrazeny na Obr. 3.5.

Měření probíhalo při pulzně modulovaném signálu s výstupním výkonem zesilovače 43 dBm při napájecím napětí 28 V na kmitočtu 1090 MHz.



Obr. 3.5: Změna zisku zesilovače v závislosti na napájecím napětí koncového stupně.

Z naměřených hodnot lze prohlásit, že zisk se mění lineárně se změnou napájecího napětí v rozsahu cca 23 až 30 V. Změna zisku v této lineární oblasti je cca 1,9 dB.



Obr. 3.6: Napětí na detektoru v závislosti na velikosti výstupního výkonu zesilovače.

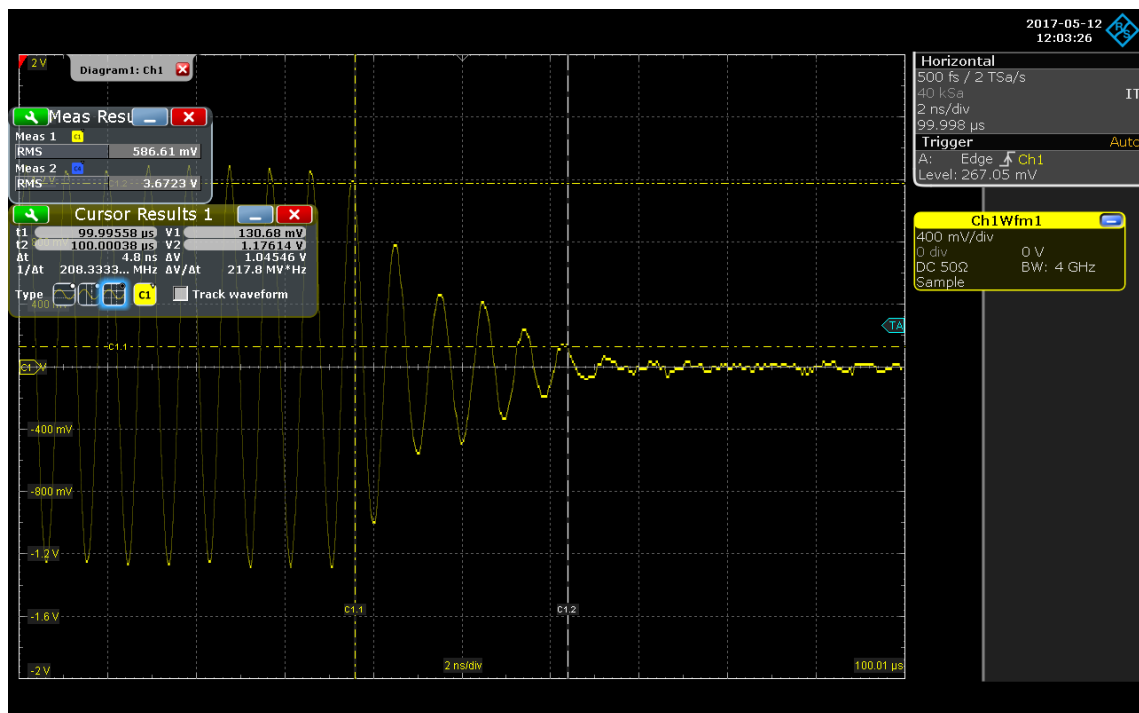
Za účelem zjišťování velikosti výstupního výkonu zesilovače byl na výstup navržen detektor výkonu se směrovou odbočnicí. Průběh napětí na detektoru v závislosti na velikosti výstupního výkonu zesilovače je zobrazen na Obr. 3.6.

Z výše naměřených průběhů je zřejmé, že je možné při snímání velikosti výstupního výkonu detektorem a změnou napájecího napětí na koncovém stupni regulovat zisk zesilovače za účelem dosažení požadované velikosti výstupního výkonu. Obvody, které by tuto regulaci zajišťovaly, nejsou součástí této práce.

3.4 Měření doby náběžné a sestupné hrany

Zpráva v módu S u sekundárních radarů je sled pulzů. Proto jeden z požadavků, který musí zesilovač splňovat, jsou doby trvání náběžných a sestupných hran jednotlivých pulzů. Normy pro civilní letectví vydávané Mezinárodní organizací pro civilní letectví ICAO [9] definují maximální trvání náběžných a sestupných hran. Podrobnější rozbor je popsán v kapitole 1.3.

Norma udává, že náběžná hrana má maximální dobu trvání $0,1 \mu\text{s}$ a doba sestupné hrany je maximálně $0,2 \mu\text{s}$. Doba náběžné a sestupné hrany se definuje v rozmezí 10 % a 90 % amplitudy signálu. Zde měla náběžná hrana dobu trvání $3,8 \text{ ns}$ a sestupná hrana měla dobu trvání $4,8 \text{ ns}$, viz Obr. 3.7. Z naměřených časových údajů je zřejmé, že zesilovač v tomto ohledu splňuje normy s velkou rezervou.



Obr. 3.7: Měření doby sestupné hrany.

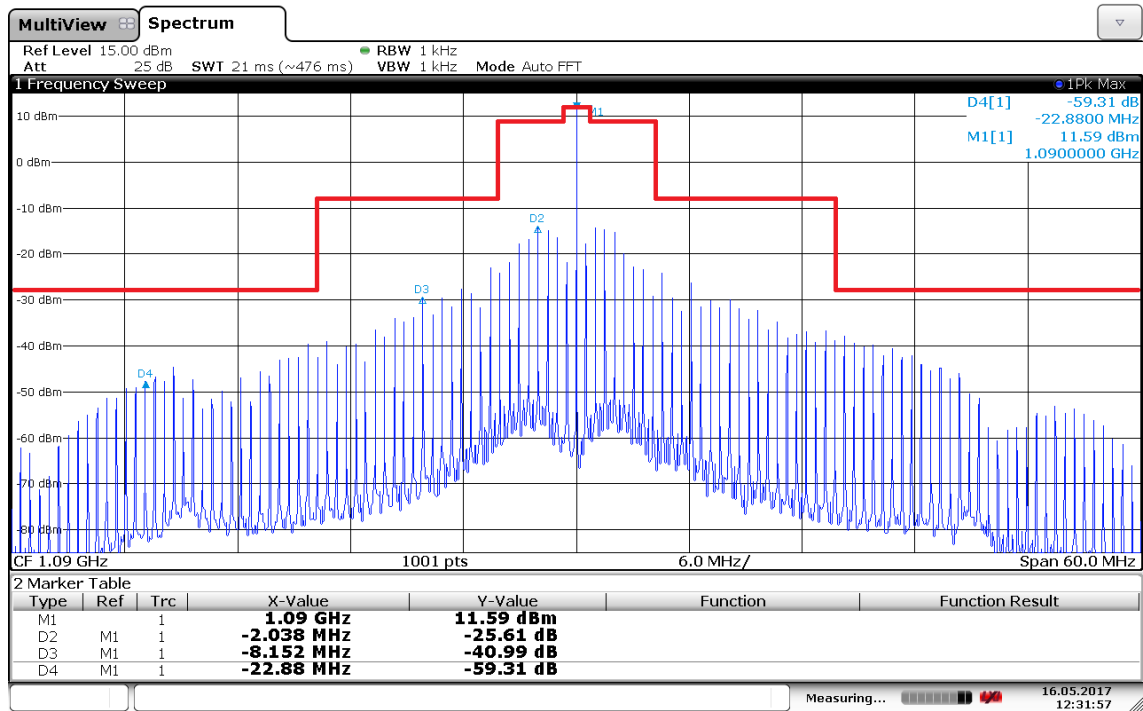
3.5 Měření spektrální masky výstupního signálu

Další požadavek, který je třeba dodržet, je spektrální maska výstupního signálu. Ta se

musí vejít do stanoveného rozmezí. Norma je opět definována organizací ICAO [9]. V této práci je norma zobrazena v kapitole 1.3.2.

