



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

VÝKONOVÝ ZESILOVAČ V PÁSMU L

POWER AMPLIFIER FOR L BAND

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Martin Eliáš

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Tomáš Urbanec, Ph.D.

BRNO 2023

Diplomová práce

magisterský navazující studijní program **Elektronika a komunikační technologie**

Ústav radioelektroniky

Student: Bc. Martin Eliáš

ID: 211560

Ročník: 2

Akademický rok: 2022/23

NÁZEV TÉMATU:

Výkonový zesilovač v pásmu L

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Seznamte se s koncepcí vysokofrekvenčních výkonových zesilovačů, pracujících v segmentu frekvencí 1030 a 1090 MHz. Navrhněte společné řešení s výkonovým ziskem alespoň 50 dB a s výstupním výkonem P1dB minimálně 50 dBm pro frekvence 1030 a 1090 MHz. Zaměřte se na metody dosahování maximální hodnoty výstupního výkonu při přenosu pulzně modulovaného signálu s maximálním plněním 2 %. U návrhu uvažujte obě nejrozšířenější technologie tranzistorů LDMOS a GaN. Vytvořte model zesilovače ve vhodném vývojovém prostředí a navrhněte jeho kompletní schéma včetně napájecích a stabilizačních obvodů.

Navrhněte desku plošných spojů zesilovače i všech pomocných napájecích obvodů. Zhotovte prototyp navrženého zesilovače, změřte jej, interpretujte a vyhodnoťte dosažené parametry. Ověřte stabilitu zesilovače a soustřeďte se na změření jeho disponibilního výstupního výkonu a vysílaného spektra při buzení pulzy se šířkou 0,5 μ s, s maximálními délkami nástupné hrany 0,1 μ s a sestupné hrany 0,2 μ s. Nakonec ověřte rozsah výstupního výkonu při splnění vhodně definovaných kritérií.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] STEER, Michael. Microwave and RF Design: Networks [online]. Volume 3 (Third Edition). NC State University, 2019 [cit. 2022-08-15]. ISBN 978-1-4696-5695-3. Dostupné z: doi:<https://doi.org/10.5149/9781469656953>

[2] L-Band, GaN/SiC, RF Power Transistor: IGN1011L120. In: Integra Technologies [online]. [cit. 2022-06-13]. Dostupné z: https://www.integratech.com/_files/ugd/fdedc3_914b84338d8348679259ef332ac4307b.pdf

Termín zadání: 6.2.2023

Termín odevzdání: 22.5.2023

Vedoucí práce: Ing. Tomáš Urbanec, Ph.D.

doc. Ing. Lucie Hudcová, Ph.D.
předseda rady studijního programu

UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové 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 této diplomové práce je návrh výkonového zesilovače v pásmu L. V této práci jsou popsány používané technologie vysokofrekvenčních tranzistorů. Dále je popsán komunikační standard zesilovaného signálu spolu s požadavky na výstupní signál. Návrh zesilovače obsahuje modelování jednotlivých zesilovacích stupňů pomocí nelineárních modelů v programu AWR. Obsahem je návrh stabilizačních a přizpůsobovacích obvodů spolu s obvodem zaručující správnou sekvenci zapínání a vypínání. Návrhy jsou převedeny na plošný spoj a vyrobeny. Pro 2. a 3. zesilovací stupeň jsou nakresleny technické výkresy chladičů, podle kterých jsou vyrobeny. Po realizaci jsou návrhy podrobeny měření a naměřené parametry zhodnoceny.

Klíčová slova

Zesilovač, GaN, pulzní řízení, Mode S, AWR, pásmo L

Abstract

The aim of this thesis is to design a power amplifier in L-band. This thesis describes the high frequency transistor technologies. Furthermore, the communication standard of the amplified signal is described along with the output signal requirements. The design of the amplifier includes modelling of the individual amplifier stages using nonlinear models in the AWR program. The design of the stabilization and matching circuits is included, along with a circuit to guarantee the correct turn-on and turn-off sequence. The designs are converted to printed circuit board and fabricated. For the 2nd and 3rd amplifier stages, engineering drawings of the heat sinks are drawn and used to fabricate them. After implementation, the designs are measured and the measured parameters evaluated.

Keywords

Amplifier, GaN, pulsed operation, Mode S, AWR, L-band

Bibliografická citace

ELIÁŠ, Martin. Výkonový zesilovač v pásmu L [online]. Brno, 2023 [cit. 2023-05-06]. Dostupné z: <https://www.vut.cz/studenti/zav-prace/detail/151747>. Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky. Vedoucí práce Ing. Tomáš Urbanec Ph.D.

Prohlášení autora o původnosti díla

Jméno a příjmení studenta:	<i>Martin Eliáš</i>
VUT ID studenta:	<i>211560</i>
Typ práce:	<i>Diplomová práce</i>
Akademický rok:	<i>2022/2023</i>
Téma závěrečné práce:	<i>Výkonový zesilovač v pásmu L</i>

Prohlašuji, že svou závěrečnou práci jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucí/ho závěrečné 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 závěrečné práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této závěrečné práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si 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.

V Brně dne: 22. května 2023

podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu diplomové práce Ing. Tomášovi Urbancovi Ph.D. za účinnou metodickou a pedagogickou pomoc a dále Ing. Pavlu Kopečkovi z firmy ERA a.s. za odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne: 22. května 2023

podpis autora

Obsah

SEZNAM OBRÁZKŮ	8
SEZNAM TABULEK.....	9
SEZNAM GRAFŮ	10
ÚVOD	11
1. TEORETICKÝ ÚVOD	12
1.1 VLASTNOSTI ZESILOVAČŮ	12
1.1.1 Technologie tranzistorů	12
1.2 CHARAKTERISTIKA SIGNÁLU	13
1.2.1 Dotaz.....	15
1.2.2 Odpověď.....	17
2. NÁVRH ZESILOVAČE	19
2.1 NÁVRH JEDNOTLIVÝCH STUPŇŮ	19
2.2 NÁVRH 3. STUPNĚ	20
2.2.1 Model tranzistoru.....	22
2.2.2 Nastavení pracovního bodu	24
2.2.3 Stabilita.....	27
2.2.4 Přivedení pracovního bodu.....	29
2.2.5 Přivedení pracovního bodu na vstup.....	29
2.2.6 Přivedení pracovního bodu na výstup.....	30
2.2.7 Vstupní a výstupní přizpůsobení.....	31
2.2.8 Syntetizace zjištěných impedancí	36
2.2.9 Testování pulzy.....	42
2.2.10 Návrh plošného spoje 3. stupně a chladiče	44
2.3 NÁVRH 2. STUPNĚ	47
2.3.1 Návrh plošného spoje 2. stupně	53
2.4 NÁVRH 1. STUPNĚ	55
2.4.1 Návrh plošného spoje 1. stupně	56
2.5 VLASTNOSTI CELKOVÉHO ŘAZENÍ ZESILOVAČŮ	57
2.6 NÁVRH SEKVENCERU S NASTAVENÍM PRACOVNÍHO BODU	63
2.6.1 Návrh plošného spoje sekvenceru	66
3. SESTAVENÍ A MĚŘENÍ	67
3.1 SEKVENCER.....	67
3.2 ZESILOVACÍ STUPNĚ	71
3.2.1 První zesilovací stupeň.....	71
3.2.2 Druhý zesilovací stupeň	74
3.2.3 Třetí zesilovací stupeň.....	78
3.3 CELKOVÉ ŘAZENÍ ZESILOVAČŮ	81
4. ZÁVĚR.....	83
5. BIBLIOGRAFIE	87

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obrázek 1: Formáty dotazu vzestupného spoje [4].....	14
Obrázek 2: Limity spektra dotazovače [5].....	15
Obrázek 3: Sled impulsů dotazu módu S [5].....	16
Obrázek 4: Limity spektra odpovědi [5].....	18
Obrázek 5: Sériové řazení zesilovačů.....	19
Obrázek 6: Model tranzistoru [14].....	23
Obrázek 7: Model odvodu tepla.....	23
Obrázek 8: Schéma měření stejnosměrné charakteristiky.....	25
Obrázek 9: Schéma přivedení napájení na vstup.....	29
Obrázek 10: Schéma přivedení napájení na výstup.....	31
Obrázek 11: Zapojení pro Load-pull a Source-pull simulaci.....	32
Obrázek 12: Zjednodušený výstupní přizpůsobovací obvod 3. stupně.....	36
Obrázek 13: Zjednodušený vstupní přizpůsobovací obvod 3. stupně.....	37
Obrázek 14: Zapojení generátoru pulzů.....	42
Obrázek 15: Plošný spoj 3. stupně.....	45
Obrázek 16: 3D model návrhu chladiče pro 3. stupeň.....	46
Obrázek 17: Zjednodušený vstupní přizpůsobovací obvod 2. stupně.....	49
Obrázek 18: Zjednodušený výstupní přizpůsobovací obvod 2. stupně.....	49
Obrázek 19: Plošný spoj 2. stupně.....	53
Obrázek 20: 3D model návrhu chladiče pro 2. stupeň.....	54
Obrázek 21: Schéma 1. stupně.....	55
Obrázek 22: Plošný spoj 1. stupně.....	56
Obrázek 23: Systémový diagram v AWR modulace BPSK.....	60
Obrázek 24: Schéma sekvenceru s nastavením pracovního bodu.....	65
Obrázek 25: Plošný spoj sekvenceru.....	66
Obrázek 26: Měřicí sestava sekvenceru.....	67
Obrázek 27: Osazený plošný spoj sekvenceru.....	70
Obrázek 28: Osazený plošný spoj 1. stupně.....	71
Obrázek 29: Měřicí sestava výkonu pro 1. stupeň.....	73
Obrázek 30: Zkompletovaný 2. stupeň.....	74
Obrázek 31: Měřicí sestava S-parametrů pro 2. a 3. stupeň.....	75
Obrázek 32: Zkompletovaný 3. stupeň.....	78
Obrázek 33: Měřicí sestava celkového řazení.....	80
Obrázek 34: Simulované parametry jednotlivých stupňů.....	84
Obrázek 35: Zkompletované 3 zesilovací stupně se sekvencery.....	85

SEZNAM TABULEK

Tabulka 1: Časové požadavky na náběžnou a závěrečnou hranu [5].....	16
Tabulka 2: Porovnání zesilovačů pro koncový stupeň [10] [11] [12] [13]	21
Tabulka 3: Srovnání výběru 2. stupně [21] [22] [23].....	48

SEZNAM GRAFŮ

Graf 1: Porovnání výrobních technologií tranzistoru [1]	13
Graf 2: Sled impulsů dotazu Mode S [5]	16
Graf 3: Časový průběh modulace dotazu [9]	17
Graf 4: Časový průběh modulace odpovědi [9]	18
Graf 5: Závislost R_{th} na střídě a délce pulzu [14]	24
Graf 6: DC závislost I_d na U_{gs}	25
Graf 7: DC závislost I_d na U_{ds}	26
Graf 8: Definice stabilní oblasti impedancí na výstupu	27
Graf 9: Definice stabilní oblasti impedancí na vstupu	28
Graf 10: Stabilita 3. stupně	28
Graf 11: Load-pull při $P_{in} = 33$ dBm a 1 060 MHz	32
Graf 12: Source-pull při $P_{in} = 33$ dBm a 1 060 MHz	33
Graf 13: Výběr výstupní impedance při ladění	34
Graf 14: Komprese zisku v závislosti na výstupním výkonu	34
Graf 15: Závislost účinnosti na vstupním výkonu	35
Graf 16: Závislost výstupního výkonu na vstupním	35
Graf 17: Postupné přizpůsobení vstupu 3. stupně	38
Graf 18: Postupné přizpůsobení výstupu 3. stupně	39
Graf 19: Výstupní výkon, účinnost a zisk přizpůsobovacího zesilovače v závislosti na frekvenci	40
Graf 20: Účinnost, výkon a zisk v závislosti na vstupním výkonu	40
Graf 21: Přizpůsobení S_{11} a S_{22}	41
Graf 22: Teplota T_j při pulzním buzení	43
Graf 23: Postupné přizpůsobení vstupu 2. stupně	50
Graf 24: Postupné přizpůsobení výstupu 2. stupně	50
Graf 25: Přizpůsobení S_{11} a S_{22} 2. stupně	51
Graf 26: Stabilita 2. stupně	51
Graf 27: Výstupní výkon, účinnost a zisk přizpůsobeného 2. stupně	52
Graf 28: Účinnost, výkon a zisk v závislosti na vstupním výkonu	52
Graf 29: Celkový vstupní výkon, účinnost a zisk řazení zesilovačů v závislosti na frekvenci	57
Graf 30: Výstupní výkon, účinnost a zisk celkového řazení zesilovačů v závislosti na vstupním výkonu	58
Graf 31: Výstupní spektrum při pulzním buzení celkového řazení zesilovačů	59
Graf 32: Spektrum zprávy dotazu celkového řazení zesilovačů	61
Graf 33: IQ diagram	62
Graf 34: Sekvence zapnutí	68
Graf 35: Sekvence vypnutí	69
Graf 37: 1. stupeň - porovnání S_{11} a S_{22} parametrů	72
Graf 36: 1. stupeň - porovnání S_{21}	72
Graf 38: Závislost výstupního výkonu na vstupním	73
Graf 39: 2. stupeň - porovnání parametrů S_{21}	76
Graf 40: Porovnání výstupního výkonu a zisku 2. stupně	77
Graf 41: Porovnání malosignálového zisku 3. stupně	79
Graf 42: Porovnání výstupního výkonu a zisku 3. stupně	80
Graf 43: Časový průběh pulzu na výstupu	81
Graf 44: Spektrum celkového řazení zesilovačů při pulzním buzení	82
Graf 45: Spektrum generátoru pulzního signálu	82

ÚVOD

Od výkonových prvků založených na vakuových součástkách se přechází na moderní technologie, jakou je aktuálně Gallium Nitrid se strukturou HEMT na substrátu karbidu křemíku. Oproti malosignálovým zesilovačům, kterým pro správný návrh postačují malosignálové S-parametry, se u výkonových musí zahrnout závislost na vstupním výkonu a teplotě. Zahrnutím komplexních závislostí se návrh stává složitějším.

Při návrhu výkonového zesilovače starší metodou, je fyzický prvek experimentálně laděn ladícími prvky a následně je navrhována přizpůsobovací struktura. Díky rozvoji moderních technologií se návrh zesilovačů zrychluje. Pomocí propracovaných simulátorů AWR a ADS lze simulovat chování zesilovače bez fyzického přístupu. To je možné pomocí modelů pro simulaci, které čím dál častěji poskytují výrobci. Někteří výrobci tvrdí, že jejich modely vystihují reálné chování tak dobře, že se vyrobený návrh podle simulace nemusí dále ladit a vytvářet nová iterace návrhu.

Navrhovaný zesilovač v pásmu L je koncipovaný pro letištní dotazovač. Podle leteckého předpisu musí splňovat určité omezení, třeba na vysílané spektrum. Zesilovač je navržen pro odesílání komunikačních dotazů i odpovědí, které zároveň plní funkci pro kontrolu pozemních přijímačů na jiných pozicích. Mimo jiné se odpovědi používají i pro zpřesňování polohy pro systém MLAT (Multilateration) – multilaterace, který funguje na principu TDOA (Time Difference Of Arrival) – rozdílu času přichozích signálů.

1. TEORETICKÝ ÚVOD

1.1 Vlastnosti zesilovačů

1.1.1 Technologie tranzistorů

Z historického hlediska se dříve používaly ve vysokofrekvenčních výkonových systémech vakuové součástky. Jednou z nich byl třeba klystron, což je mikrovlnná elektronka. Částečnými technologickými nástupci byly postupně LDMOS, GaAs a následně GaN. Z tohoto důvodu budou tyto 3 technologie dále stručně představeny a popsány jejich vlastnosti. Výběr technologie je důležitý pro zjištění aktuálního směru vývoje. Při návrhu zařízení je potřeba uvažovat i s dostupností daného prvku v budoucnu, kdy je snaha snížit počet úprav z důvodu nedostupnosti daného prvku. Technologický vývoj se snaží dosahovat vyšších výkonů, vyšší tepelné vodivosti, většího frekvenčního rozsahu. Proto se od starších technologií opouští a tranzistory mají například uvedeno u výrobců varování, že výroba bude brzo ukončena a tudíž produkt není vhodný pro nový design [1] [2]. V Graf 1 Je uvedeno porovnání těchto technologií. Je zde uvedena závislost dosažitelného výkonu na pracovní frekvenci a technologie SiGe (Silicon Germanium), ta ale není vhodná pro vysoké výkony. Důvodem je nízké pracovní napětí 2 až 3V [1].

Si LDMOS (Silicon Laterally-Diffused-Metal Oxide Silicon)

Nevýhodou této technologie je velké omezení operační frekvence spojené s křemíkovým substrátem. Zesilovače jsou použitelné jen do jednotek GHz. Od této technologie se opouští a k dalšímu vývoji již nedochází [1] [2].

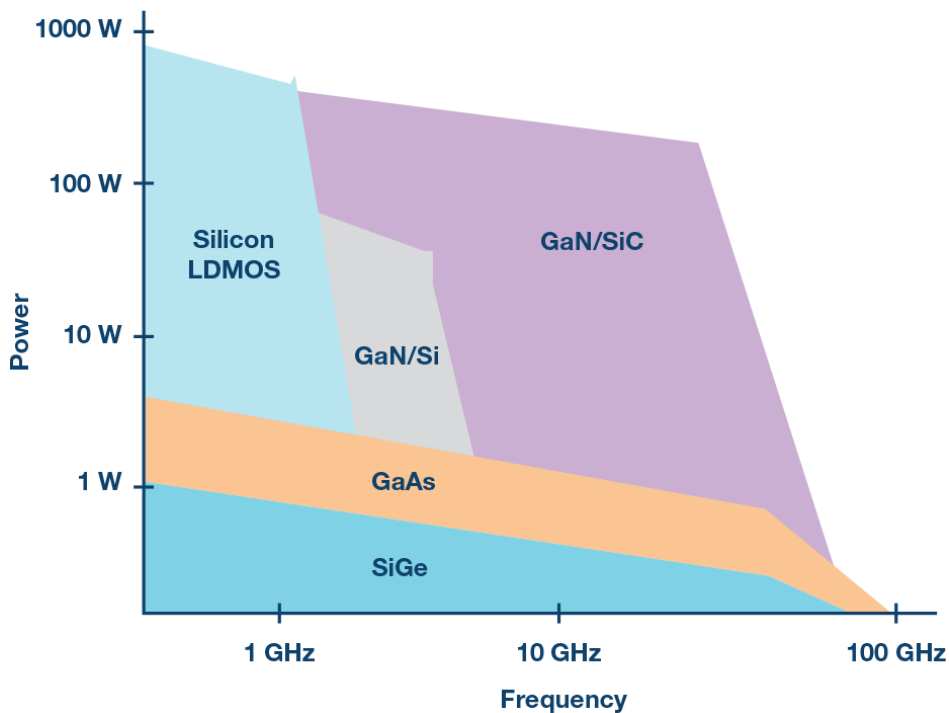
GaAs (Galium Arsenid)

Oproti Si LDMOS je možné operovat přibližně až na 100 GHz. Nastává ale problém s nízkou tepelnou vodivostí, která omezuje maximální výkon. Dalším omezením je pracovní napětí. I přes tyto nevýhody se technologie využívá i nadále v předzesilovačích [1] [2].

GaN on SiC HEMT (Galium Nitrid se strukturou HEMT na substrátu karbidu křemíku)

Většina tranzistorů na této technologii má pracovní napětí 28 nebo 50 V pro vyšší výkony. Vyšší napětí se příliš nepoužívá a to z důvodu limitace technologie a snižování životnosti. Nicméně, stále zde dochází k vývoji a dosahování vyššího napětí pro vysoké výkony. Aktuálně pro vysokonapěťové typy lze dosáhnout výkonu v řádu kW. Pro pracovní napětí do 50 V lze dosáhnout výkonu v řádu stovek wattů. Výhodou je substrát SiC s vysokou tepelnou vodivostí, díky kterému je dosahováno dobrého zisku a účinnosti na vyšších frekvencích, jak je vidět v Graf 1. Vlastnostmi tato technologie dominuje.

Oproti technologii Si LDMOS lze pomocí GaN postavit ekvivalentní zesilovač s menším počtem zesilovacích stupňů. Pro frekvence do několika GHz, kde SiC GaN konkuruje Si LDMOS, ale nedosahuje stejné tepelné vodivosti. Při použití SiC GaN lze zmenšit celkový fyzický návrh a snížit dobu potřebnou pro návrh [1] [2].



Graf 1: Porovnání výrobních technologií tranzistoru [1]

1.2 Charakteristika signálu

Před výběrem zesilovače a jeho topologie je potřeba si ujasnit, pro jaký signál se zesilovač navrhuje a jaké jsou požadavky na signál na výstupu.

V letectví se rozlišuje mezi primárním přehledovým (PSR - Primary Surveillance Radar) a sekundárním radarem (SSR - Secondary surveillance radar). Primární radar vysílá radiový signál a následně díky odraženému signálu od objektu ve vzdušném prostoru může zjistit jeho vzdálenost, rychlost, výšku a směr. Není tak potřeba aktivní interakce od objektu. Sekundární radar je založen na aktivní odpovědi od objektu. V případě, že pozemní sekundární radar vyšle dotaz, tak objekt je povinen vrátit odpověď. Je zde už tedy vyžadován transpondér.

Sekundárnímu radaru stačí menší vysílaný výkon pro zajištění funkčnosti na stejnou vzdálenost než primárnímu. Citlivost přijímače může být také menší, díky aktivní odpovědi oproti pasivnímu odrazu. Tento radar je založen na tom, že objekt chce být „viděn“ nebo předpokládá správnou funkci transpondéru. Nenahrazuje tedy primární radar [3].

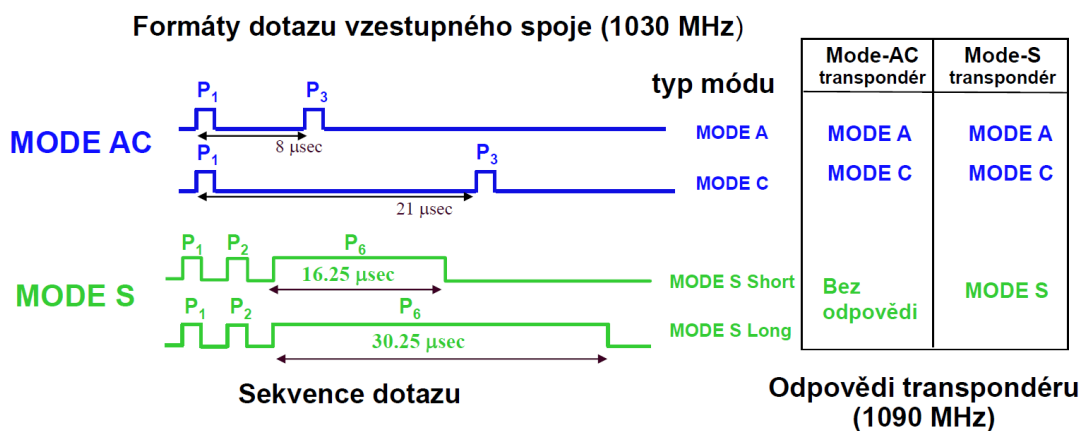
V civilním sektoru se využívají 3 různé módy komunikace – Mode A, C a S. Mode A odpověď obsahuje 12 b identifikační kód letadla **SIF** (Selective Identification

Feature). Mode C odpověď obsahuje 12 b identifikaci a informaci o barometrické výšce. Mode S odpověď obsahuje 24 b **ICAO** (International Civil Aviation Organization) identifikaci, výšku, rychlost a další data. V tomto módu, transpondér může odesílat **ACAS/TCAS** (Airborne/Traffic Collision Avoidance System) - protisrážkové systémy nebo **ADS-B** (Automatic Dependent Surveillance – Broadcast) - automatický závislý přehled vysílání [4].

Odpovídače v módu S musí splňovat i funkční schopnost módu A a C z důvodu zpětné kompatibility. Na dotaz v určitém módu může odpovědět pouze transpondér s danou schopností módu. Od roku 2020 se all-call (všeobecné dotazy) nesmí používat. Starší jsou módy Mode A a Mode C. Dotazovač vysílá směrově na frekvenci 1030 MHz a transpondér odpovídá všesměrově na 1090 MHz [5].

Navrhovaný zesilovač je koncipovaný pro letištní dotazovač. Pro kontrolu správné funkce pozemních přijímačů na jiných pozicích odesílá i odpovědi. Mimo jiné se tyto odpovědi používají i pro zpřesňování polohy pro systémy **MLAT** (Multilateration) – multilaterace, který funguje na principu **TDOA** (Time Difference Of Arrival) – rozdílu času příchozích signálů.

Mód A a C jsou od sebe rozlišeny rozdílem času mezi pulsy P₁ a P₃, viz Obrázek 1. Puls P₂ je pro odmítnutí dotazu při příjmu z laloku antény dotazovače, tak odpovídají pouze letadla z hlavního svazku antény [5].



Obrázek 1: Formáty dotazu vzestupného spoje [4]

Mód S

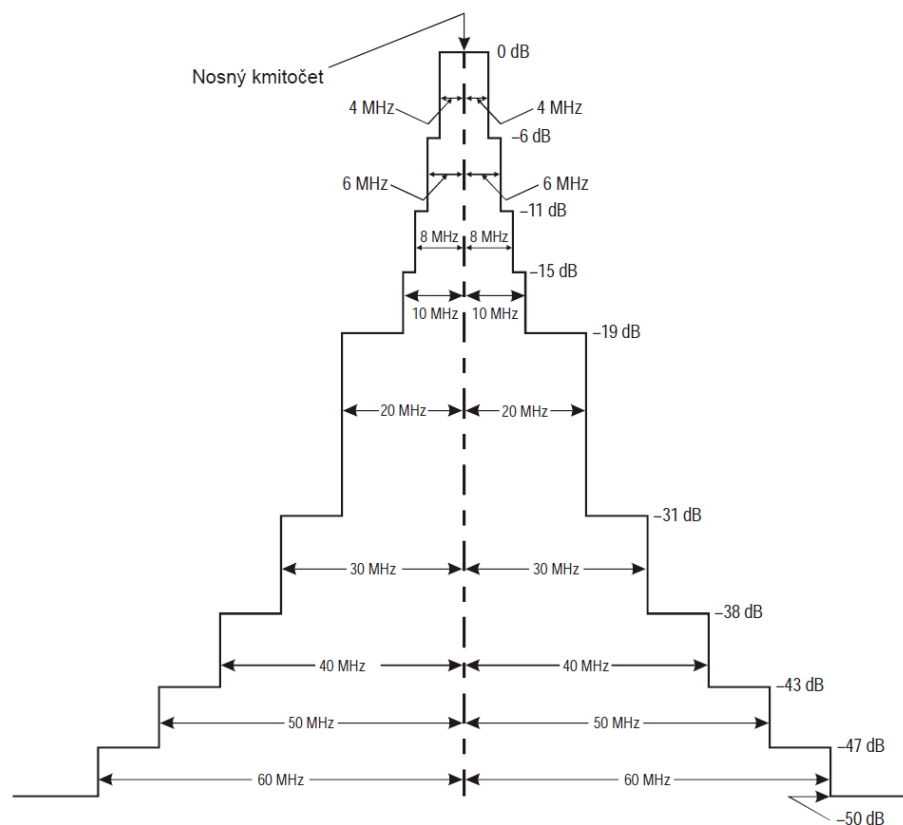
Mód S (Select) umožňuje dotazovači vybrat specifické identifikační číslo a zamezuje tak ostatním transpondérům odpovědět zároveň. Transpondéry mají 24-bitovou unikátní adresu, která umožňuje adresovat 16 777 214 objektů. Tento odpovídač se nachází i na obslužných vozidlech letiště, kde umožňuje sledování polohy a předchází tak srážkám. Poloha se určuje pomocí **GNSS** (Global Navigation Satellite System) – globálního navigačního satelitního systému na palubě [6].

Signál v módu S odesílaný anténou se musí řídit standardem. Takový standard definuje Mezinárodní organizace pro civilní letectví ICAO. ICAO je přidruženo k OSN

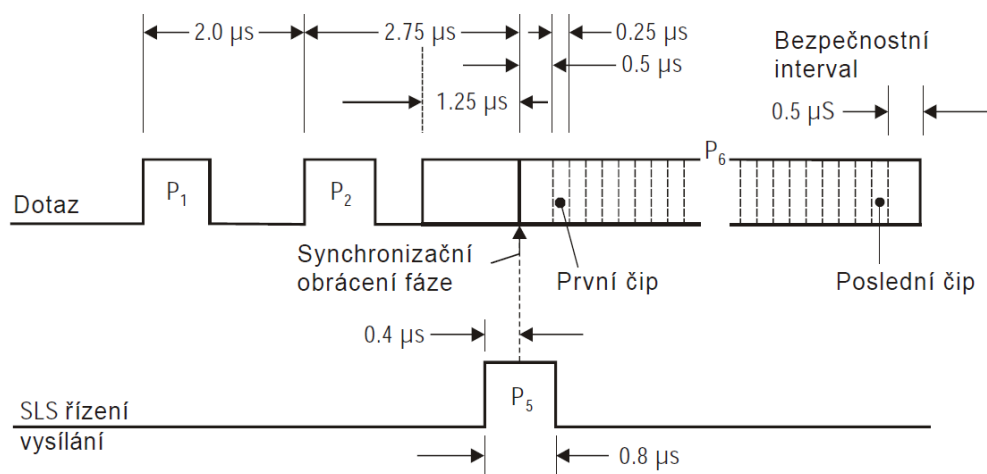
(Organizace Spojených Národů). Vydávají se přílohy, takzvané Annexy, definující standardy a doporučení v oblasti civilního letectví. Přílohy jsou označeny Annex 1 až 19. Standardy a doporučení jsou následně schvalovány jako zákony v jednotlivých státech. V České republice existuje Zákon o civilním letectví. Annexy jsou následně letecké předpisy L1 až L19 (odpovídá stejnému číslování Annex). Pro tuto diplomovou práci je důležitý standard L10 popisující leteckou telekomunikační službu v civilním letectví, zejména předpis L10/IV Hlava 3 – Sledovací systémy (systém se schopností módu S) [7] [8].

1.2.1 Dotaz

Dotaz je vysílán směrem země \Rightarrow letadlo (vzestupný spoj). Spektrum dotazu je definováno na Obrázek 2. Při odesílání dotazu s daty pouze o binárních 1 bude spektrum nejširší. Tato zpráva je považována za nejnáročnější případ. Nosný kmitočet dotazu pozemního zařízení musí být $1\,030\text{ MHz} \pm 0,01\text{ MHz}$. Výjimkou je obracení fáze, kde ale kmitočet musí splňovat spektrum, jak lze vidět na Obrázek 3 [5].



Obrázek 2: Limity spektra dotazovače [5]

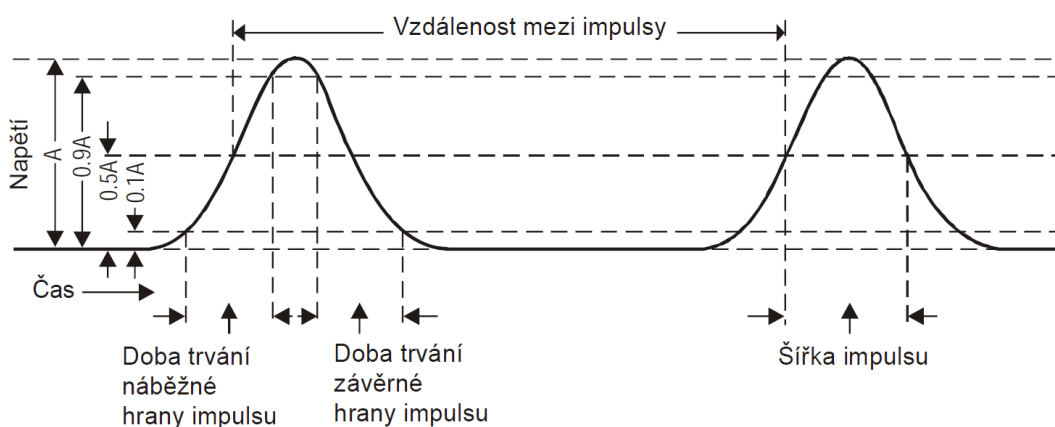


Obrázek 3: Sled impulsů dotazu módu S [5]

Časové požadavky na náběžnou a závěrnou hranu pulzu u odpovědi a dotazu jsou definované v Tabulka 1. Úrovně pro definice času jsou definované v Graf 2.

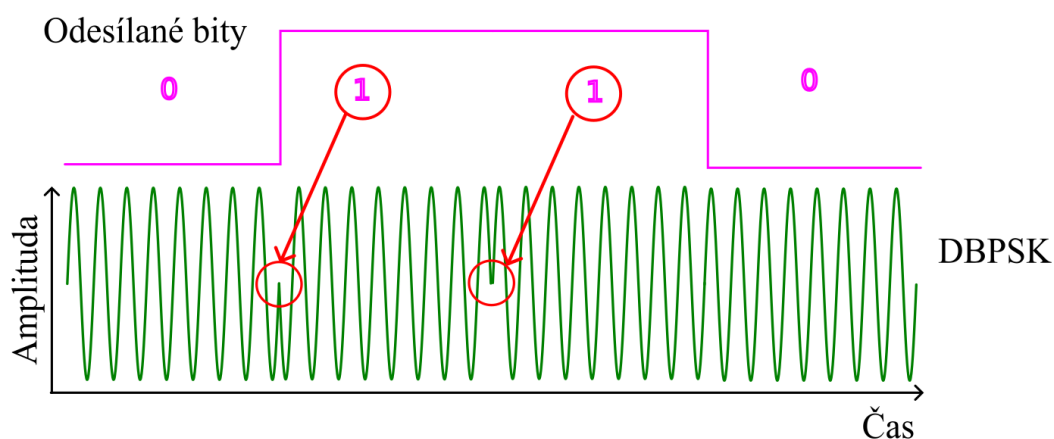
Tabulka 1: Časové požadavky na náběžnou a závěrnou hranu [5]

Šířka nejkratšího impulsu [μs]	Náběhový čas [μs]		Sestupný čas [μs]	
	min.	max.	min.	max.
0,5	0,05	0,1	0,05	0,2



Graf 2: Sled impulsů dotazu Mode S [5]

Puls P_6 používá DBPSK modulaci (Diferenciální binární klíčování s fázovým posunem), která obrací fázi nosné frekvence o 180° při digitální 1, při digitální 0 se fáze nemění. Bitový tok je zde 4 Mbit/s. Puls P_6 také obsahuje **SPR** - (synchronizační obrácení fáze), sloužící k synchronizaci hodin, dále interrogation command, ID transpondéru a 24 bitů **CRC** (Cyclic Redundancy Check) - cyklická redundantní kontrola. Nejdelší doba impulsu P_6 je $30,25 \mu\text{s}$. Modulace je zobrazena v Graf 3 [9].