Na Obr. 3.8 je zobrazeno spektrum výstupního signálu zesilovače. Červený průběh je norma, do které se musí spektrum vejít. Jak lze z grafu pozorovat, spektrum výstupního signálu zesilovače splňuje normu s minimální rezervou cca 10 dB.

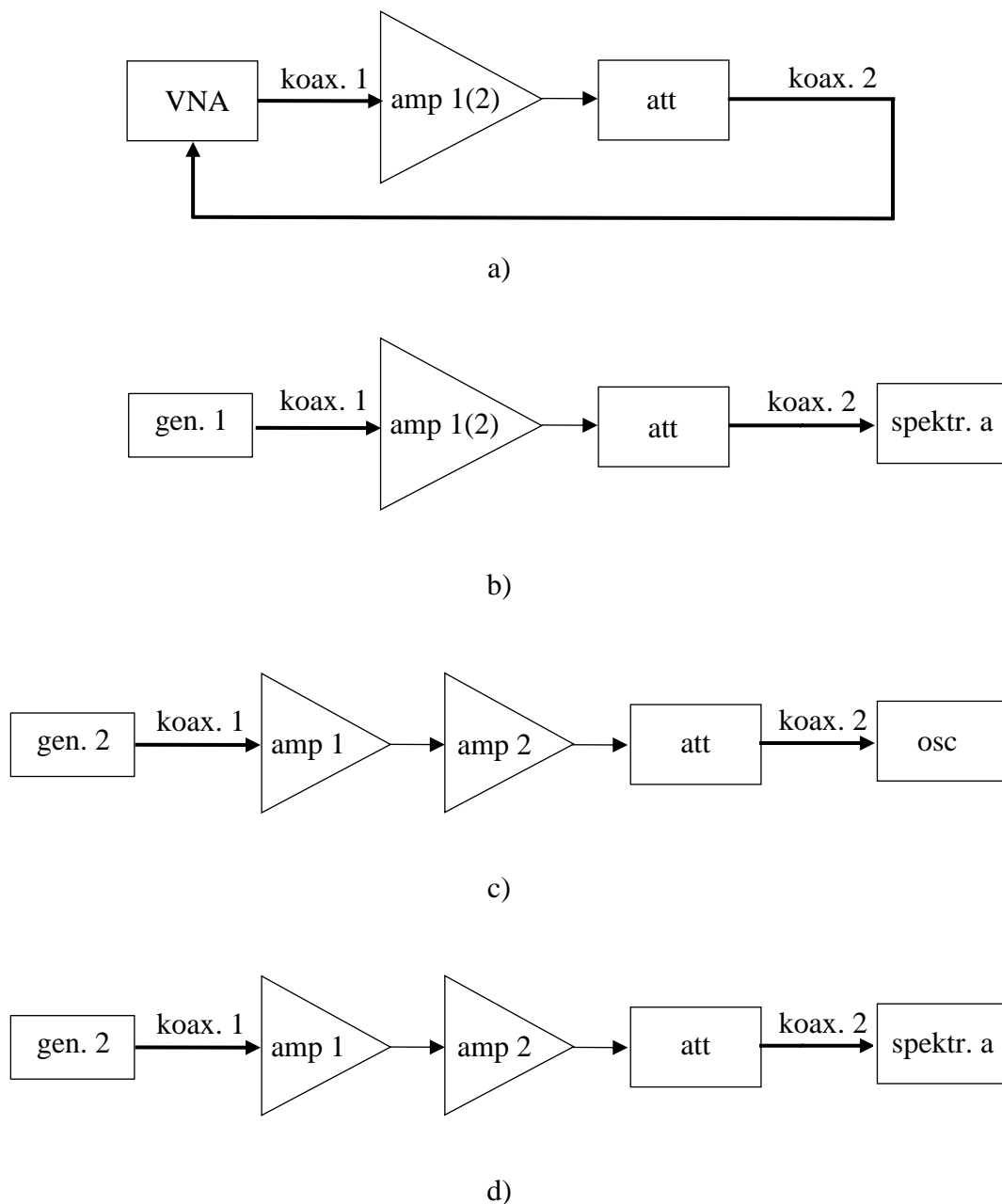
Měření probíhalo na spektrálním analyzátoru pulzně modulovaným signálem při zachytávání maximální hodnoty signálu.



Obr. 3.8: Spektrální maska výstupního signálu.

3.6 Schémata zapojení měřících pracovišť

V případě, že by bylo třeba v budoucnu ověřit platnost naměřených hodnot zesilovače, jsou na Obr. 3.9 zobrazena schémata zapojení, při kterých byl zesilovač měřen. Význam jednotlivých zkratk použitých ve schématech a seznam použitých kabelů, přístrojů a jednotlivých prvků je uveden v Tab. 5.



Obr. 3.9: Schémata zapojení měřících pracovišť.

Zapojení měřícího pracoviště podle schématu a) z Obr. 3.9 bylo použito při malosignálovém měření s-parametrů obou stupňů a při doladování zesilovače.

Schéma b) bylo použito při měření maximálního výkonu prvního stupně zesilovače a dále pro kontrolu spektra signálu obou stupňů. Signálový generátor uměl generovat pouze CW signál bez pulzní modulace. Proto nemohl být použit pro měření maximálního výstupního výkonu zesilovače.

K měření maximálního výstupního výkonu zesilovače bylo použito zapojení podle c). Generátor, který byl použit v tomto zapojení, uměl vygenerovat signál s pulzní modulací. Kvůli pulzně modulovanému signálu byl pro měření výstupního signálu zesilovače použit osciloskop. Byla změřena efektivní hodnota výstupního napětí zesilovače a následně byl z této hodnoty vypočítán výstupní výkon. Toto zapojení

měřicího pracoviště bylo použito pro všechna měření kompletního zesilovače, vyjma spektra výstupního signálu.

Spektrum výstupního signálu bylo měřeno při zapojení měřicího pracoviště podle schématu d). Při zobrazení spektra byl použit pulzně modulovaný signál.

Tab. 5: Použité přístroje.

název ve schéma	prvek	výrobce	typ	pozn.
VNA	vektorový obvodový analyzátor	Rohde & Schwarz	ZNB 20	100 kHz – 20 GHz
spektr. a.	spektrální analyzátor	Rohde & Schwarz	FSW	2 Hz – 26,5 GHz
gen. 1	signálový generátor	Rohde & Schwarz	SMB100A	9 kHz – 3,26 GHz
gen. 2	vektorový signálový generátor	Rohde & Schwarz	SMW200A	100 kHz – 6 GHz
osc	osciloskop	Rohde & Schwarz	RTO2044	4 GHz; 20 GSa/s
att	atenuátor 30 dB	Rigol	ATT03301H 30dB	100 W; DC – 3 GHz
koax. 1,2	koaxiální kabel	Harbour Industries	MIL-DTL-17	0,5 m

4 ZÁVĚR

Cílem diplomové práce byl návrh a realizace zesilovače pro pásmo odpovídaců sekundárních radarů. Zesilovač byl navržen jako dvoustupňový. Kvůli požadované vysoké účinnosti byl první stupeň vyladěn do třídy B a druhý stupeň do třídy C. Jednotlivé stupně zesilovače byly navrženy samostatně, aby bylo možné proměřit parametry každého stupně zvlášť. Následně bylo cílem navrhnout zesilovač na jedné desce, ale kvůli problémům s návrhem koncového stupně a z toho plynoucího nedostatku času bylo od toho upuštěno.