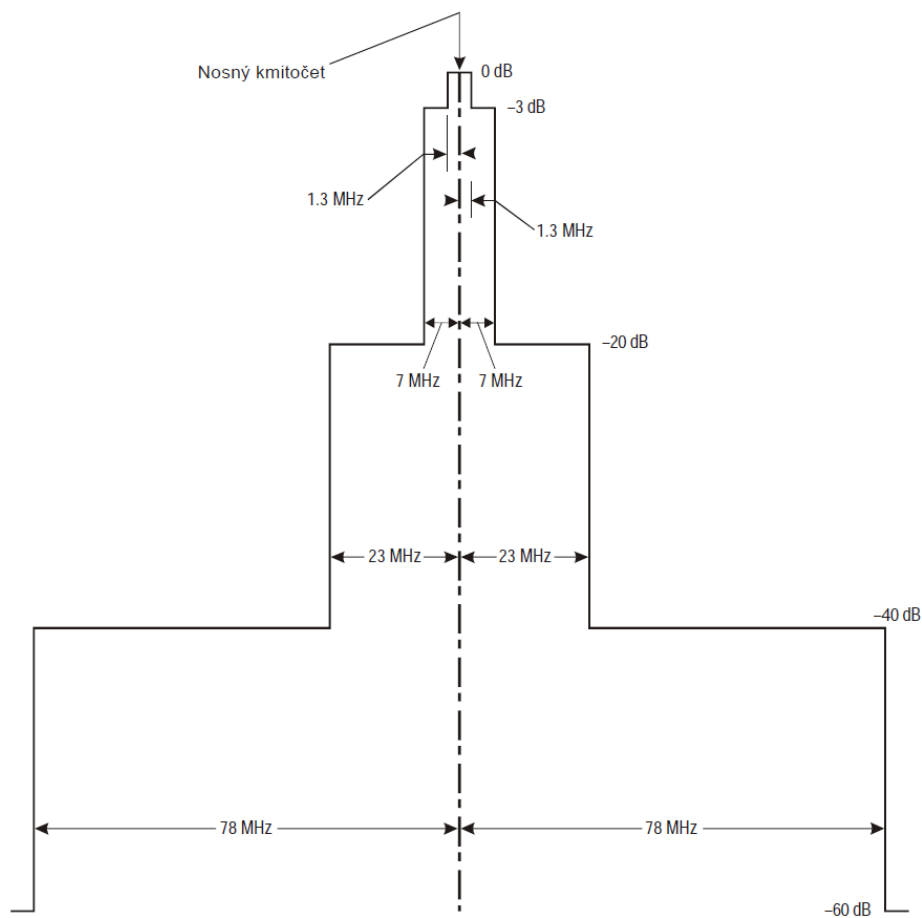


Graf 3: Časový průběh modulace dotazu [9]

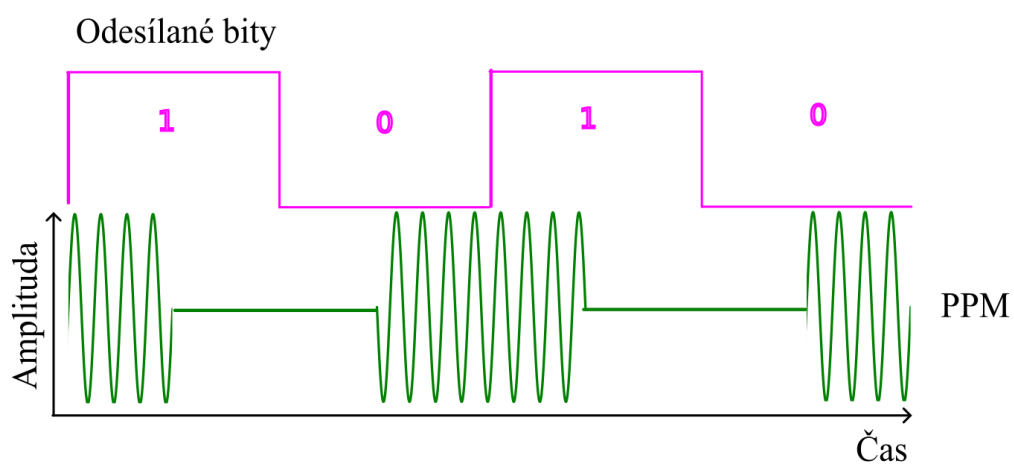
1.2.2 Odpověď

Odpověď je směrem letadlo \Rightarrow země (sestupný spoj). Požadavek na nosnou frekvenci $1090 \pm 1 \text{ MHz}$. Spektrum je definováno na Obrázek 4. Tvar impulsů definován v Tabulka 1. Preambule je ze 4 impulsů, každý v trvání $0,5 \mu\text{s}$.

Data odpovědi jsou kódována PPM (pulsní poziční modulace) s rychlostí 1 Mbit/s. Puls je složen z modulační frekvence, kde na základě polohy zapnutí a vypnutí udává 2 hodnoty vystihující digitální 1 a 0. Pokud je nosná frekvence přítomna v první polovině bitu, tak se jedná o digitální 1 a pokud v druhé polovině, tak o digitální 0. Ve své podstatě se jedná o kódování manchester a následná modulace OOK (On-Off klíčování). Modulace OOK se používá i u módů A a C. Tato modulace, zobrazena v Graf 4, umožňuje obnovu hodinového signálu, bez nutnosti synchronizace [9].



Obrázek 4: Limity spektra odpovědi [5]

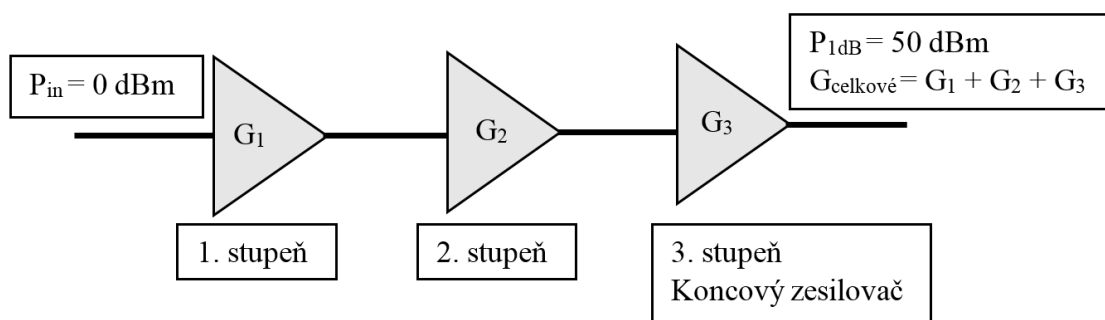


Graf 4: Časový průběh modulace odpovědi [9]

2. NÁVRH ZESILOVAČE

2.1 Návrh jednotlivých stupňů

Na zesilovač je požadavek, aby měl celkové zesílení 50 dB s výstupním výkonem P_{1dB} minimálně 50 dBm. Jedním zesilovacím prvkem nejde dosáhnout tak vysokého zisku. Proto je potřeba zařadit několik zesilovačů do série, kde každý zesilovač v sérii se nazývá stupeň. Stupně jsou číslovány od vstupu (1. stupeň) až po n-tý, který se označuje jako koncový. Při řazení do série se pak celkový zisk skládá ze součtu zisku jednotlivých stupňů (v jednotkách dB). Na Obrázek 5 je uvedeno sériové zobrazení zesilovačů.



Obrázek 5: Sériové řazení zesilovačů

Při návrhu zesilovače této struktury se postupuje prvně výběrem koncového zesilovače, který musí zvládnout dodat požadovaný výkon na svém výstupu. Dále se vybírá zesilovač jemu předcházející. Po odečtení zisku od výstupního výkonu v dB se hledá předcházející zesilovač (předzesilovač), který je schopen dodat daný výkon. Takto se postupuje, až celková struktura bude moci zesilovat vstupní signál z generátoru.

V návrhu je potřeba uvažovat linearitu zesilovačů. Při použití předzesilovačů v lineárním režimu, účinnost celkové struktury nebude příliš ovlivněna. Koncový zesilovač nejvíce ovlivňuje celkovou účinnost série zesilovačů. V nelineárním režimu vznikají nežádoucí interferenční produkty snižující linearitu signálu na výstupu. Proto musí být vytyčen odstup od P_{1dB} , aby při zvýšení výkonu na vstupu zesilovače (bráno u každého stupně) tak nezačal zasahovat budící signál pro následující zesilovač do nelineární oblasti. Obecně se doporučuje 3 dB odstup od nelineární oblasti saturace u předzesilovačů. Největší nelinearitu by měl způsobovat koncový stupeň. Z pohledu účinnosti, většinou platí, že čím blíže se pohybuje k saturaci, tím se zvyšuje účinnost.

2.2 Návrh 3. stupně

Jak již bylo zmíněno, jedná se o koncový stupeň. Požadavek na výstupní výkon P_{1dB} je 50 dBm. Zesilovaný signál má frekvenci pro dotaz v módu S 1030 MHz a také odesílá odpovědi na 1090 MHz. Za střed se bude brát střed mezi těmito frekvencemi 1060 MHz. Hledaný zesilovač by měl dosahovat co největšího zisku, aby se co nejvíce snížil potřebný počet zesilovacích stupňů. Technologie tranzistoru by měla být GaN, z důvodu nejlepších technologických vlastností a zajištění budoucnosti, co se týká doby překonání této technologie. Při tomto návrhu je i rozhodující dostupnost nelineárního modelu tranzistoru.

Tabulka 2: Porovnání zesilovačů pro koncový stupeň [10] [11] [12] [13]

Označení	Výrobce	Frekvenční rozsah	Výstupní výkon	Zisk	Pracovní napětí Uds [V]	Model	Dostupnost
QPD1013	Qorvo	DC – 2,7 GHz	$P_{3dB} = 52,7$ dBm na 1,2 GHz	20,7 dB při P_{3dB} na 1,2 GHz	65	ADS a AWR	NE
CGHV40180F	Wolfspeed	DC – 2,0 GHz	$P_{sat} = 54$ dBm na 1 GHz	20,3 dB při $P_{in}=34$ dBm CW na 0,9 GHz	50	ADS a AWR	ANO
IGN1011L120	Integra	1,03 - 1,09 MHz	$P_{sat} = 53,5$ dBm na 1,03 - 1,09 GHz	20,5 dB při $P_{in} = 33$ dBm pulzně na 1,03 - 1,09 GHz	50	NE	ANO
MAPC-A1102	Macom	DC – 3,5 GHz	$P_{2,5dB} = 52,7$ dBm na 0,9 GHz	22,7 dB (pulzně)	50	ADS a AWR	NE

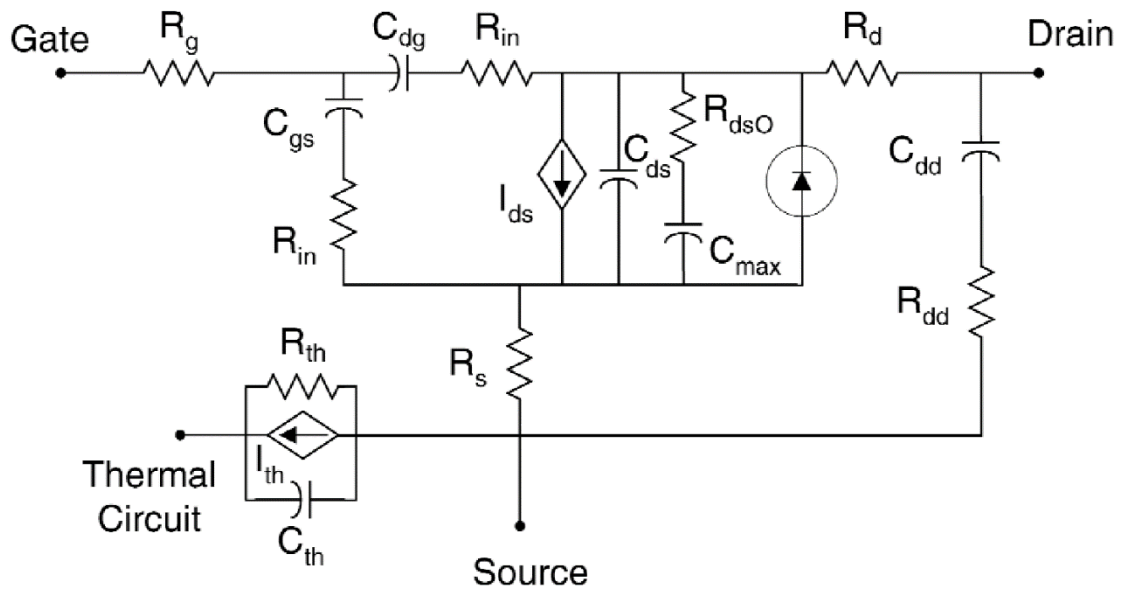
Tabulka 2 porovnává několik zesilovačů, z kterých bylo vybíráno. Při srovnávání je potřeba srovnávat parametry za stejných podmínek, jinak výsledek není směrodatný. Výrobci však uvádí dané hodnoty pro různá nastavení. Například u výkonu se uvádí hodnoty v saturaci, P_{3dB} , $P_{2,5dB}$ a to někdy pro CW (kontinuální buzení) nebo pro pulzní buzení. Při pulzním buzení se dosahuje vyšších výkonů. Uváděné výkony je potřeba brát s rezervou, u jednoho produktu často bývají uvedeny na více místech rozdílné hodnoty. Při výrobě je zde i zřejmě určitý rozptyl. Hodnoty v tabulce jsou uvedeny co nejbližší středu pásma 1,06 GHz.

Bez modelu pro simulace je IGN1011L120, ten by splňoval požadavky, protože obsahuje referenční zapojení s návrhem desky plošného spoje přímo pro daný komunikační standard. Po seznámení se s postupem návrhu pomocí simulace a bližším prověření parametrů, například při změně vstupního výkonu, nebyl zesilovač zvolen. Ze srovnání plyne, že tranzistor s nelineárním modelem a zároveň dostupný je pouze CGHV40180F. Uváděný výkon je pro CW a pro satureovaný výstup. Lze tedy při pulzním řízení (délka pulzu odpovědi 112 μ s) a s maximálním plněním 2 %, podle zadání, očekávat vyšší hodnotu. Požadovaný výkon 50 dBm je v bodě jedno decibelové komprese P_{1dB} , tato hodnota není v produktovém listu uvedena. Je potřeba odhadnout, zda bude této hodnoty dosahovat a v simulaci si tento odhad potvrdit.

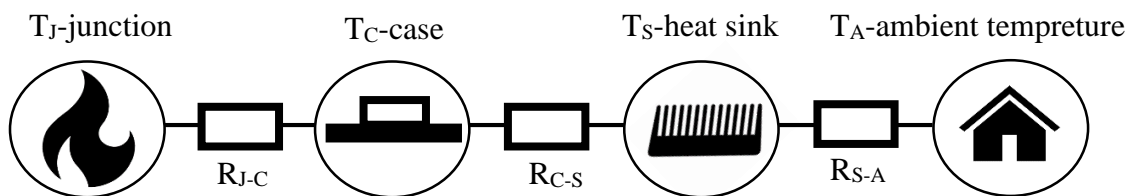
Nelineární modely tranzistorů jsou navrženy pouze pro daný simulační program. Mezi dva nejrozšířenější programy patří PathWave Advanced Design System (ADS) a AWR Microwave Office software. Mezi programy si nebylo možno vybírat, rozhodovala dostupnost licence – z tohoto důvodu byl použit program AWR od firmy Cadence.