Simulace a návrh motivu plošných spojů vysokofrekvenčních částí zesilovače byl proveden v programech Ansys Designer a AWR Microwave Office. V práci byly také porovnány výsledky obou simulačních programů. Simulace napájecích a ochranných obvodů byla provedena v programu LT Spice a motiv plošného spoje byl navržen v programu Eagle. K výrobě zesilovače byl použit běžně dostupný substrát FR4 o tloušťce 1,5 mm. K realizaci byly vybrány tranzistory typu GaN s plastovým pouzdem. Tyto tranzistory byly vybrány z důvodu relativně nízké ceny a dobrých parametrů, kterými se tranzistory tohoto typu vyznačují.

Na výstupu zesilovače se podařilo dosáhnout požadovaného výkonu 20 W na kmitočtu 1090 MHz. Kvůli horšímu odvodu odpadního tepla koncového stupně musel být zesilovač buzen pulzně modulovaným signálem. To bylo dáno plastovým pouzdem samotného tranzistoru, které obtížněji odvádí ztrátové teplo. Ve výsledku to ovšem nebyl problém, jelikož zesilovač bude provozován v pulzním režimu. Nevýhodou je obtížnější měření parametrů zesilovače. Z toho důvodu nebyla změřena přidaná výkonová účinnost celého zesilovače, ale pouze budiče. Pokud byl výstupní výkon prvního stupně 5 W, přidaná výkonová účinnost se pohybovala okolo 50 %. Podobné hodnoty se dají očekávat i u koncového stupně, protože je tranzistor vyroben stejnou technologií jako tranzistor použitý v prvním stupni.

Zesilovače ve třídě C kvůli své nelinearitě produkují vyšší harmonické složky. Ty je nutné odfiltrvat. Proto byl na výstup navržen filtr typu dolní propust. V práci byly porovnány parametry filtrů s dvěma druhy cívek, a to cívky SMD a cívky vlastnoručně vyrobené ze silnějšího drátu. Cívky vlastnoručně vyrobené jsou lepší v tom, že mají vyšší vlastní rezonanční kmitočet a vyšší činitel jakosti Q. To bylo dokázáno vzájemným porovnáním naměřených hodnot, které byly vyneseny do grafu.

Jedním z cílů této práce bylo nalezení možnosti, jak regulovat výstupní výkon zesilovače. Za tím účelem byl navržen detektor výstupního výkonu a jeho funkčnost byla ověřena měřením. Výstupní výkon byl regulován změnou zisku koncového stupně pomocí změny napájecího napětí na drainu tranzistoru.

Výsledný návrh zesilovače splňuje normy pro civilní letectví vydávané organizací ICAO.

LITERATURA

- [1] CRIPPS, Steve C. *RF power amplifiers for wireless communications*. 2nd ed. Boston: Artech House, c2006. ISBN 978-159-6930-186.
- [2] GREBENNIKOV, Andrei. *Rf and microwave power amplifier design*. Second edition. New York: McGraw-Hill Education, 2015. ISBN 978-007-1828-628.
- [3] BAHL, I. J. *Fundamentals of RF and microwave transistor amplifiers*. Hoboken, N.J.: Wiley, c2009. ISBN 04-703-9166-9.
- [4] ROSU, Iulian. RF Power Amplifiers. In: *YO3DAC - VA3IUL* [online]. Bucharest [cit. 2016-10-03]. Dostupné z: http://www.qsl.net/v/va3iul/RF%20Power%20Amplifiers/RF_Power_Amplifiers.pdf
- [5] FRENZEL, Lou. What's The Difference Between GaAs And GaN RF Power Amplifiers? In: *Electronic design* [online]. Frenzel, 2012 [cit. 2016-10-06]. Dostupné z: <http://electronicdesign.com/communications/what-s-difference-between-gaas-and-gan-rf-power-amplifiers>
- [6] MOORE, Andrew a Jose JIMENES. GaN RF Technology For Dummies. In: *Qorvo* [online]. Hoboken: Qorvo, 2015 [cit. 2016-10-17]. Dostupné z: http://media.wiley.com/assets/7280/42/9781119135548_GaN.pdf
- [7] MION, Christian. *Investigation of the Thermal Properties of Gallium Nitride using the Three Omega Technique* [online]. Raleigh, NC, 2006 [cit. 2016-10-17]. Dostupné z: <http://www.lib.ncsu.edu/resolver/1840.16/5418>. Disertační práce. North Carolina State University. Vedoucí práce Dr. John Muth.
- [8] BOSHPNAKOV, Ivan. Practical Design Comparison Between High-Power GaAs MESFET and GaN HEMT. In: *High Frequency Design* [online]. Boshnakov, 2007 [cit. 2016-10-06]. Dostupné z: https://www.google.cz/url?sa=t&rct=j&q=&esrc=s&source=web&cd=1&cad=rja&uact=8&ved=0ahUKEwj0_K-3r8bPAhVEWBoKHbmrAmsQFgggMAA&url=https%3A%2F%2Fawrcorp.com%2Fdownload%2Fkb.aspx%3Ffile%3D%2Fappnotes%2FHFE1007_Boshnakov.pdf&usg=AFQjCNEX3HI5Knb5RrLYCI25yJfJp6vJgw&sig2=eqCbWJ-xCQytIosgTxHjCQ
- [9] Aeronautical Telecommunications: Annex 10 to the Convention on International Civil Aviation, volume IV - Surveillance and Collision Avoidance Systems. Fifth Edition. International Civil Aviation Organization, 2014.
- [10] NPTB00004A. *Macom* [online]. 2011 [cit. 2016-12-04]. Dostupné z: <https://cdn.macom.com/datasheets/NPTB00004A.pdf>
- [11] NPT1004. *Nitronex* [online]. 2013 [cit. 2016-12-04]. Dostupné z: <http://nitronex.com.previewyoursite.com/pdfs/NPT1004.pdf>
- [12] Proudová zatížitelnost vodiče. *Prago Board* [online]. Praha, 2012 [cit. 2016-12-08]. Dostupné z: <http://www.pragoboard.cz/node/34>
- [13] Letecký antikolizní systém TCAS / ACAS. In: *Kmitocty.cz: Original Czech Radiomonitoring Website* [online]. 2015 [cit. 2016-12-08]. Dostupné z: <https://www.kmitocty.cz/?p=1281>
- [14] Návrh chladiče. *Kutilův koutek* [online]. 2007 [cit. 2017-01-19]. Dostupné z:

- <http://www.dmaster.wz.cz/postupy/chladice/chladice.htm>
- [15] How to Select a Suitable Heat Sink. *Design World* [online]. 2009 [cit. 2017-01-19]. Dostupné z: <http://www.designworldonline.com/how-to-select-a-suitable-heat-sink/>
- [16] Power Transistors and Heat Sinks. *Learnabout Electronics: Amplifiers* [online]. Eric Coates MA BSc. [cit. 2017-01-19]. Dostupné z: <http://www.learnabout-electronics.org/Amplifiers/amplifiers51.php>
- [17] Conduction heat transfer in a printed circuit board. *Electronics cooling* [online]. 1998 [cit. 2017-03-12]. Dostupné z: <https://www.electronics-cooling.com/1998/05/conduction-heat-transfer-in-a-printed-circuit-board/>
- [18] GaN Essentials: AN-012: Thermal Considerations for GaN Technology. In: *Nitronex* [online]. Durham: Nitronex corporation, 2008 [cit. 2017-03-23]. Dostupné z: <http://nitronex.com.previewyoursite.com/pdfs/AN-012%20Thermal.pdf>
- [19] HOFFMANN, Karel. *Planární mikrovlnné obvody*. Praha: ČVUT, c2000, 145 s. ISBN 80-010-2115-7.

SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

ICAO	International Civil Aviation Organization – Mezinárodní organizace pro civilní letectví
RTCA	Radio Technical Commission for Aeronautics
EUROCAE	European Organisation for Civil Aviation Equipment
FAA	Federal Aviation Administration – Federální letecký úřad v USA
GaN	Gallium Nitride - Nitrid Gallitý
GaAs	Gallium Arsenide - Arsenid Gallitý
LDMOS	Laterally Diffused Metal Oxide Semiconductor
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor – polem řízený tranzistor
DC	Stejnosměrný proud
I_c	Kolektorový proud
U_{be}	Napětí mezi bázi a emitorem
ω	Úhlový kmitočet
t	Čas
i_q	Quiescent current – klidový proud
PWM	Pulse Width Modulation - pulzně šířková modulace
LTE	Long Term Evolution – vysokorychlostní internet v mobilních komunikacích
DVB-T	Digital Video Broadcasting – Terrestrial - Pozemní digitální televizní vysílání
Si	Silicon - Křemík
SiC	Silicon Carbide – Karbid křemíku
Ge	Germanium
SSR	Secondary Surveillance Radar – Sekundární radar
ADS-B	Automatic Depend Surveillance – Broadcast – Automaticky závislý přehled – vysílání
ACAS	Airborne Collision Avoidance System – Letecký antikolizní systém v Evropě
TCAS	Traffic Alert & Collision Avoidance System - Letecký antikolizní systém v USA
GPS	Global Positioning System – Globální polohový systém
k	Rolletův činitel stability
f	Kmitočet

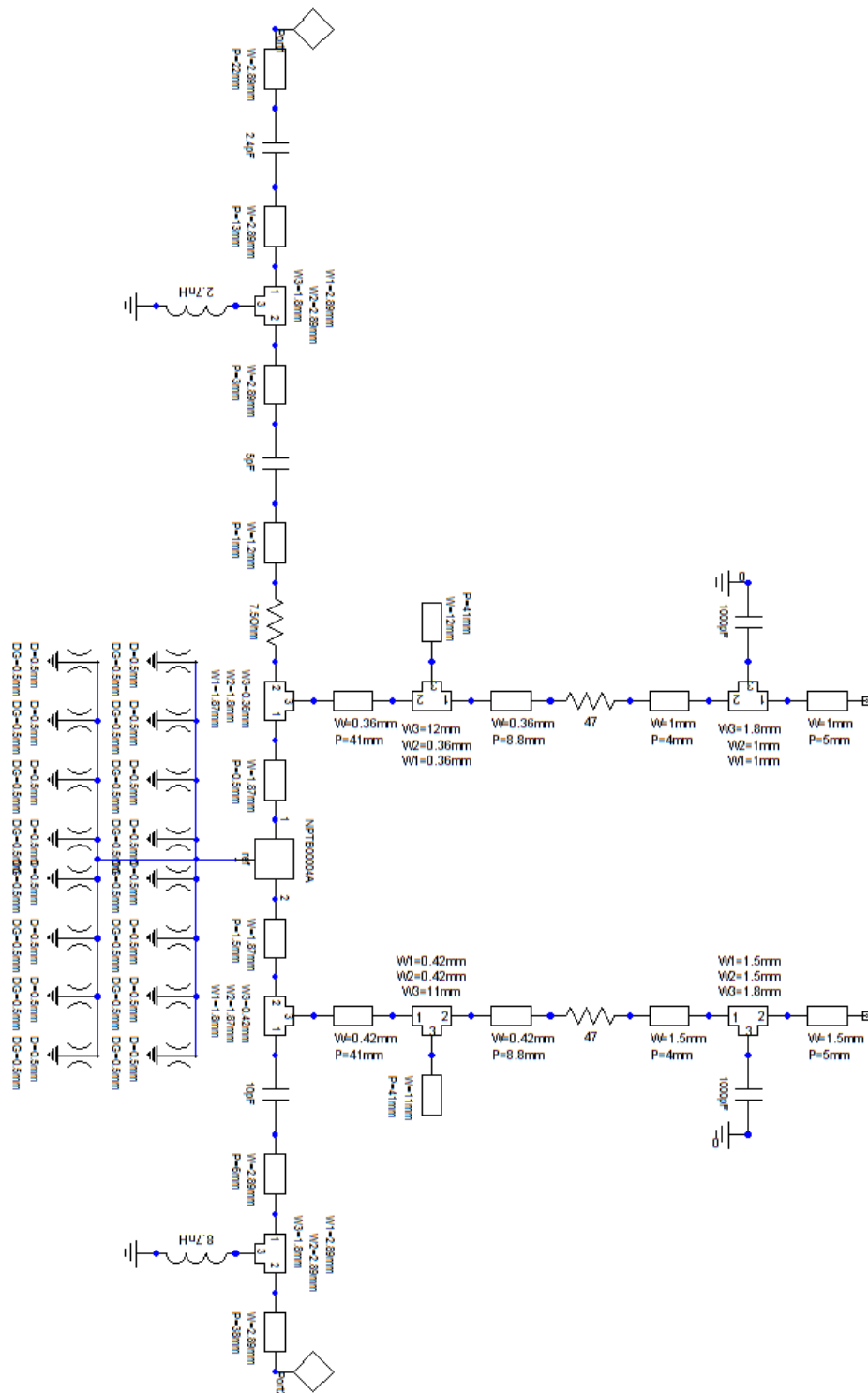
λ	Délka vlny v substrátu
S_{11}, S_{22}	Činitelé odrazu na vstupu, výstupu
S_{21}	Zisk
V_g	Napětí na gate
V_{ds}	Napětí mezi drainem a sourcem
RF_{in}	Signálový vstup
RF_{out}	Signálový výstup
GND	Ground – Uzemnění
CW	Continuous wave – kontinuální vlna
θ_{JC}	Tepelný odpor mezi polovodičovým přechodem a pouzdrem
θ_{CS}	Tepelný odpor mezi pouzdrem součástky a chladičem
θ_{SA}	Tepelný odpor mezi chladičem a okolním prostředím
T_J	Teplota polovodičového přechodu
T_A	Teplota okolního prostředí
P_D	Ztrátový výkon tranzistoru