2.2.1 Model tranzistoru

Výrobce tranzistorů Wolfspeed umožňuje přístup k propracovanému modelu tranzistoru, viz Obrázek 6. Schéma je jen přibližné, vnitřní zapojení modelu si výrobce chrání a není přístupné. Model obsahuje i možnost měření vnitřního proudu (Intrinsic), které umožňuje pohled na průběhy v rovině generátoru. V modelu je označeno iCS (Intrinsic Current Source). Tranzistor obsahuje také port pro měření teploty. Teplota je přímo úměrná napětí, které lze měřit napěťovou sondou v simulaci. Ilustrace odvodu tepla od T_j (Junction Temperature) teplota uvnitř součástky až po okolní teplotu je vidět na Obrázek 7. T_{rise} (Junction Temperature Rise) je rozdíl teploty pouzdra a vnitřku součástky. R_{th} (Thermal Resistance junction-to-case) je tepelný odpor mezi pouzdem součástky a vnitřkem. V tomto případě je pouzdro typu flange. Teplotu pouzdra tranzistoru je možno napsat do parametru T_{base} . Teplota se zadává ve stupních. Produktový list stanovuje R_{th} na 0,95 $^{\circ}C/W$ při kontinuálním buzení. $X1$ a $X2$ jsou statistické parametry pro použití rozptylu v analýze Monte Carlo. $X1$ je variace C_{gs} (vstupní kapacita) a V_{th} . $X2$ je variace C_{gd} (zpětnovazební kapacita). Prozatím variace nebude použita, tedy nastavena na 1.

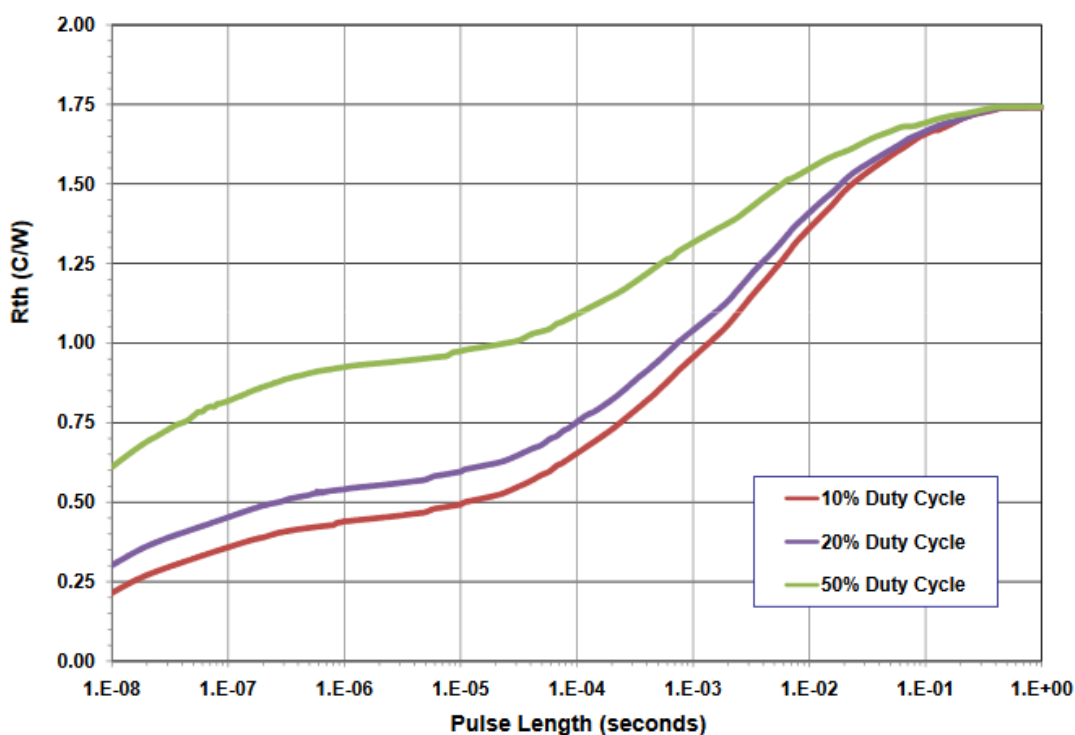


Obrázek 6: Model tranzistoru [14]



Obrázek 7: Model odvodu tepla

Maximální tepelný odpor R_{th} uvádí výrobce 0,95 °C/W. Tepelný odpor je ale závislý na šířce pulzu a střídě. Výrobce neuvádí graf pro tento konkrétní tranzistor, pro určení hodnoty tepelného odporu bylo vycházeno z Graf 5 [14]. V uvedeném grafu jsou vidět tři průběhy pro 10, 20 a 50% střídu. Na ose x je uvedena šířka pulzu. Nejdelší šířku pulzu lze přirovnat ke kontinuálnímu buzení, tedy maximální hodnotě R_{th} . Pro buzení pulzem 30,25 μ s a 10% střídě je R_{th} přibližně třetina maxima R_{th} . Takto lze odhadnout R_{th} pro pulz 30,25 μ s a 2% střídu. Lze očekávat, že odpor bude ještě nižší, ale graf neobsahuje průběh pro střídu 2 %. Použité R_{th} bylo tedy stanoveno na 0,33 °C/W. Teplota pouzdra je nastavena na 85 °C. Tuto teplotu bude muset udržovat chladič, který bude zahrnut až ve finálním návrhu.

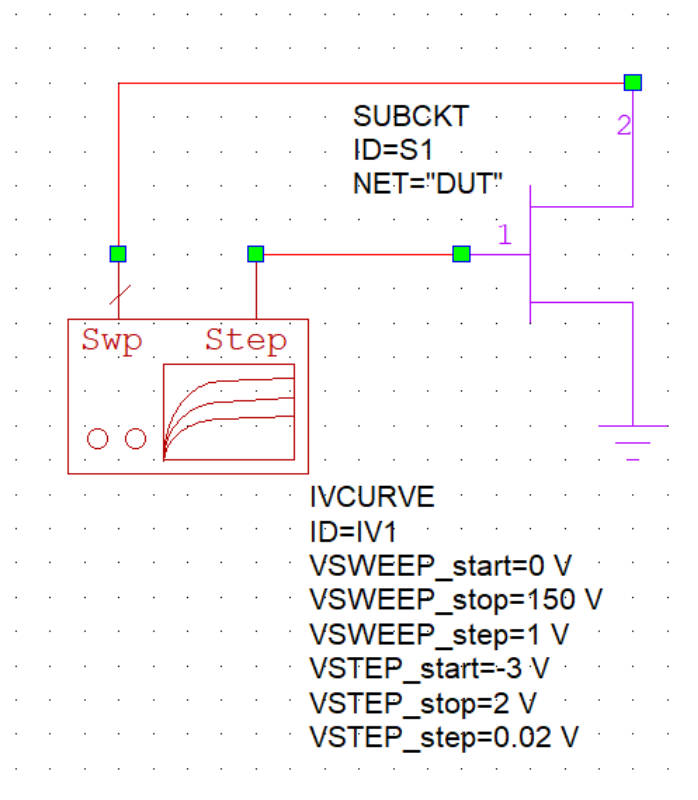


Graf 5: Závislost R_{th} na střídě a délce pulzu [14]

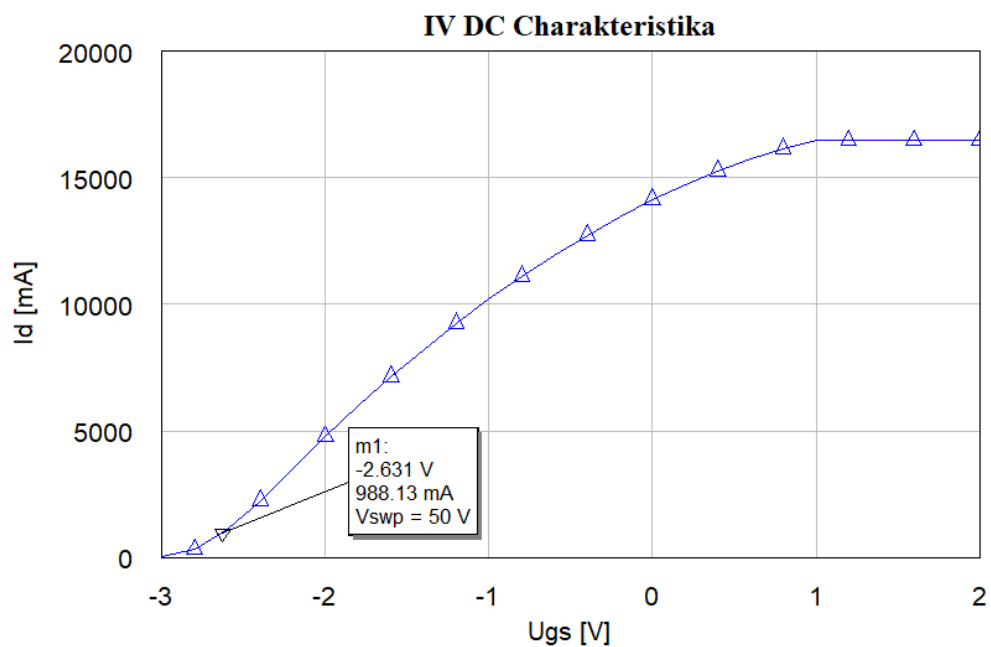
2.2.2 Nastavení pracovního bodu

Nejprve je nutné v návrhu zesilovače provést nastavení pracovního bodu. Pracovní bod je potřeba nastavit do pracovní třídy AB, která je kompromisem mezi účinností a linearitou. Model tranzistoru byl vložen do simulátoru AWR jako sub-schéma s názvem DUT, tak stačí tranzistor v případě změny vyměnit jen na jednom místě, místo v každé simulaci. Pro změření stejnosměrné charakteristiky byl použit blok IVCURVE, který prochází všechny napěťové kombinace pro U_{gs} a U_{ds} , zobrazeno na Obrázek 8. Z produktového listu je pracovní bod nastaven $U_d = 50$ V a $I_{dq} = 1$ A. Pro dosažení proudu $I_{dq} = 1$ A bylo nastaveno napětí U_{gs} na -2,62 V, vyznačeno kurzorem v Graf 6. V Graf 7 lze vidět, že model tranzistoru zahrnuje i vlastní oteplení. V případě snížení tepelného

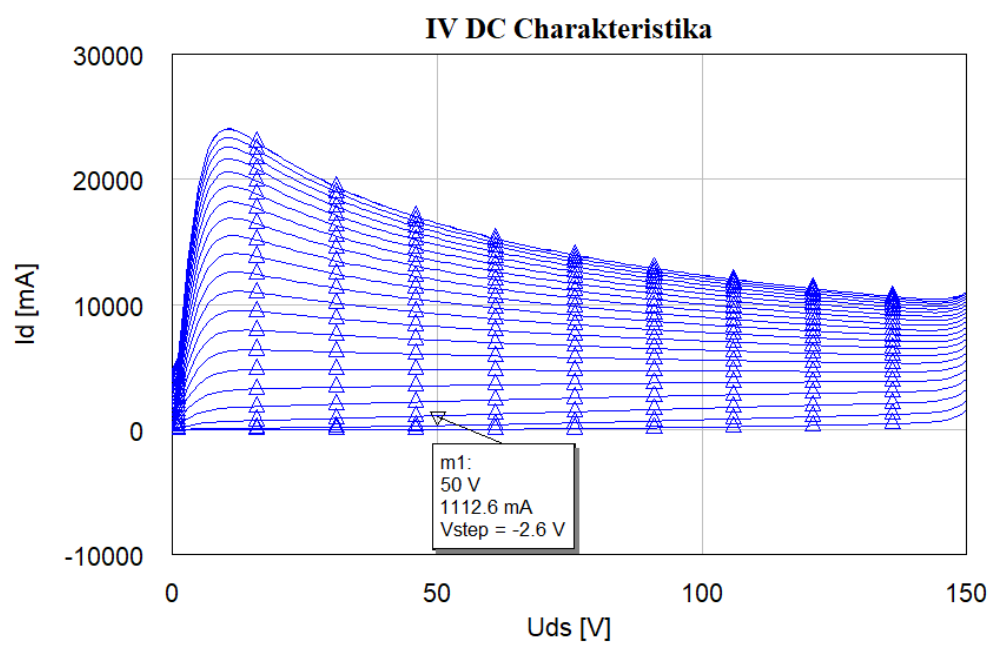
odporu by byly průběhy více rovné.



Obrázek 8: Schéma měření stejnosměrné charakteristiky



Graf 6: DC závislost Id na Ugs

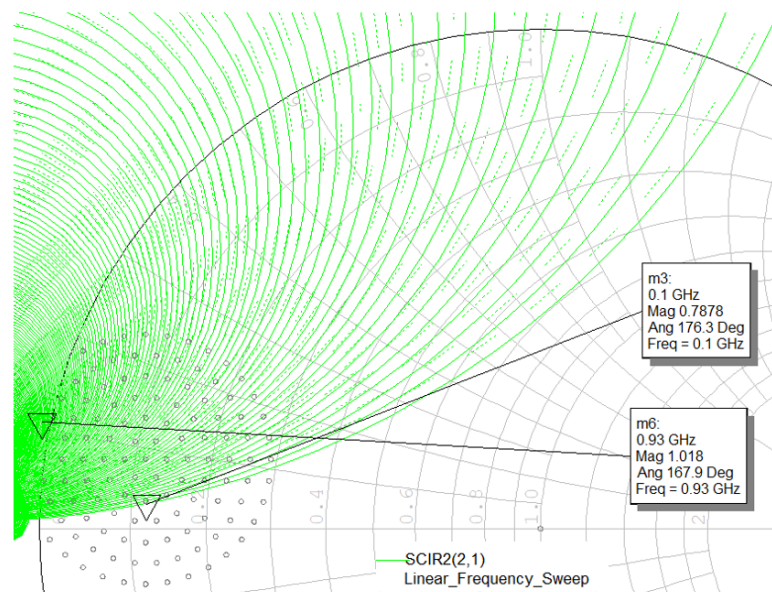


Graf 7: DC závislost I_d na U_{ds}

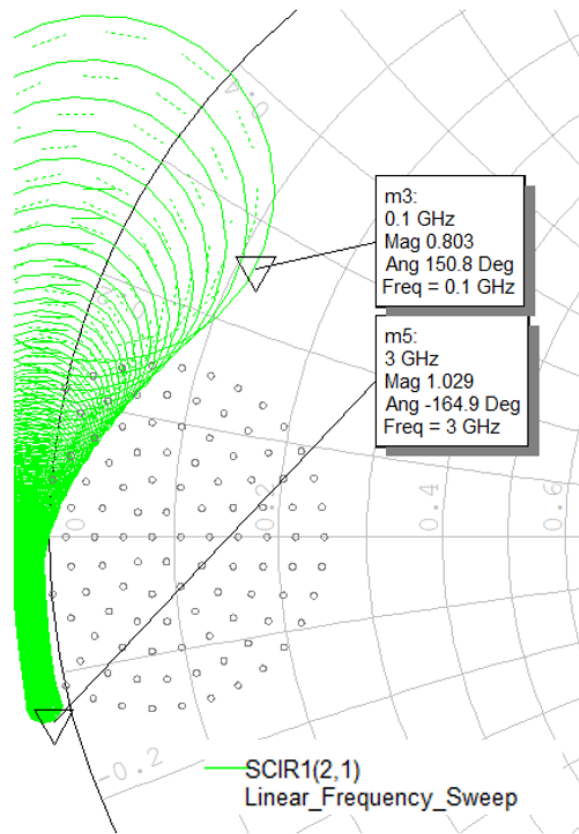
2.2.3 Stabilita

Kružnice stability jsou odvozeny z malosignálových S parametrů. Kružnice SCIR2(2,1) vykreslí kružnici stability pro výstup, kde definuje stabilní oblast impedancí na výstupu, které nezpůsobí nestabilitu vstupu, viz Graf 8. Kružnice vykreslena plnou čarou definuje mez stability. Tečkovaný vnitřek je nestabilní oblast, mimo je stabilní. SCIR1(2,1) vykreslí kružnici stability pro vstup, kde definuje stabilní oblast impedancí na vstupu, které nezpůsobí nestabilitu výstupu, viz Graf 9.