SEZNAM PŘÍLOH

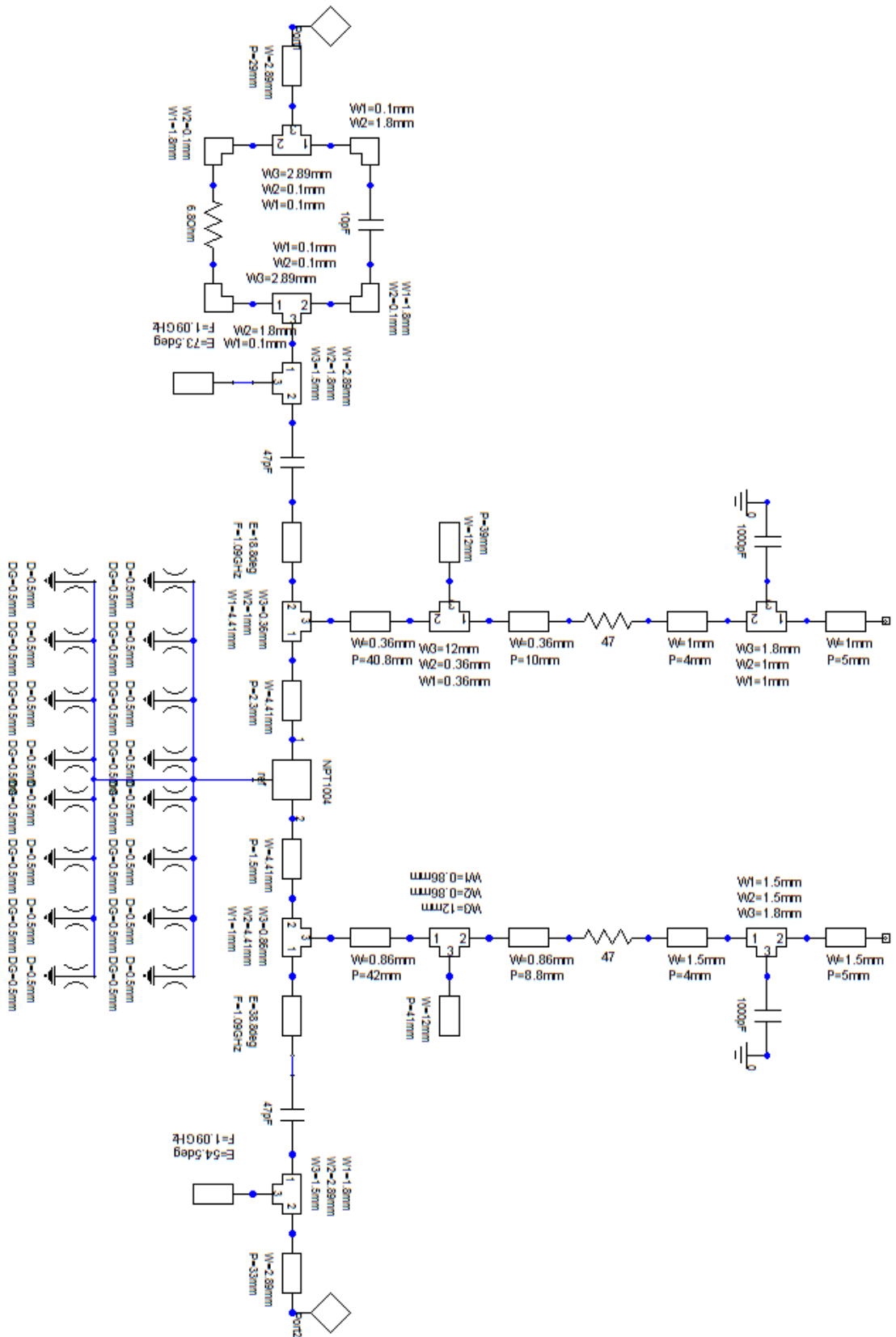
A	Schématická zapojení simulací	60
A.1	Simulace budiče – Ansys Designer	60
A.2	První návrh koncového stupně – Ansys Designer	61
A.3	Druhý návrh koncového stupně – AWR.....	62
B	Návrh desek plošných spojů	63
B.1	Schéma zapojení napájecích obvodů	63
B.2	Deska plošných spojů napájecích obvodů - Top	64
B.3	Osazovací plán napájecích obvodů - Top	64
B.4	Deska plošných spojů napájecích obvodů - Bottom.....	65
B.5	Osazovací plán napájecích obvodů - Bottom	65
B.6	Schéma zapojení budiče.....	66
B.7	Deska plošných spojů budiče.....	66
B.8	Schéma zapojení koncového stupně	67
B.9	Deska plošných spojů koncového stupně	67
C	Seznam součástek	68
C.1	Napájecí a ochranné obvody.....	68
C.2	Budič.....	69
C.3	Koncový stupeň, filtr, odbočnice.....	70
D	Fotodokumentace	71
D.1	Budič s první verzí napájecích obvodů.....	71
D.2	Koncový stupeň s druhou verzí napájecích obvodů	72