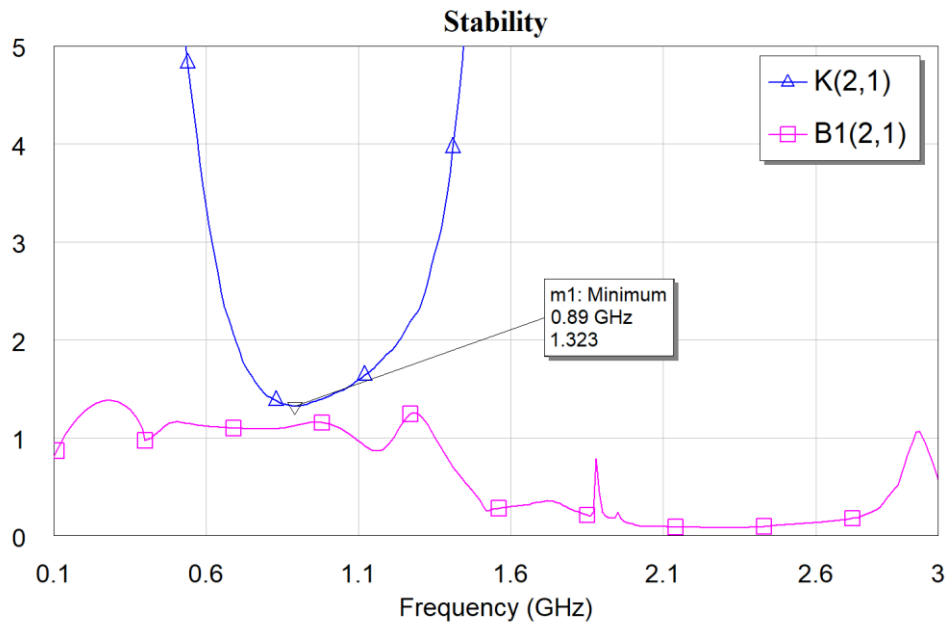
V grafech je vykreslena i uvažovaná množina impedancí šedými kolečky. Kružnice stability jsou vykresleny od kmitočtu 100 MHz až 3 GHz. Při vyšetřování stability je potřeba zajistit stabilitu v širokém frekvenčním pásmu. Při nezajištění stability můžou vznikat oscilace na nízkých nebo vysokých frekvencích, což není žádané. Z možných stabilizačních technik je využito přidání sériového odporu na vstup, viz Obrázek 9. Z uvedených grafů je patrné, že problém se stabilitou vzniká převážně na nízkých frekvencích, tudíž lze stabilizační odpor přemostit kapacitou se sériovým induktorem pro průchod vf signálu. Sériová kombinace má rezonanci v pracovním pásmu. Další zlepšení stability umožňuje $\lambda/4$ transformátor, ke kterému byl do série připojen odpor. Funkce vf oddělení nebude narušena a nastavení pracovního bodu taktéž ne. Jsou zde zanedbatelné proudy, které odpor neovlivní. Stabilizační topologie byly převzaty z produktového listu [11]. Po přidání stabilizačních obvodů se nestabilní kružnice přesunuli mimo oblast vnitřku Smithova diagramu a tím je zajištěna bezpodmínečná stabilita zesilovače. Stabilitu vystihuje také Rolletův činitel $K > 1$ a parametr $B_1 > 0$, kdy je za těchto podmínek zesilovač absolutně stabilní. Uvedené činitele jsou uvedeny v Graf 10. Na výstupu uvedené stabilizační metody nelze použít. Sériový odpor na výstupu nelze použít z důvodu výstupního výkonu a $\lambda/4$ transformátorem prochází příliš velký proud, který by způsobil velký úbytek napětí.



Graf 8: Definice stabilní oblasti impedancí na výstupu



Graf 9: Definice stabilní oblasti impedancí na vstupu



Graf 10: Stabilita 3. stupně

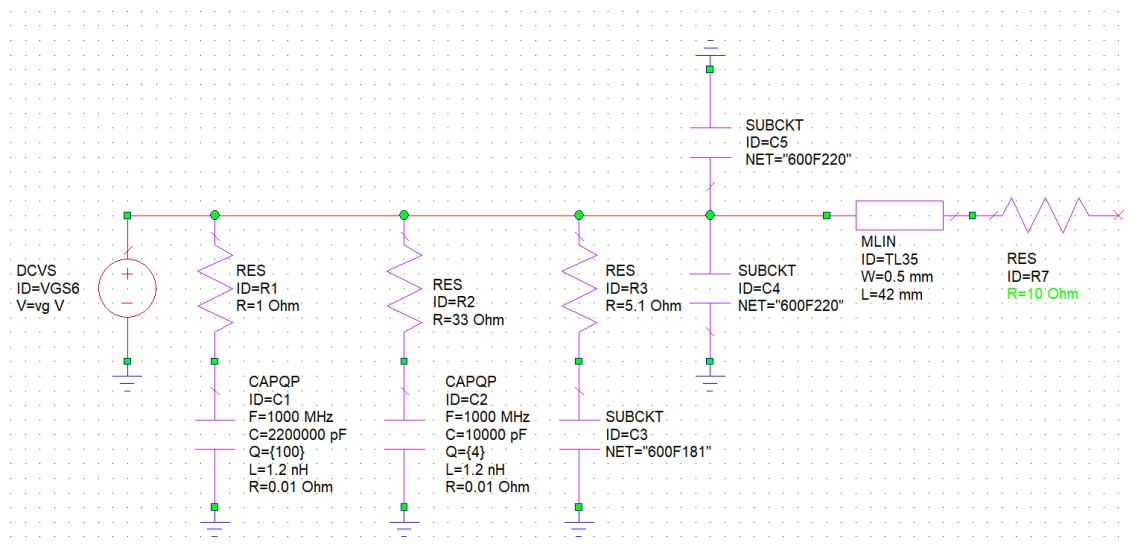
2.2.4 Přivedení pracovního bodu

Obvod by neměl ovlivňovat vysokofrekvenční přizpůsobení vstupu ani výstupu. Nutné je dát si pozor na rezonance, které mohou vzniknout vlivem parazitních vlastností kondenzátorů v napájecím obvodu. Pro vyšetření rezonancí byly použity S-parametry reálných naměřených součástek, které poskytuje výrobce. Je nutno podotknout, že se značně liší od ekvivalentního modelu, který také poskytuje výrobce. Vysokofrekvenční (vf) signál nesmí proniknout do napájecího obvodu. Pokud se jedná o pulsní signál, musí být v blízkosti kondenzátory s dostatečně velkou kapacitou.

Možnosti provedení jsou dvě. Pomocí vysokofrekvenční tlumivky, která se jeví jako vysoká impedance pro vf signál. Nevýhodou je, že cívka musí být schopna vést požadovaný proud. Také je nutno brát v potaz, že stejnosměrný proud mění sycení jádra a mění frekvenční charakteristiku cívky. Druhé provedení je pomocí čtvrt vlnného vedení. Z důvodu mikropáskové struktury vztažené k vlnové délce jde o úzkopásmové řešení. Opět, je nutné zkontrolovat šířku cesty, zda umožňuje dané proudové zatížení. Pro obě zmíněné metody je na straně stejnosměrného napájení kapacitní zakončení, které se pro vf signál chová jako zkrat a tak dále snižuje šíření signálu [15] [16].

2.2.5 Přivedení pracovního bodu na vstup

Pro nastavení napětí na U_{gs} by bylo možné použít vf tlumivku, teče zde jen zanedbatelný proud. Nicméně kvůli dostatečně vysoké pracovní frekvenci, je použit $\lambda/4$ transformátor, jehož délka není příliš velká. Transformátor zabírá pouze místo na plošném spoji, kterého je dostatek. Délka mikropásku je zvolena pro vyšší frekvenci, než pracovní pásmo zesilovače. V pracovním pásmu bude mít induktivní charakter, který se jeví jako vysoká impedance pro vf signál. Celkové schéma je zobrazeno na Obrázek 9.



Obrázek 9: Schéma přivedení napájení na vstup

2.2.6 Přivedení pracovního bodu na výstup

Jak již bylo zmíněno, nachází se zde vysoký proud, takže je vhodnější zvolit napájení mikropáskovým vedením o fázové délce $\lambda/4$. Ze strany stejnosměrného napájení jsou umístěny kondenzátory. Pro reálný návrh, zahrnující parazitní vlastnosti, museli být zváženy i rezonance, které lze potlačit snížením jakosti kondenzátorů sériovým odporem. Velikosti kapacit jednotlivých kondenzátorů museli být voleny se správným odstupem od sebe. Každý kondenzátor má svou vlastní sériovou rezonanci, která musí být dostatečně vzdálena od rezonancí ostatních [17]. U všech kondenzátorů s modelem nebo změřenými S-parametry jsou vystiženy i jejich rezonance, nicméně u kondenzátorů s větší kapacitou pro běžné použití je potřeba chování odhadnout. Odhad je založen na změřené indukčnosti daného pouzdra [18]. Z důvodu zpracování pulzního signálu, se musí umístit kondenzátory s dostatečnou kapacitou, aby udržely napěťovou úroveň pulzu. Výpočet minimální hodnoty je zobrazen ve Vzorec 1. Je počítáno s vyšším výkonem pro dosažení rezervy. Minimální hodnota kapacity by měla být přibližně 270 μF . Schéma je zobrazeno na Obrázek 10. V reálném návrhu je pak použito paralelní řazení dvou kondenzátorů o hodnotě 220 μF . Tím je dosaženo téměř dvojnásobné hodnoty než vypočítané minimální. Výhodou paralelního řazení dvou menších kapacit oproti jedné velké je, že se tím sníží ekvivalentní sériový odpor na polovinu.

$$P_{RF_out} = 250 \text{ W}$$

$$PAE = 0,60$$

$$VDD = 50 \text{ V}$$

$$P_{DC} = \frac{P_{RF_out}}{PAE} = 416,6667 \text{ W}$$

$$I_C = \frac{P_{DC}}{VDD} = 8,3333 \text{ A}$$

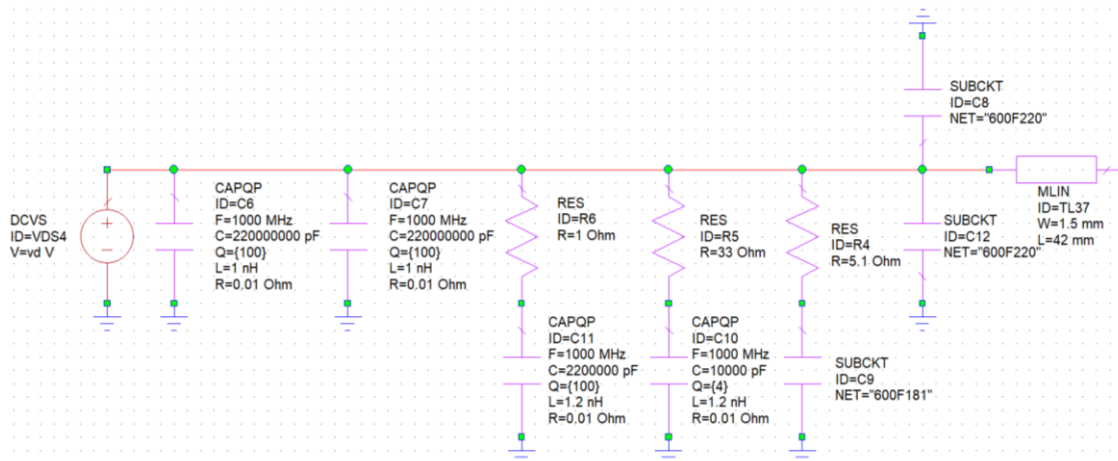
$$V_{drop} = 1 \text{ V}$$

$$Pulse_{time} = 32 * 10^{-6} \text{ s}$$

$$\frac{dv}{dt} = \frac{V_{drop}}{Pulse_{time}} = 31\,250 \text{ V/s}$$

$$Cap_{min} = \frac{I_c}{\frac{dv}{dt}} = 270 \mu F$$

Vzorec 1: Výpočet minimální hodnoty kapacitoru

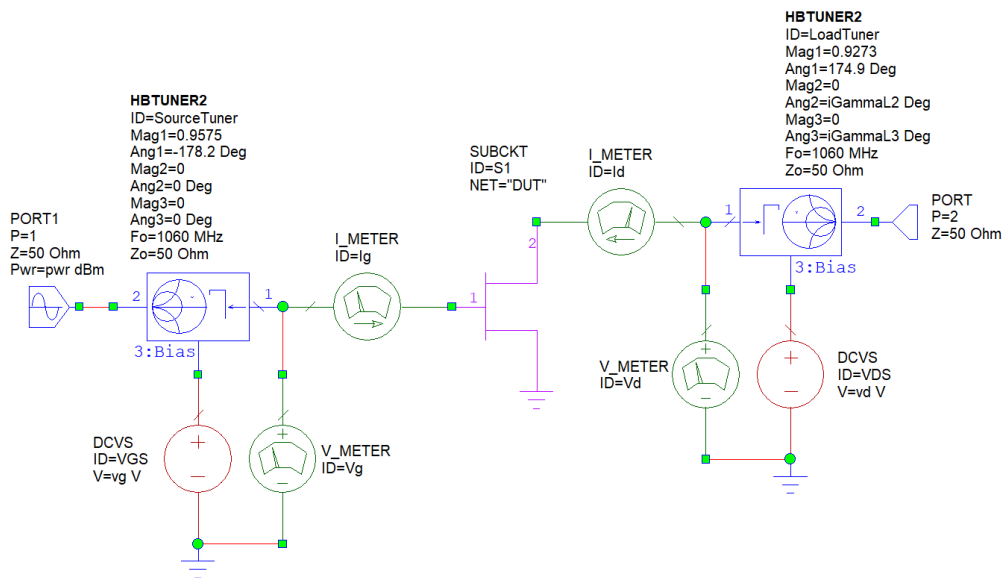


Obrázek 10: Schéma přivedení napájení na výstup

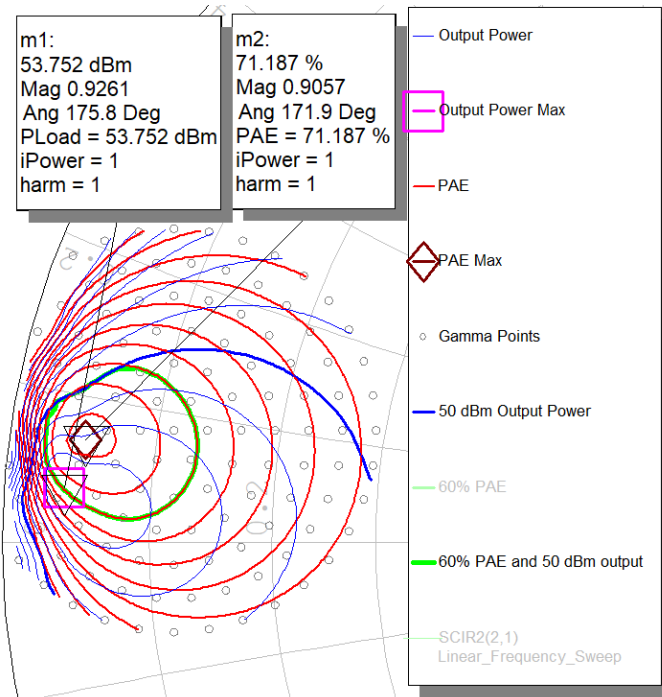
2.2.7 Vstupní a výstupní přizpůsobení

Na vstup a výstup tranzistoru se připojí bloky HBTUNER - ladící zařízení, které umí měnit impedance a zároveň umožňují přivedení napětí pro nastavení pracovního bodu tranzistoru viz Obrázek 11. Funkce je taková, že prochází celou množinou prostoru impedancí a zjistí se tak, pro které hodnoty impedance má tranzistor nejlepší vlastnosti. Základní zapojení je vytvořeno skriptem Load-pull. Pro zjednodušení je z počátku provedena simulace pro jednu hodnotu vstupního výkonu 33 dBm a na středu pásma 1,06 GHz. Skript prochází impedance na výstupu zesilovače. Množinu procházených bodů je možno si definovat. Při první simulaci lze předpokládat, že impedance bude v nějaké oblasti. Vyšetřovaná oblast jde zvolit kolem hodnoty z produktového listu. Ve Smithově diagramu jsou zobrazeny kontury konstantního výstupního výkonu modře a účinnosti červeně, uvedeno v Graf 11. Maximum účinnosti je vyznačeno kurzorem m2 a maximální výkon m1, od nich se odvíjí odstupňované kontury konstantního výkonu po 1 dB a účinnost po 5 %. Zvýrazněná kontura zeleně je pro současné splnění 50 dBm výstupního výkonu a 60 % pro účinnosti. Po nalezení optima mezi účinností a výstupním výkonem se nalezená impedance nastaví na výstupní HBTUNER.

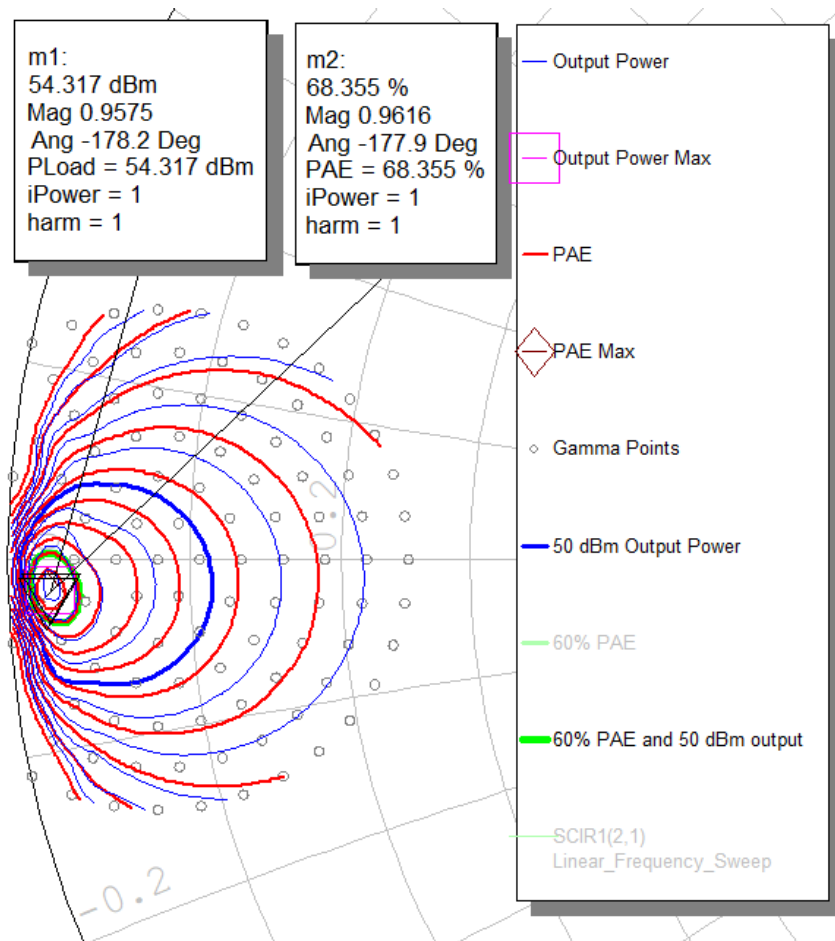
Dále je potřeba nalézt optimální impedanci pro vstup. Použije se obdobný skript, tentokrát se pouze mění hodnoty impedance na vstupu, metoda Source-pull uvedena v Graf 12. Po nalezení optimální hodnoty se proces několikrát zopakuje a to z důvodu vzájemné závislosti výstupní a vstupní impedance. Opakování simulací jde zjednodušit zaškrtnutím nest gama sweeps, tak se tvoří kombinace všech vstupů se všemi výstupy, poté je možno pohybovat kurzorem na vstupu a mění se výstupní kontury.