A SCHÉMATICKÁ ZAPOJENÍ SIMULACÍ

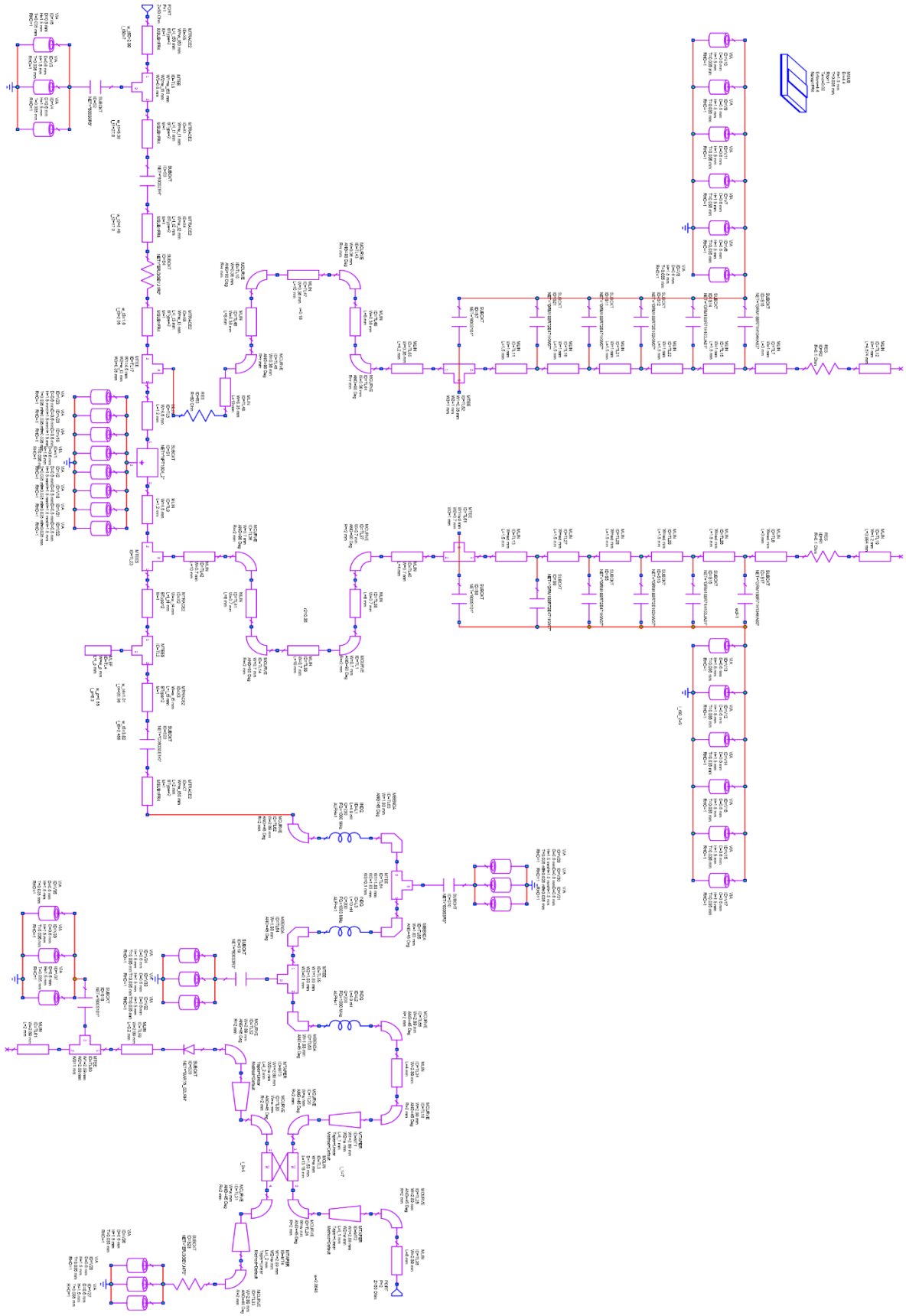
A.1 Simulace budiče – Ansys Designer



A.2 První návrh koncového stupně – Ansys Designer

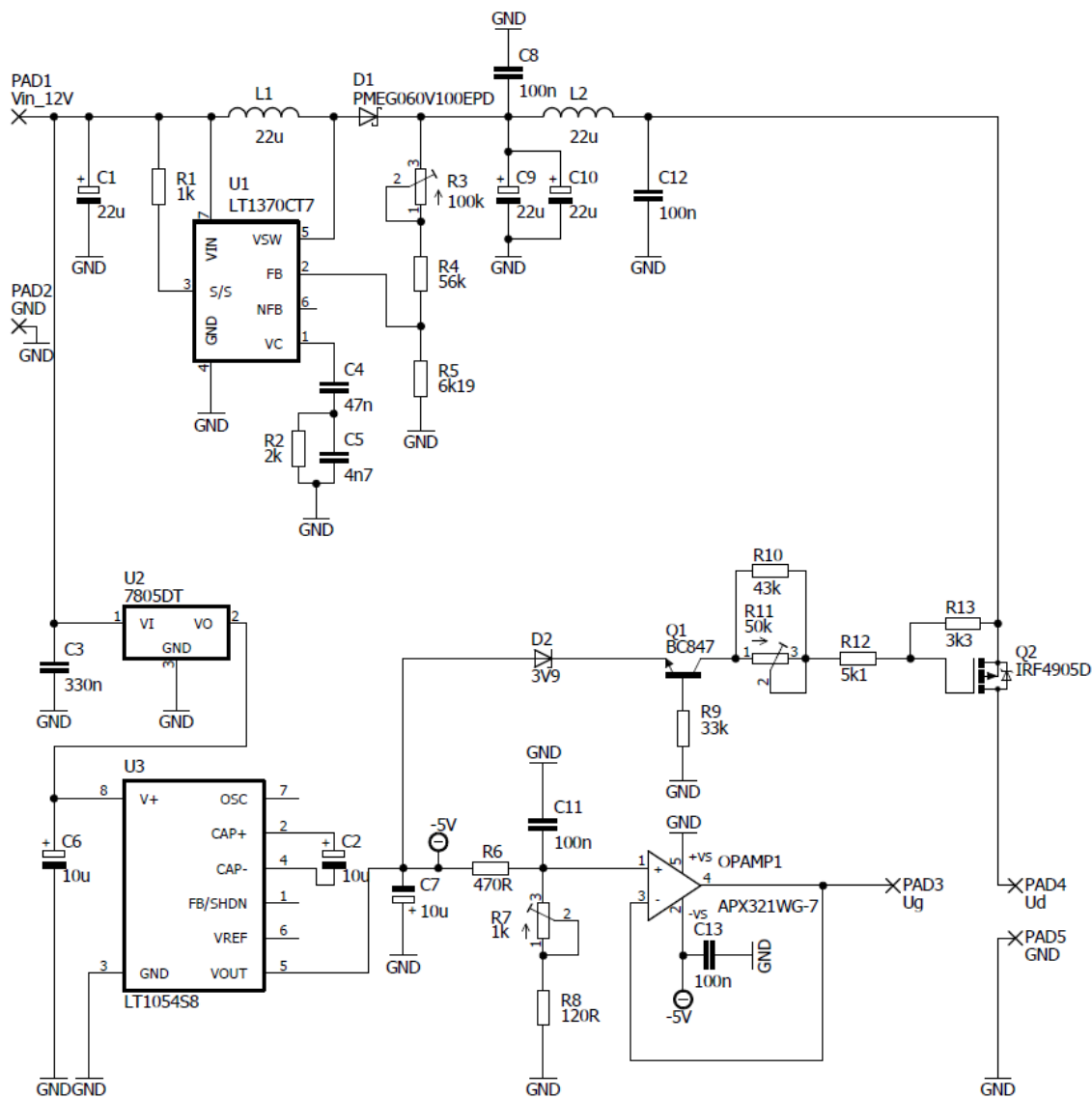


A.3 Druhý návrh koncového stupně – AWR

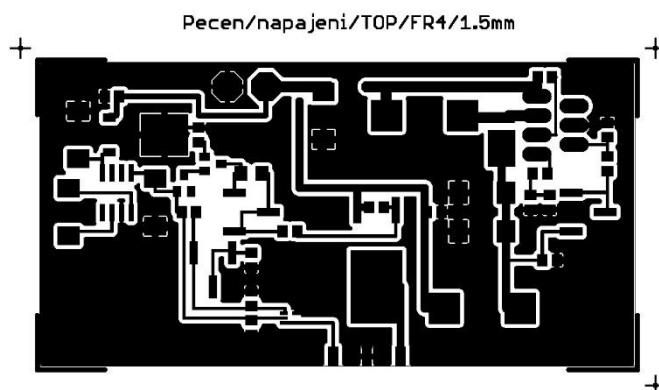


B NÁVRH DESEK PLOŠNÝCH SPOJŮ

B.1 Schéma zapojení napájecích obvodů

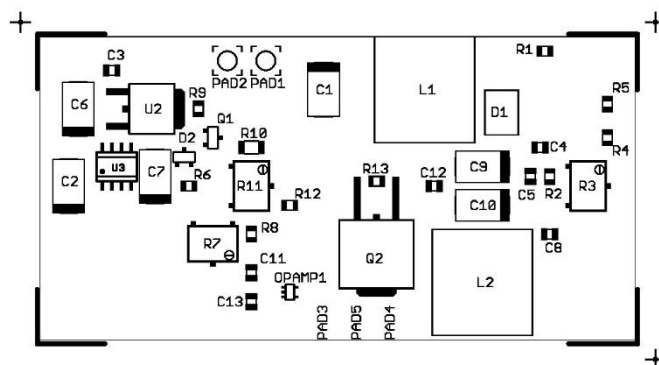


B.2 Deska plošných spojů napájecích obvodů - Top



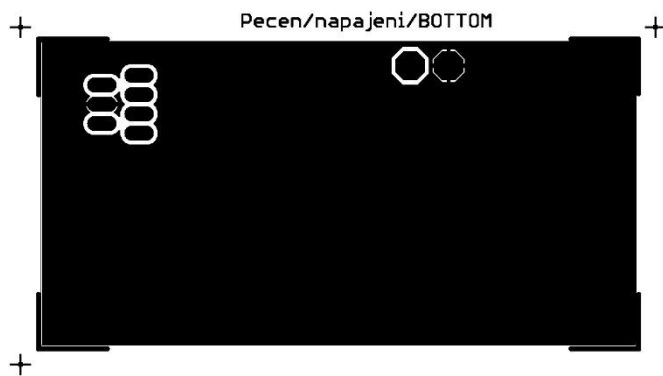
Rozměr desky 80 × 40 [mm], měřítko M1:1.

B.3 Osazovací plán napájecích obvodů - Top



Rozměr desky 80 × 40 [mm], měřítko M1:1.

B.4 Deska plošných spojů napájecích obvodů - Bottom



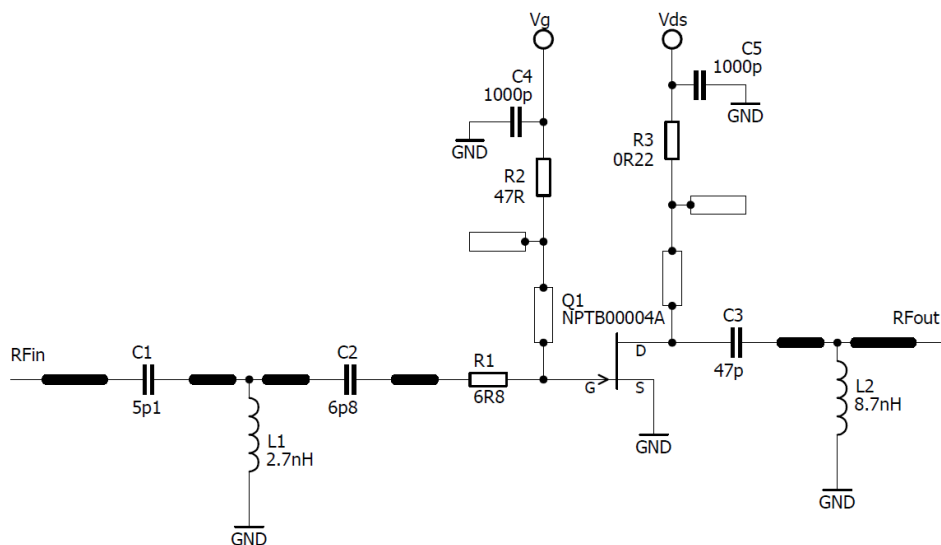
Rozměr desky 80×40 [mm], měřítko M1:1.