Obrázek 11: Zapojení pro Load-pull a Source-pull simulaci

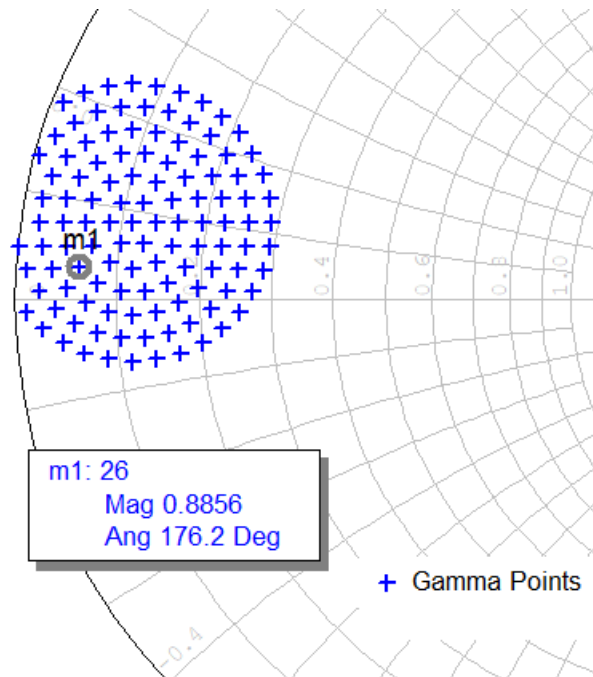


Graf 11: Load-pull při Pin = 33 dBm a 1 060 MHz



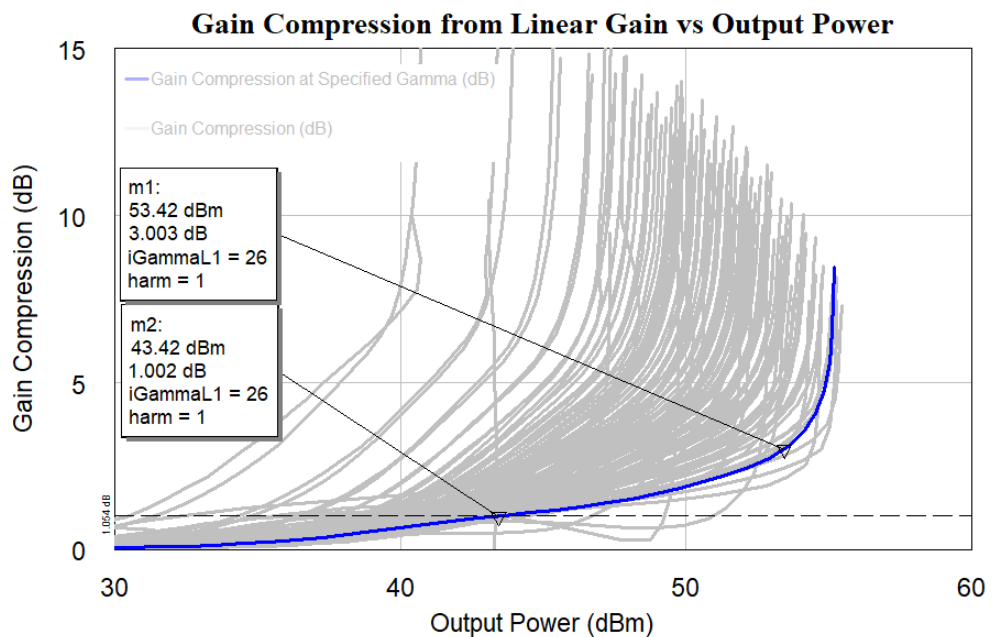
Graf 12: Source-pull při $P_{in} = 33$ dBm a 1 060 MHz

V předcházejících grafech Load-pull a Source-Pull byly vykresleny kontury konstantního výkonu a účinnosti, není ale definováno, při jaké kompresi. Proto pro doladění je potřeba nahradit vstupní port portem co rozmítá vstupní výkon. Zvoleno bylo rozmítání od 20 dBm až do 40 dBm, aby se vystihla nulová komprese i saturace výstupu. V Graf 13 je zobrazena množina impedancí na výstupu, kde pro každou impedanci je provedeno výkonové rozmítání vstupu. Kurzorem m1 je vyznačen bod, který splňuje kritéria na výstupní výkon a účinnost.



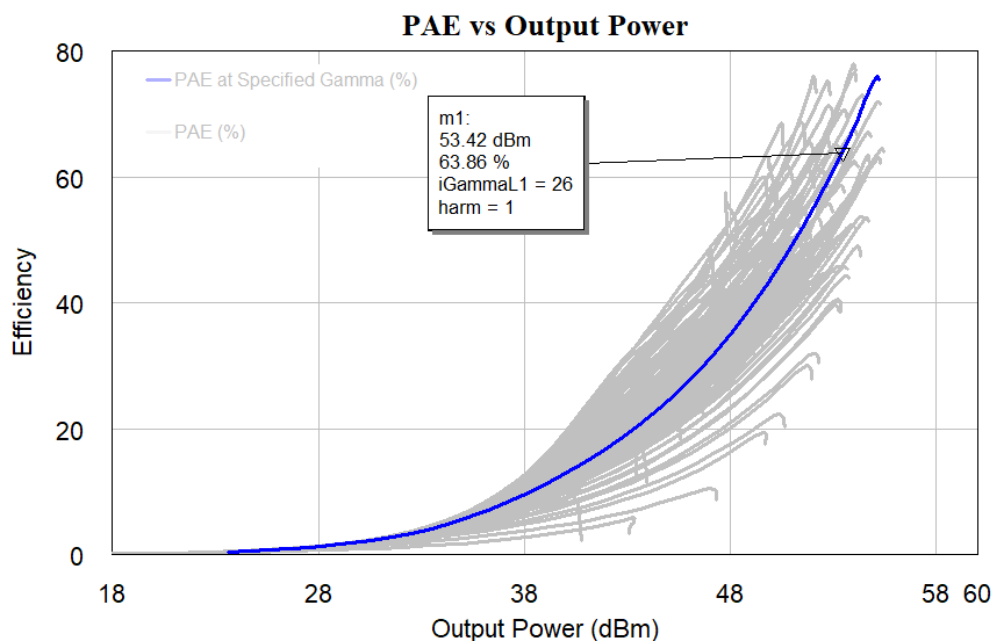
Graf 13: Výběr výstupní impedance při ladění

V Graf 14 je zobrazena závislost komprese zisku v závislosti na výstupním výkonu. Modře je zvýrazněn průběh pro zvolenou impedanci. Ze zadání je požadavek P_{1dB} 50 dBm. Tento požadavek nelze s tímto zesilovačem splnit. Při zvážení používané modulace pro dotaz a odpověď bylo vyhodnoceno, že se nejedná o příliš náročnou modulaci na linearitu a tudíž lze požadovaný výkon koncipovat pro kompresi zisku 3 dB. Kurzorem m2 je odečteno $P_{1dB} = 43,42$ dBm a kurzorem m2 $P_{3dB} = 53,42$ dBm.

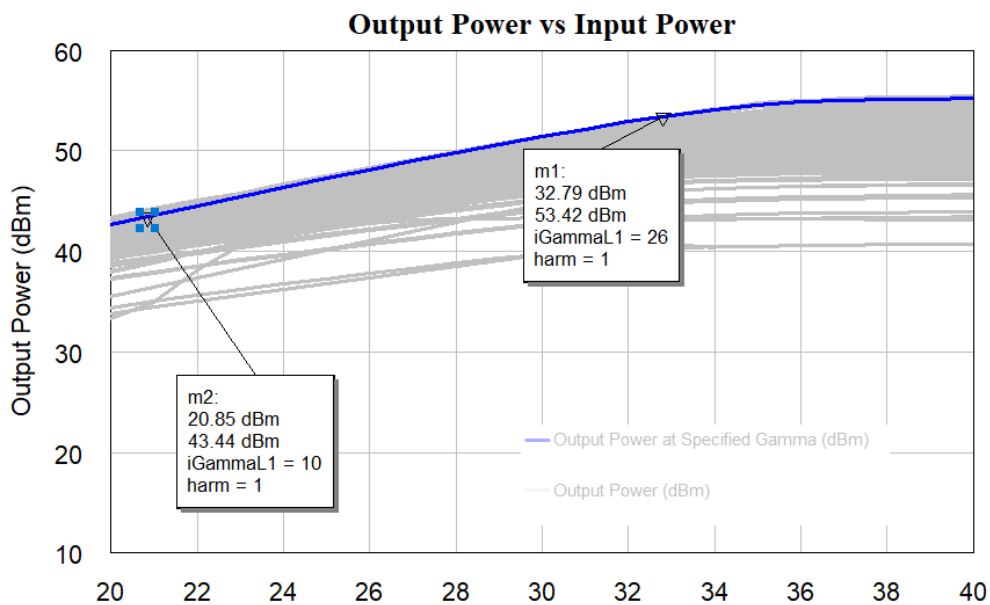


Graf 14: Kompresi zisku v závislosti na výstupním výkonu

Z grafu závislosti účinnosti na vstupním výkonu v Graf 15 je při P_{3dB} účinnost 63,86 %. Ze závislosti výstupního výkonu na vstupním, viz Graf 16, je zjištěno, že dané komprese se dosáhne při vstupním výkonu 32,79 dBm, vyznačeno kurzorem m1.



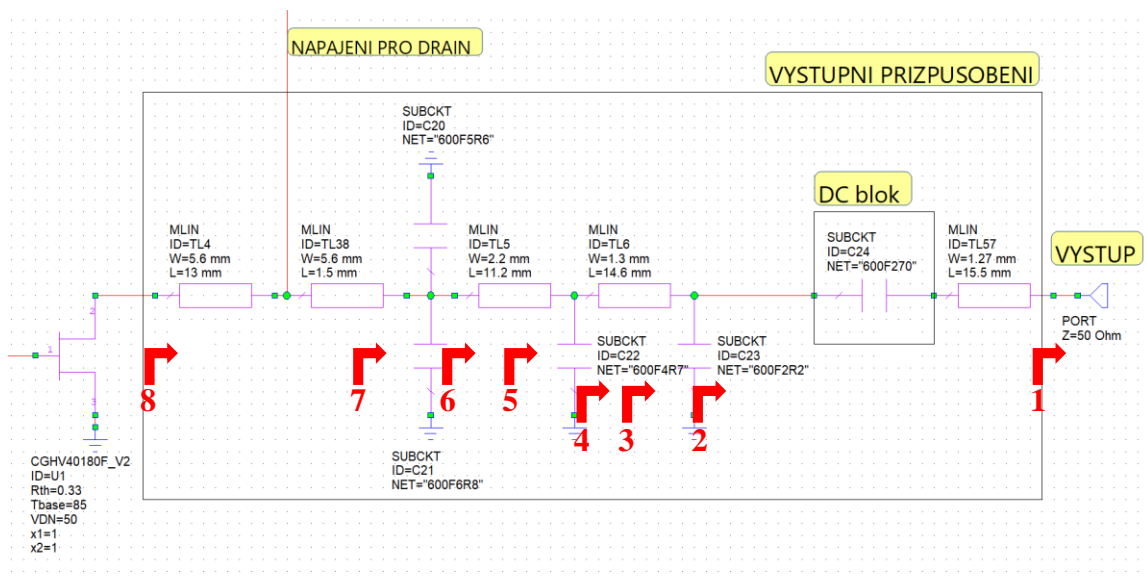
Graf 15: Závislost účinnosti na vstupním výkonu



Graf 16: Závislost výstupního výkonu na vstupním

2.2.8 Syntetizace zjištěných impedancí

Po zjištění impedancí pomocí Load-pull a Source-pull metody, lze navrhnout přizpůsobení výpočtem nebo nákresem ve Smithově diagramu. Mohl by být využit software AWR, který obsahuje průvodce Network Synthesis. V průvodci je možné nastavit si, jaké může program využít součástky a části vedení. Dále je důležité nastavit rozsahy hodnot součástek, charakteristické impedance a fázové délky. Při prvních testech byl použit tento průvodce, ale poté se přešlo na navrhování pomocí Smithova diagramu. Lze tak získat lepší kontrolu nad postupnou transformací impedance na požadovanou. Z důvodu vyšších výkonů byly vybrány pouze úseky vedení a kondenzátory. Fyzické provedení tranzistoru má široké připojovací vývody, při přizpůsobování se na šířku nesmí zapomenout. V průvodci bylo nastaveno, aby na straně tranzistoru bylo mikropáskové vedení. Šířku vedení ale nelze nastavit, proto byl na obou vývodech tranzistoru přidán mikropásek o šířce a délce vývodů. Průvodce vychází z impedancí ze simulace Load-pull a Source-pull. Požadavky na přizpůsobení jsou nastaveny tak, aby splňovaly minimální výkon a účinnost v daném pásmu. Podmínky stanoveny na 52 dBm a účinnost 60 %. Výsledná struktura po úpravách pro výstupní přizpůsobení je zobrazena Obrázek 12. Ve schématech jsou činitele odrazu vyobrazeny šipkami s čísly.



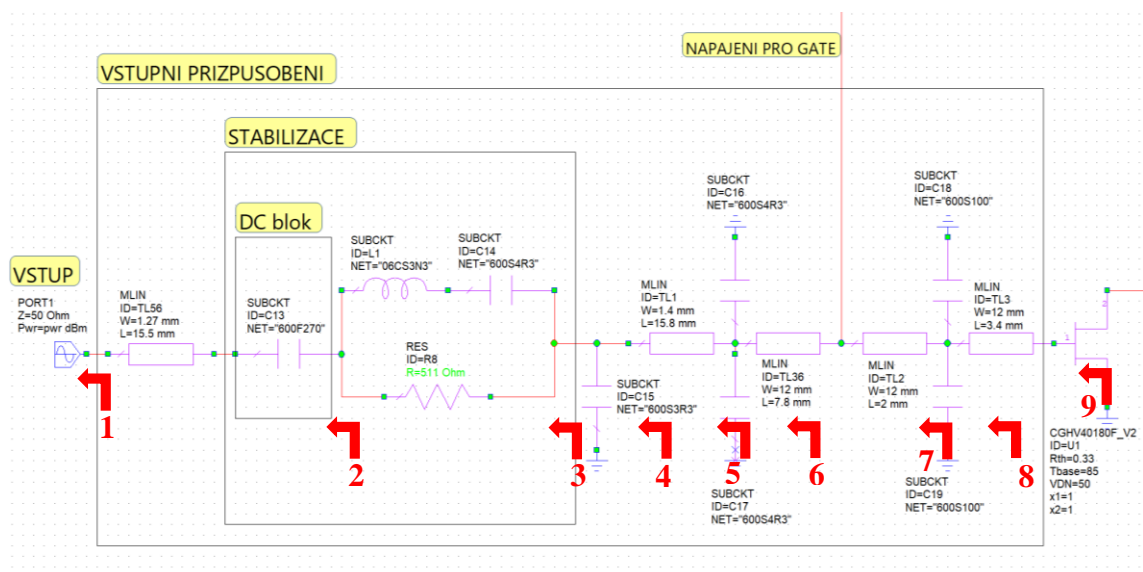
Obrázek 12: Zjednodušený výstupní přizpůsobovací obvod 3. stupně

Mikropásky mají uvedenou fyzickou šířku a délku. Byl vybrán substrát ROGERS RO4350B s tloušťkou 0,508 mm a $\epsilon_r = 3,6$ a tloušťkou mědi 35 μm . Substrát zaručuje dostatečnou šířku cest pro proudové zatížení. Obdobnou strukturu má i přizpůsobení na vstupu (Obrázek 13). Obě schématické zobrazení přizpůsobení jsou pouze pro ilustraci a vystihnouti přizpůsobovací topologie. Přesné rozměry a umístění je možné nalézt ve výrobních podkladech pro plošný spoj a v kompletním zapojení v simulátoru AWR v přílohách.