B.5 Osazovací plán napájecích obvodů - Bottom

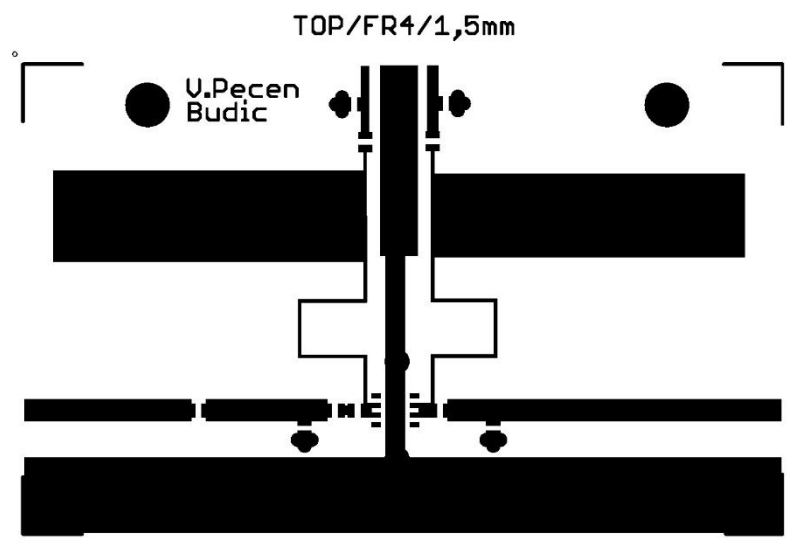


Rozměr desky 80×40 [mm], měřítko M1:1.

B.6 Schéma zapojení budiče

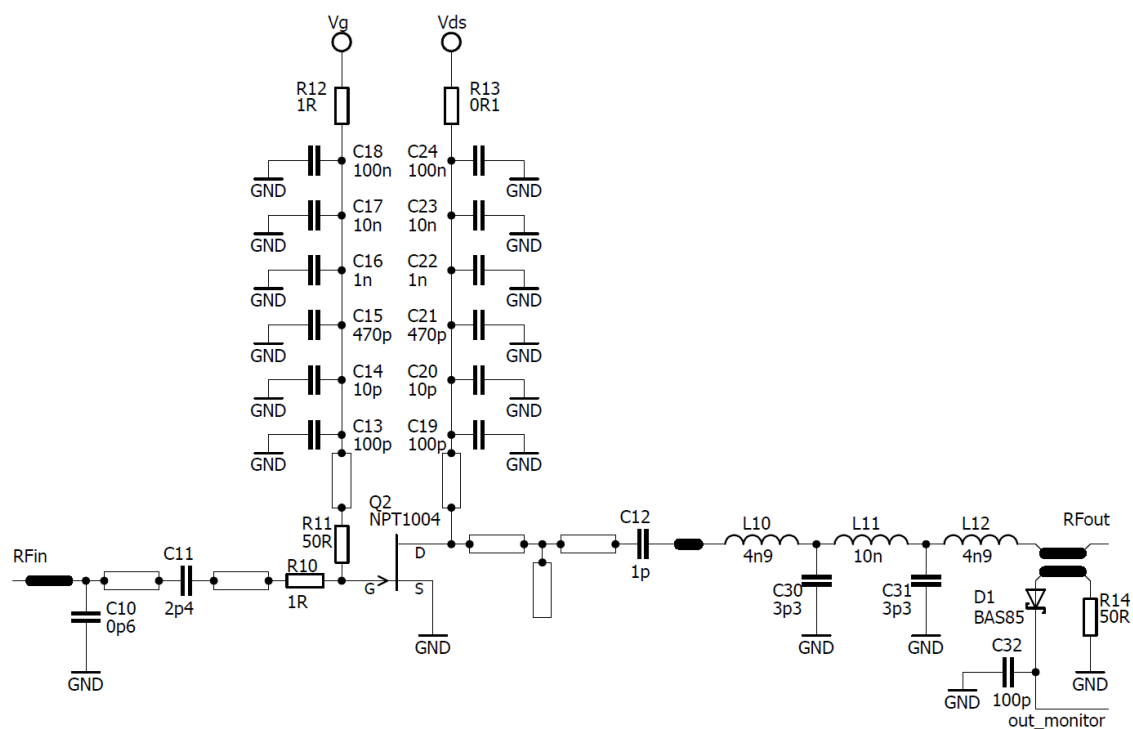


B.7 Deska plošných spojů budiče

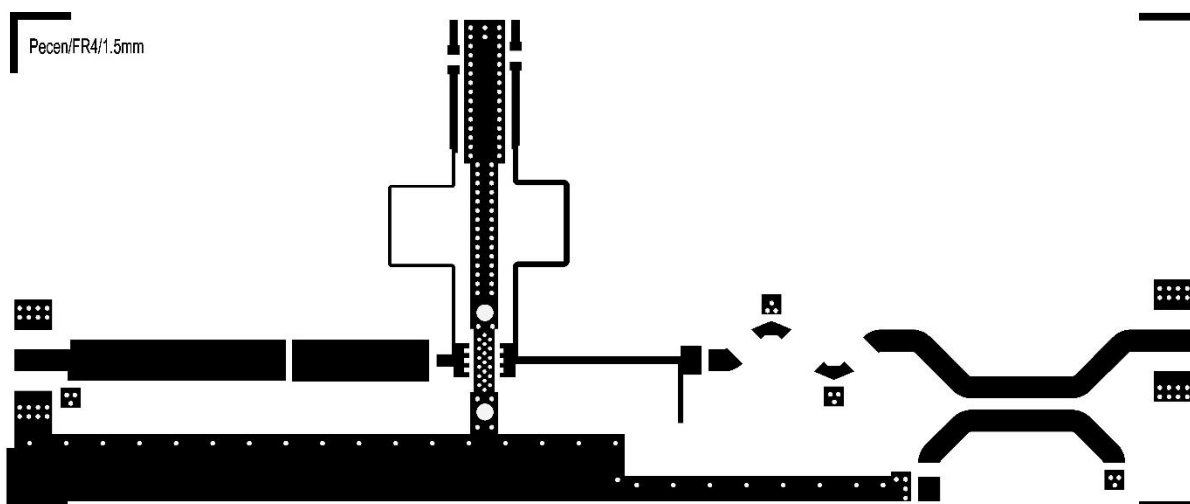


Rozměr desky 100×62 [mm], měřítko M1:1.

B.8 Schéma zapojení koncového stupně



B.9 Deska plošných spojů koncového stupně



Rozměr desky 155 × 63 [mm], měřítko M1:1.