V simulátoru jsou zahrnuty i přechody mezi rozdílnými šířkami mikropásků, které ovlivňují přizpůsobení, blokem s názvem MSTEP. Záleží také na místě připojení kondenzátoru či mikropásku, k tomu slouží bloky MTEE pro připojení ve tvaru T a MCROSS pro připojení ve tvaru kříže.

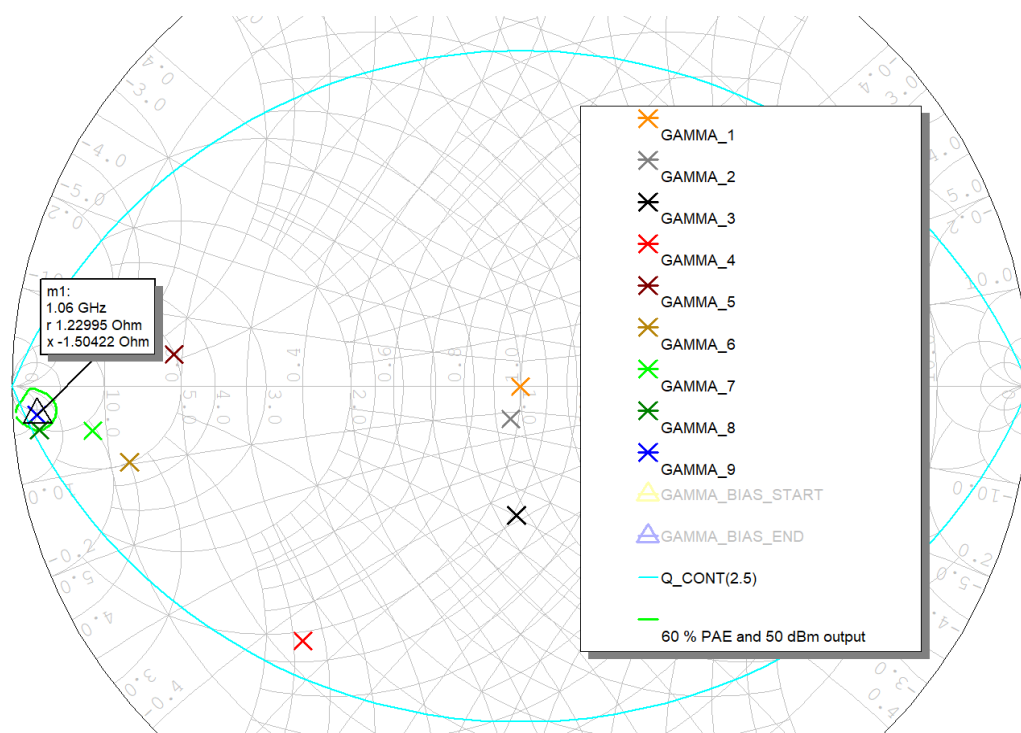
Do obou zapojení byl přidán sériový kondenzátor pro oddělení stejnosměrné složky, aby si jednotlivé zesilovací stupně vzájemně neovlivňovali pracovní bod.

Pro lepší porozumění byly do obvodu přidány bloky jménem GPROBE2, které umožňují zobrazit činitel odrazu a tím zobrazit postupnou transformaci impedance z 50 Ω na požadovanou. V kompletním schématu AWR v příloze této práce jsou u bloku GPROBE2 umístěny mikropásky s nulovou délkou ale se stejnou šířkou jako z druhé strany bloku GPROBE2. Navazující blok totiž simuluje přechod mezi šířkami mikropásků a šířku si zjišťuje z předchozího bloku.

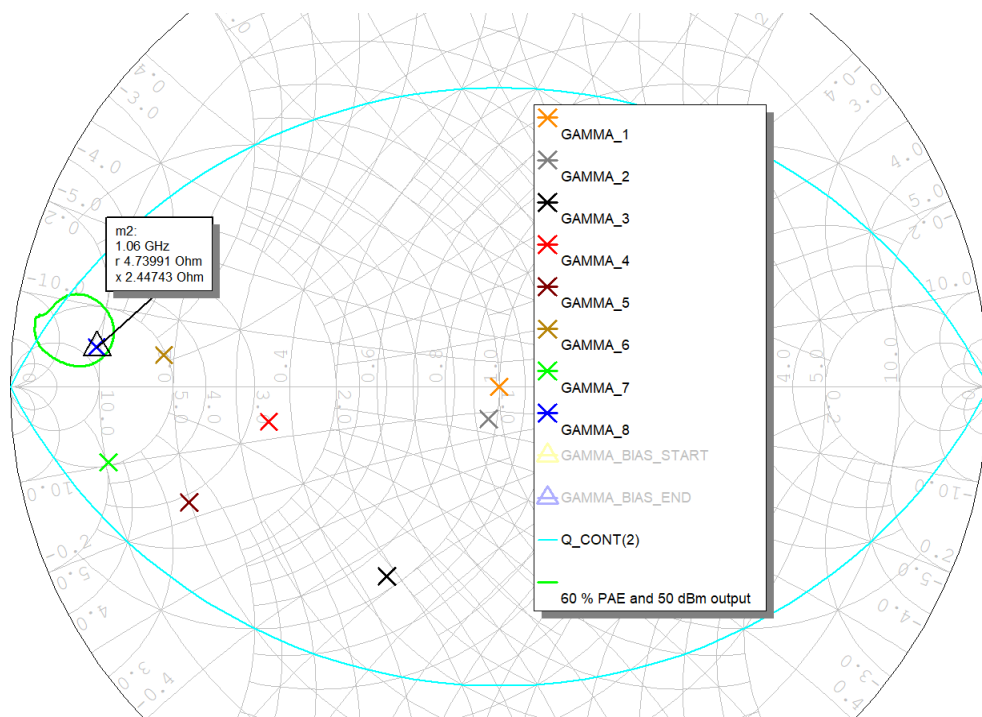


Obrázek 13: Zjednodušený vstupní přizpůsobovací obvod 3. stupně

Stejnými čísly jsou označeny ve Smithově diagramu názvem GAMMA_(číslo), viz Graf 17 vstupní přizpůsobení a Graf 18 výstupní přizpůsobení. Do stejného grafu jsou vloženy i křivky konstantního činitele jakosti, aby při přizpůsobování byla snaha o co nejnižší jakost. Činitele odrazu jsou body, protože jde jen o zobrazení na jedné frekvenci 1060 MHz – střed pásma. Koncový bod by měl být v zelené oblasti odpovídající minimální hodnotě 52 dBm a účinnosti 60 %, která vychází z analýzy load-pull a source-pull. Pokud se podaří transformovat do požadované oblasti, neznamená to, že bude splněna podmínka na účinnost a výstupní výkon pro požadované pracovní pásmo. Pro doladění, se buď může zobrazit činitel odrazu ve frekvenci a tím se zjistí, jak se body pohybují, nebo se přejde z manuálního návrhu na optimalizaci, kde se nastaví požadované parametry a pásmo. Tato možnost je v simulátoru AWR pojmenována Optimizer goals. Optimalizéru se musí určit rozsahy minimálních a maximálních rozměrů mikropásků a hodnot kapacit kondenzátorů. Čím bude optimalizéru více omezen rozptyl parametrů, tím snadněji najde ideální hodnoty. Taková optimalizace je spíše vhodná pro jemné doladění. Při mnoha parametrech s velkým rozptylem je obtížné najít globální minimum (nejbližší přiblížení k požadavkům).

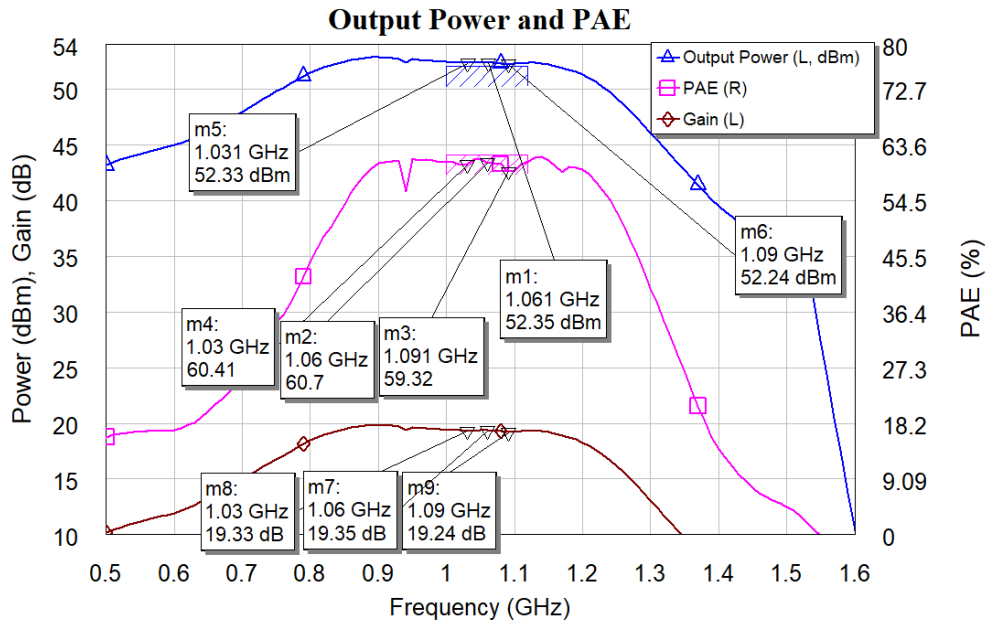


Graf 17: Postupné přizpůsobení vstupu 3. stupně

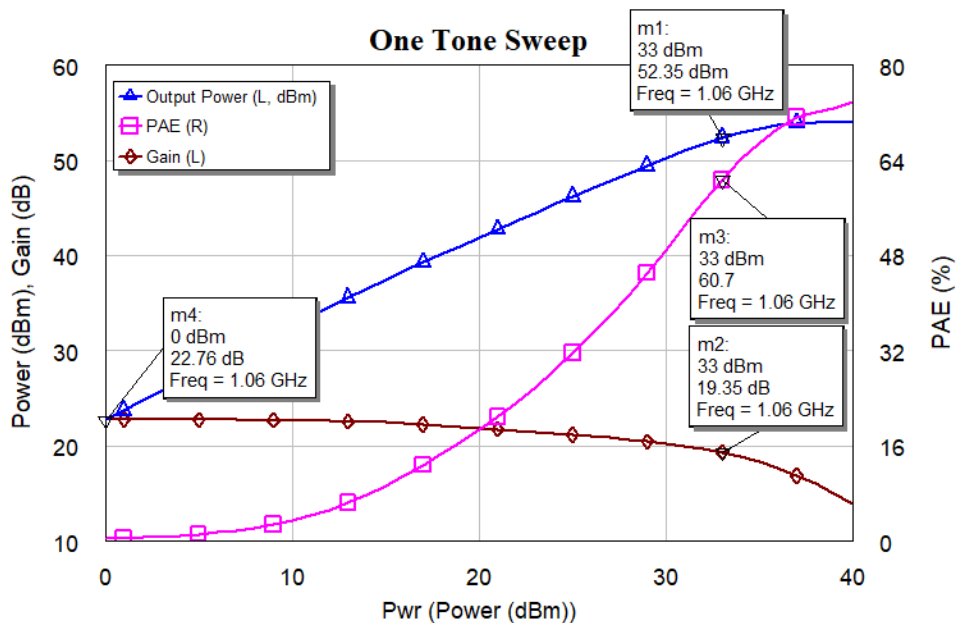


Graf 18: Postupné přizpůsobení výstupu 3. stupně

V Graf 19 je zobrazen výstupní výkon, účinnost a zisk přizpůsobeného zesilovače v závislosti na frekvenci. Na frekvenci 1030 MHz bylo dosaženo výstupního výkonu 52,33 dBm a účinnosti 60,41 %. Na frekvenci 1090 MHz je výstupní výkon 52,24 dBm a účinnost 59,32 %. Zisk v pásmu mezi těmito frekvencemi je více než 19,2 dB. Na Graf 20 lze vidět účinnost, výkon a zisk v závislosti na vstupním výkonu, z čehož vyplývá, že zesilovač je přibližně v tří decibelové kompresi.

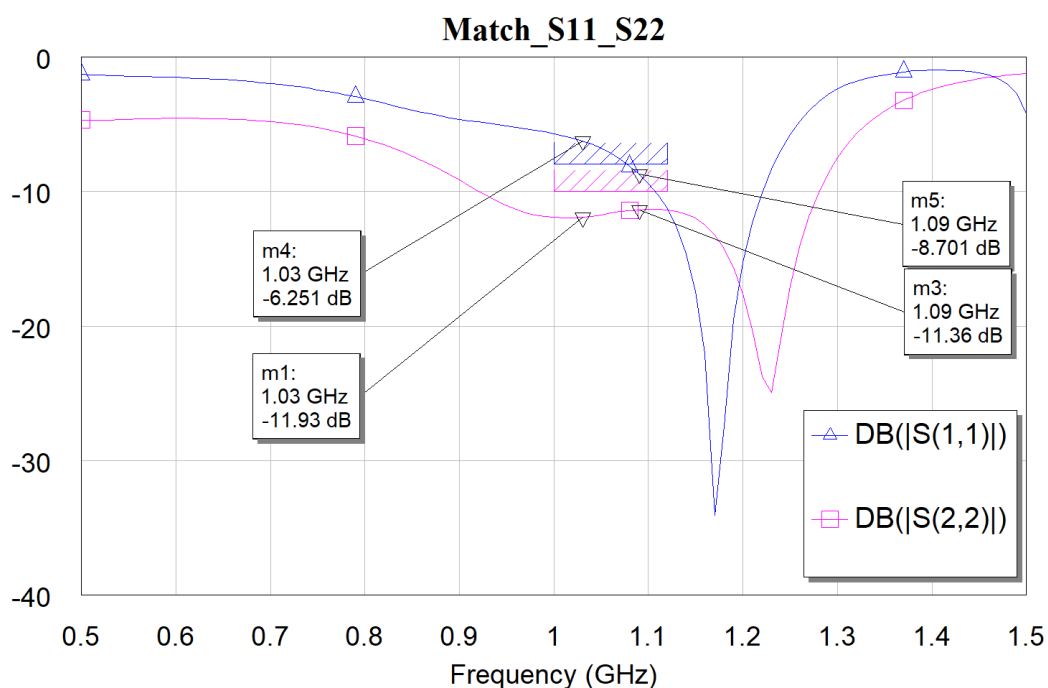


Graf 19: Výstupní výkon, účinnost a zisk přizpůsobovacího zesilovače v závislosti na frekvenci



Graf 20: Účinnost, výkon a zisk v závislosti na vstupním výkonu

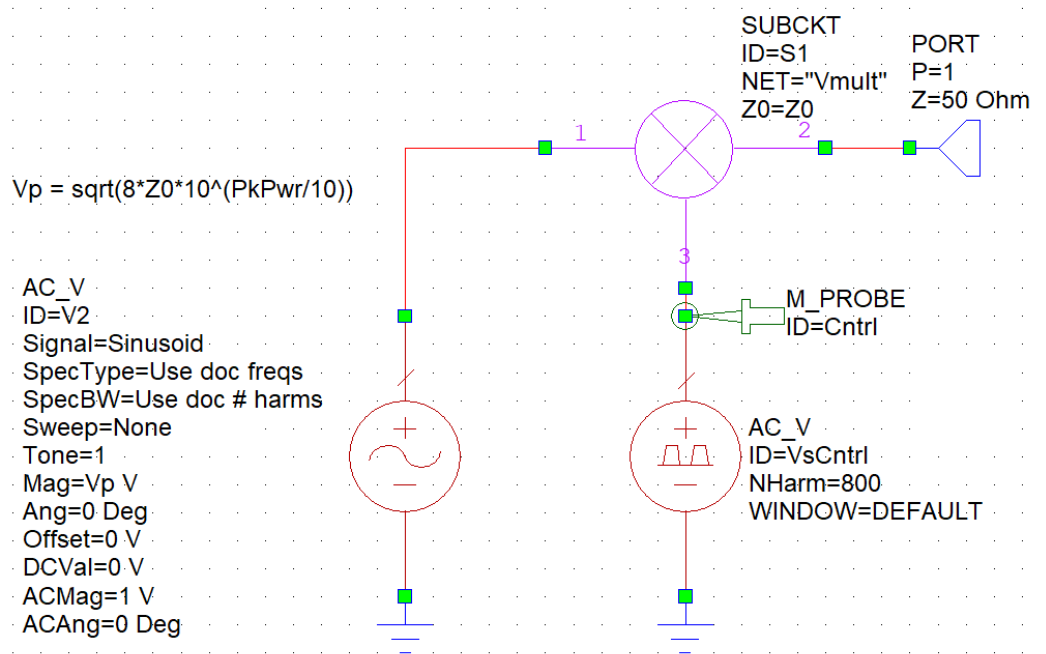
V Graf 21 je zobrazeno vstupní přizpůsobení S_{11} (modře) a výstupní přizpůsobení S_{22} (fialově) přizpůsobeného zesilovače. Výstupní přizpůsobení je lepší než vstupní, dosahuje v pracovním pásmu méně než -10 dB. Vstupní přizpůsobení na frekvenci 1 030 MHz je $-6,25$ dB a na frekvenci 1 090 MHz dosahuje $-8,7$ dB. Vstupní přizpůsobení by mohlo podle simulace být dostačující. Je nutno podotknout, že není možné dosáhnout nejvyššího výkonu, účinnosti a dokonalého přizpůsobení na vstupu a výstupu. Celkový návrh přizpůsobení je o kompromisech mezi parametry. U fyzické realizace lze vstup zesilovače předřadit útlumovým článkem nebo izolátorem. Je počítáno s výkonovou rezervou u výkonu 2. stupně, takže i při útlumu v přímém směru by měl být dostatečný výkon na vybuzení 3. stupně.