C SEZNAM SOUČÁSTEK

C.1 Napájecí a ochranné obvody

Označení	Popis	Hodnota	Pouzdro
R1	rezistor	1k	R0805
R2	rezistor	2k	R0805
R3	trimr	100k	RTRIMTS63Y
R4	rezistor	56k	R0805
R5	rezistor	6k19	R0805
R6	rezistor	470R	R0805
R7	trimr	1k	RTRIMTS63Y
R8	rezistor	120R	R0805
R9	rezistor	33k	R0805
R10	rezistor	43k	R0805
R11	trimr	50k	RTRIMTS63Y
R12	rezistor	5k1	R0805
R13	rezistor	3k3	R0805
C1	tantalový kondenzátor	22 μ	SMC_D
C2	tantalový kondenzátor	10 μ	SMC_D
C3	keramický kondenzátor	330n	C0805
C4	keramický kondenzátor	47n	C0805
C5	keramický kondenzátor	4n7	C0805
C6	tantalový kondenzátor	10 μ	SMC_D
C7	tantalový kondenzátor	10 μ	SMC_D
C8	keramický kondenzátor	100n	C0805
C9	tantalový kondenzátor	22 μ	SMC_D
C10	tantalový kondenzátor	22 μ	SMC_D
C11	keramický kondenzátor	100n	C0805
C12	keramický kondenzátor	100n	C0805
C13	keramický kondenzátor	100n	C0805
L1	cívka	22 μ /6,3A	HC9-220-R
L2	cívka	22 μ /6,3A	HC9-220-R
D1	Schottkyho dioda	PMEG060V100EPD	SOT1289
D2	Zenerova dioda	3V9	SOT23
Q1	tranzistor	BC847	SOT23
Q2	P-MOSFET	IRF4905D	TO263
U1	DC/DC měnič	LT1370CT7	TO220-7
U2	stabilizátor 5V	7805DT	TO252
U3	DC/DC měnič	LT1054S8	SO08
OPAMP1	operační zesilovač	APX321WG-7	SOT25

C.2 Budič

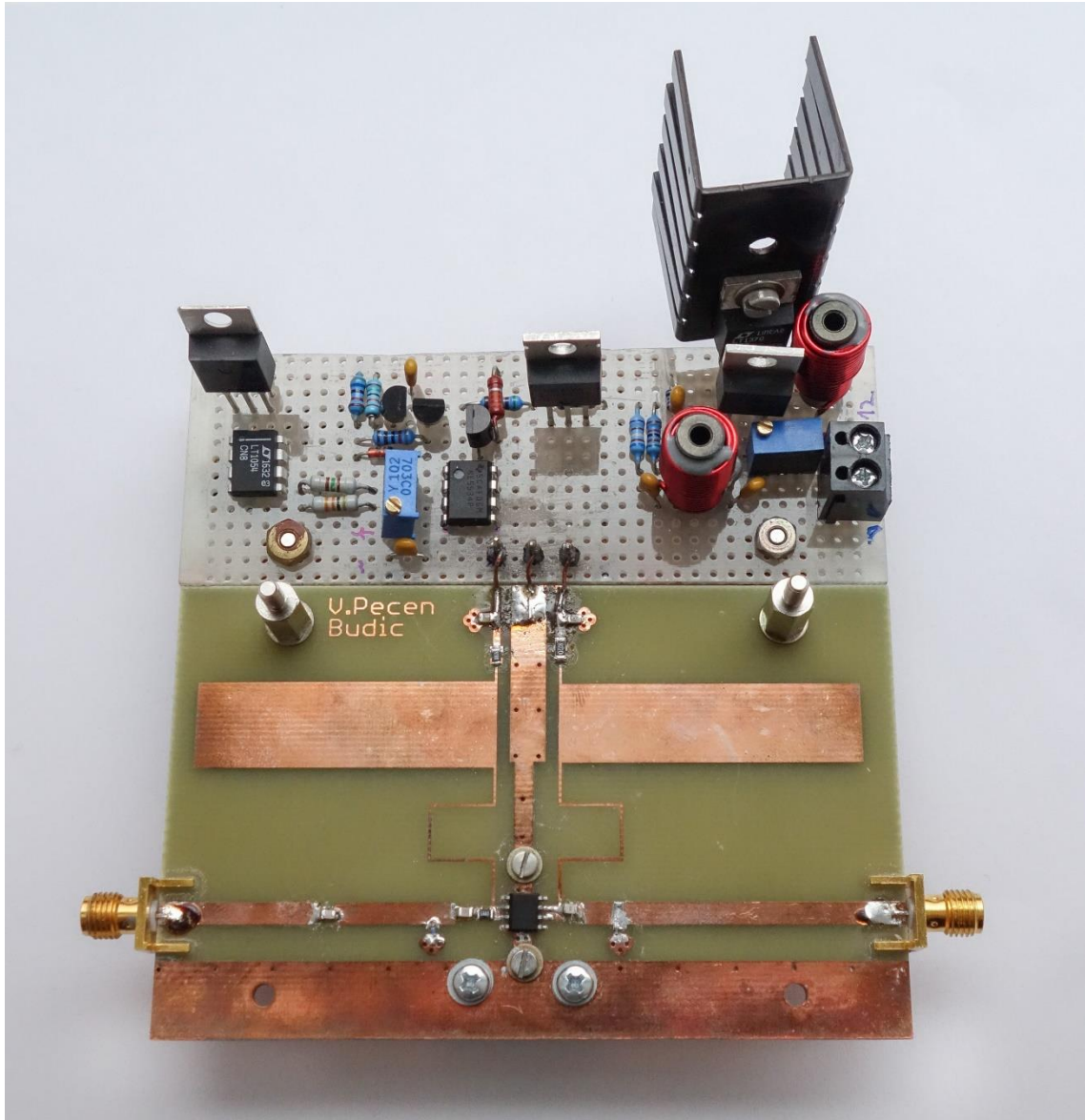
Označení	Popis	Hodnota	Pouzdro
R1	rezistor	6R8	R0805
R2	rezistor	47R	R0805
R3	rezistor	0R22	R0805
C1	ATC kondenzátor	5p1	C0805
C2	ATC kondenzátor	6p8	C0805
C3	ATC kondenzátor	47p	C0805
C4	Keramický kondenzátor	1000p	C0805
C5	Keramický kondenzátor	1000p	C0805
L1	Cívka	2n7	0402
L2	Cívka	8n7	0402
Q1	Tranzistor (Macom)	NPTB00004A	8SOIC

C.3 Koncový stupeň, filtr, odbočnice

Označení	Popis	Hodnota	Pouzdro
R10	Rezistor	1R	R0805
R11	Rezistor	50R	R0805
R12	Rezistor	1R	R0805
R13	Rezistor	0R1	R0805
R14	Rezistor	50R	R0805
C10	ATC kondenzátor	0p6	C0805
C11	ATC kondenzátor	2p4	C0805
C12	ATC kondenzátor	1p	C0805
C13	ATC kondenzátor	100p	C0805
C14	Keramický kondenzátor	10p	C0805
C15	Keramický kondenzátor	470p	C0805
C16	Keramický kondenzátor	1n	C0805
C17	Keramický kondenzátor	10n	C0805
C18	Keramický kondenzátor	100n	C0805
C19	ATC kondenzátor	100p	C0805
C20	Keramický kondenzátor	10p	C0805
C21	Keramický kondenzátor	470p	C0805
C22	Keramický kondenzátor	1n	C0805
C23	Keramický kondenzátor	10n	C0805
C24	Keramický kondenzátor	100n	C0805
C30	ATC kondenzátor	3p3	C0805
C31	ATC kondenzátor	3p3	C0805
C32	Keramický kondenzátor	100p	C0805
L10	Cívka	4n9	
L11	Cívka	10n	
L12	Cívka	4n9	
D1	Schottkyho Dioda	BAS85	SOD80
Q2	Tranzistor (Nitronex)	NPT1004	8SOIC

D FOTODOKUMENTACE

D.1 Budič s první verzí napájecích obvodů



D.2 Koncový stupeň s druhou verzí napájecích obvodů