Graf 21: Přizpůsobení S_{11} a S_{22}

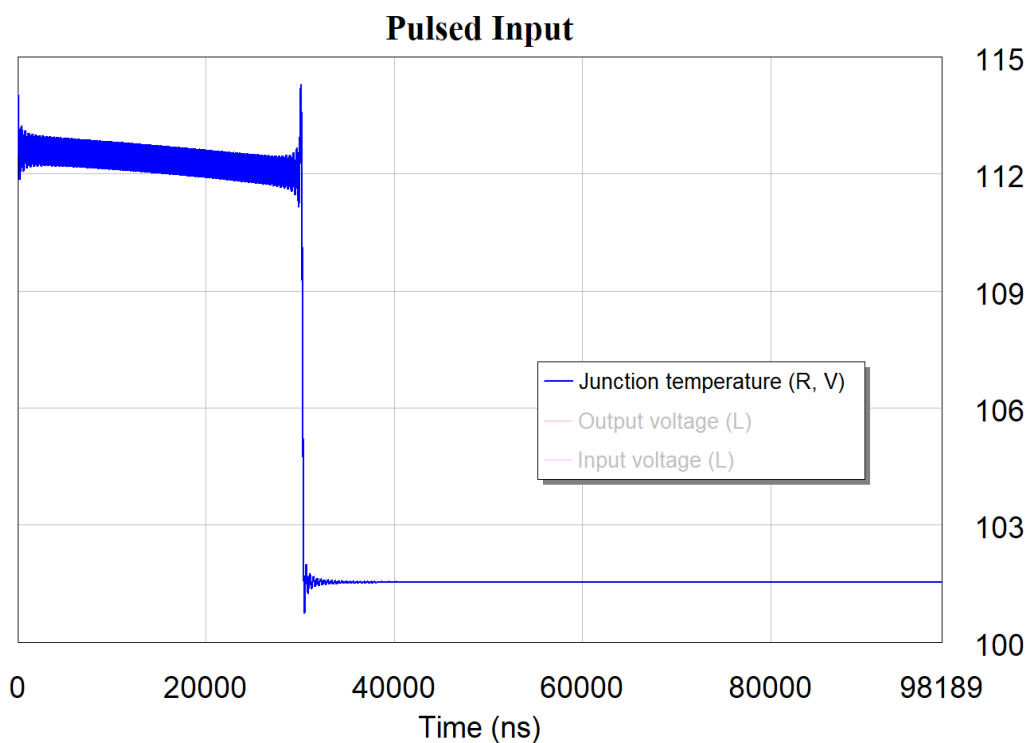
2.2.9 Testování pulzy

Nejdelší doba pulzu se nachází v modulaci dotazu. Doba pulzu je 30,25 μs . Je použita pro vyšetření teploty uvnitř tranzistoru. Pro vygenerování pulzu bylo použito zapojení uvedené v [19]. Zapojení zobrazené na Obrázek 14 kombinuje obálku pulzu a frekvenci nosné. Výstup je pak pulz modulovaný nosnou frekvencí. Je definovaná i náběžná a sestupná hrana. Takto je simulován očekávaný signál na vstupu zesilovače a je vyšetřována teplota uvnitř tranzistoru T_j .



Obrázek 14: Zapojení generátoru pulzů

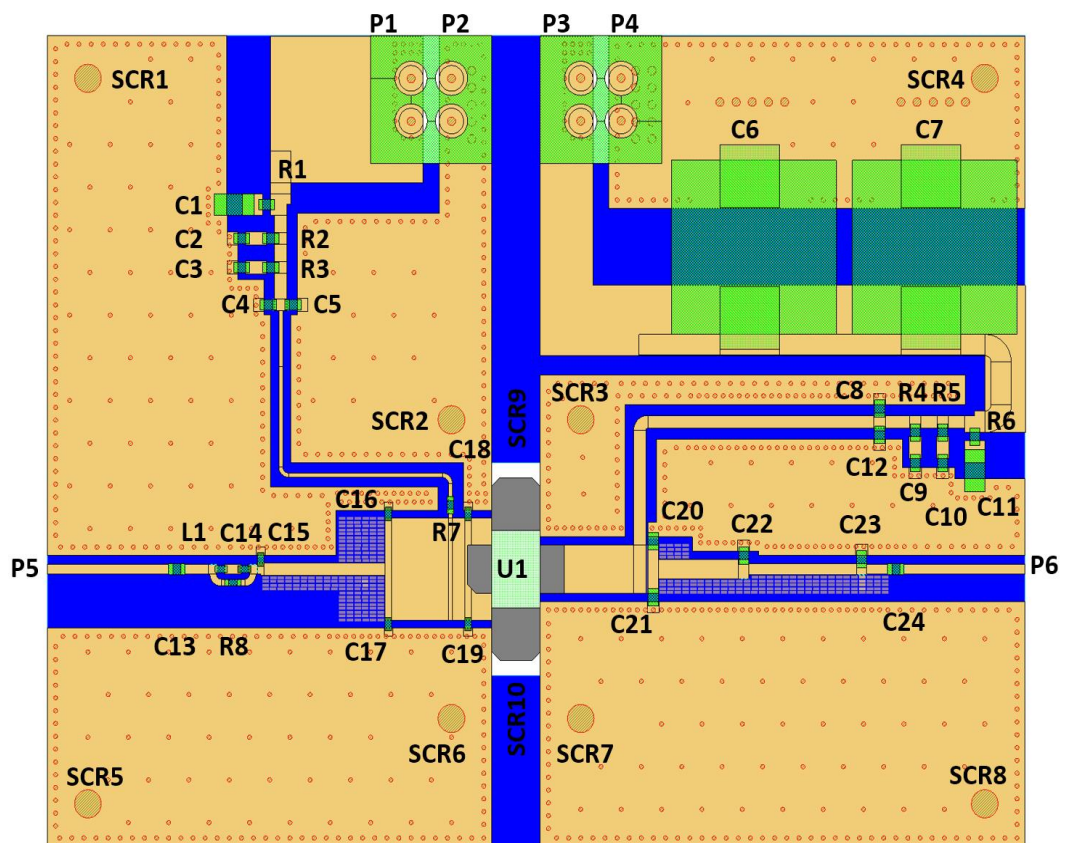
V Graf 22 je modře vykreslena teplota T_j . Teplota pouzdra byla nastavena na $85\text{ }^\circ\text{C}$ a tepelný odpor R_{th} byl stanoven na $0,33\text{ }^\circ\text{C/W}$. Při době pulzu je teplota T_j něco přes $112\text{ }^\circ\text{C}$ tato teplota je shledána jako vyhovující. V simulaci byl odhadnut tepelný odpor z charakteristik jiného tranzistoru. Odhad se zakládal na střídě 10 % a v reálném použití to jsou 2 %, lze očekávat nižší teploty. Může se zdát, že při pulzu se zde nachází překymity a oscilace. Tento jev je nicméně zaznamenán pouze u teploty. Při době pulzu byla očekávána rostoucí teplota, ale z průběhu vyplývá, že teplota klesá, i když se jedná pouze o $1\text{ }^\circ\text{C}$. Příčinu uvedených jevů je obtížné blíže určit, přesný model zesilovače si výrobce chrání. Z grafu lze dále dedukovat, že v klidovém stavu bude teplota $T_j = 101,5\text{ }^\circ\text{C}$.



Graf 22: Teplota T_j při pulzním buzení

2.2.10 Návrh plošného spoje 3. stupně a chladiče

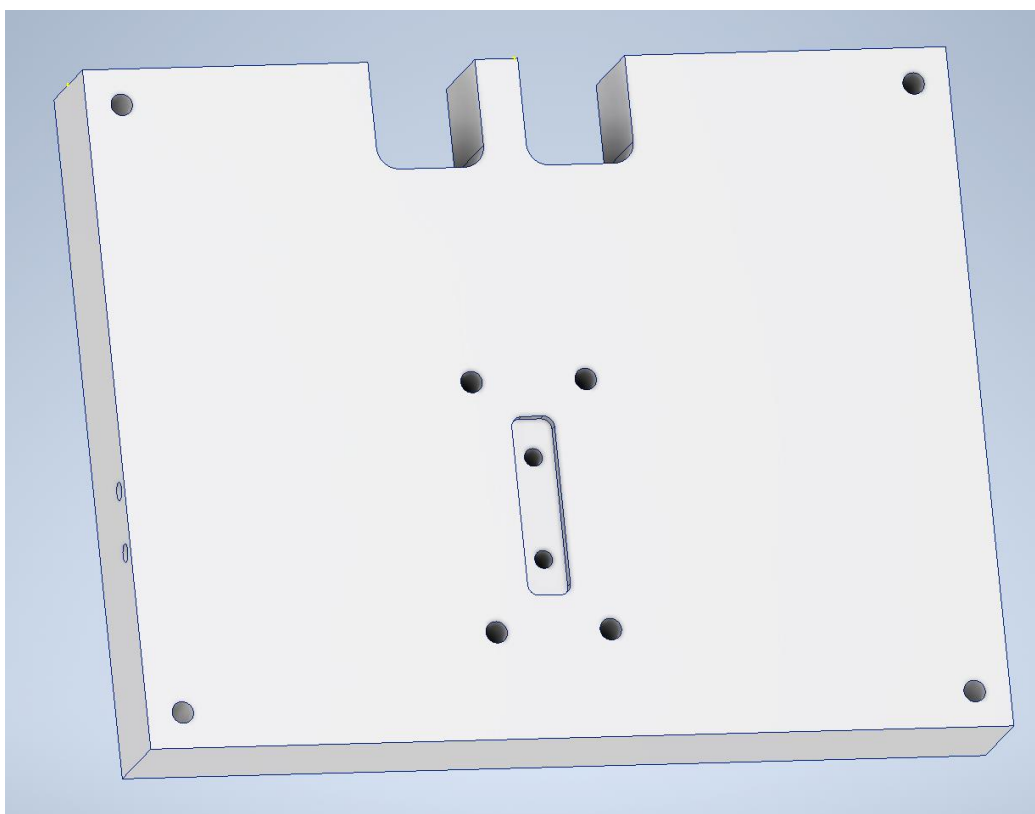
Návrh plošného spoje probíhal také v simulátoru AWR. Na Obrázek 15 je vidět výsledný plošný spoj. Oranžově je vyznačena vrchní vrstva mědi a modře prosvítá spodní vrstva. Zeleně jsou označeny jednotlivé komponenty. Uprostřed je umístěn výkonový zesilovač U1. Na levé a pravé straně je označeno umístění vstupního a výstupního konektoru SMA. Deska je záměrně koncipována na levou stranu přizpůsobení a pravou stranu přizpůsobení. Plošný spoj může být rozpuhlen na dvě části, aby moha být ověřena impedance ze strany tranzistoru, jak ze strany gate, tak drain. Při měření se na místo zesilovače umístí konektor SMA. U mikropásků v přizpůsobení jsou přidány malé plošky pro případné zvětšení šířky při ladění. Plošky se připojují spojením/propájením cínem. Spodní zem a vrchní zem je propojena průchodkami. Průchodky jsou umístěny po obvodech polygonů a v menším množství uvnitř polygonů. Tímto způsobem jsou sníženy případné povrchové proudy. Více průchodek poblíž kondenzátorů snižuje parazitní sériovou indukčnost, kterou vnáší neideální spojení se zemí průchodkou. Průchodky musí být umístěny co nejbližší kondenzátorům. Plošný spoj je umístěn na hliníkovém chladiči, ke kterému je připevněn šrouby SCR1 až SCR8. Šrouby označené SCR2, 3, 6 a 7 jsou na desce umístěny z důvodu dobrého kontaktu tranzistoru a chladiče i po rozpuhlení desky. Půlení desky je pouze pro ladící účely, v potenciální sériové výrobě by k půlení nedocházelo. Pro kontakt výkonového zesilovače a chladiče je uprostřed plošného spoje vyfrézován otvor. Napětí pro gate je přivedeno do svorkovnice P1 kladný pól a P2 zem. Pro drain to jsou P3 kladný pól a P4 zem. Země jsou záměrně odděleny, aby velké proudy procházející drain nevnášeli napětí do napětí pro gate. Plošný spoj nemá spodní nepájivou masku, pro dobrý kontakt s chladičem. Výkonový zesilovač má source připojen přes chladič. Vrchní nepájivou masku plošný spoj také nemá, je to z důvodu případného ladění, kde by bylo nutné pájet. Výrobní podklady se seznamem součástek jsou uvedeny v příloze diplomové práce.



Obrázek 15: Plošný spoj 3. stupně

Plošný spoj je usazen na hliníkovém chladiči. 3D model navrhovaného chladiče je zobrazen na Obrázek 16. Chladič má vnější rozměry 121x95x15 mm. Technický výkres chladiče je uveden v příloze. 3D model spolu s technickým výkresem byl vytvořen v návrhovém prostředí Autodesk Inventor. Chladič poskytuje chlazení pro výkonový zesilovač a zároveň zajišťuje jeho upevnění. Kontakt zesilovače a chladiče je důležitý. Proto je požadována drsnost povrchu 0,8 μm , což je spodní hranice výrobních možností pomocí frézování. Mezi zesilovač a chladič nemůže být nanесena teplo vodivá pasta, tím by se narušilo kritické spojení source zesilovače a země. Doporučení výrobce je použít fólii z India [20]. Speciální fólie by neměla být nutná, zesilovaný signál má maximální plnění 2 %, tedy oproti kontinuálním buzení by neměl odvod tepla být tak kritický.

Konektory přivádějící stejnosměrné napětí pro gate a drain označené P1-4 mají průchozí kontakty skrz plošný spoj, kde jsou zapájené. Z tohoto důvodu má chladič v horní oblasti 2 vyfrézované oblasti. Po pravé a levé straně jsou SMA konektory P6 a P5, pro které jsou otvory pro uchycení šrouby.



Obrázek 16: 3D model návrhu chladiče pro 3. stupeň

2.3 Návrh 2. stupně

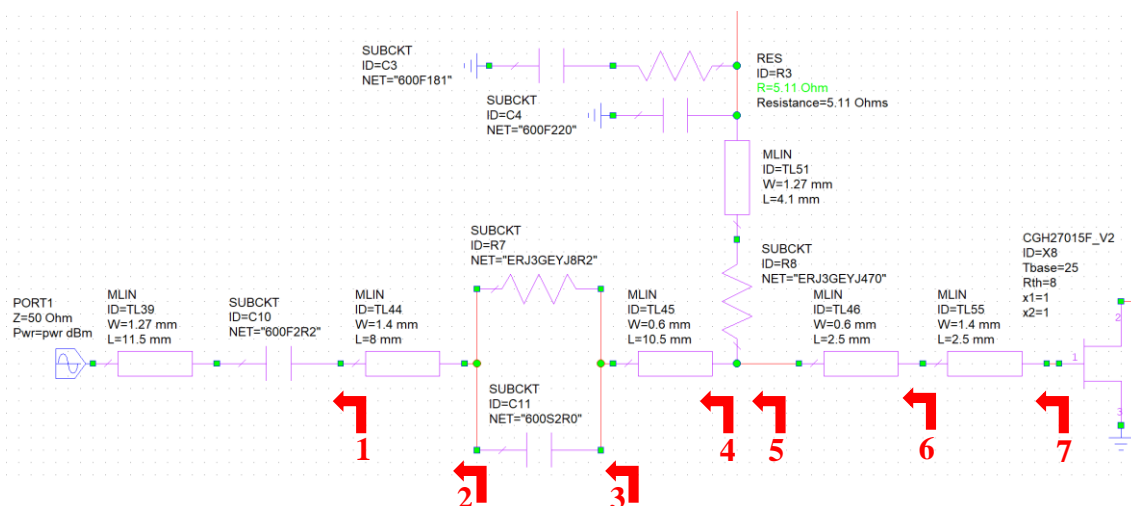
Předzesilovač pro koncový stupeň musí mít minimálně výstupní výkon 33 dBm. Nicméně je žádoucí, aby zde byla větší výkonová rezerva pro připojení útlumového článku (případně izolátoru) pro dosažení lepšího impedančního přizpůsobení. Je také lepší, aby bylo možné větší vybuzení koncového stupně, aby se případně mohlo dosáhnout zvýšení výstupního výkonu i za cenu větší komprese zisku.

V Tabulka 3 je srovnání zesilovačů od různých výrobců. Zesilovač od výrobce INTEGRA obsahuje minimum informací, nemá model a není dostupný. MMG3006NT1 nemá dostupný model, ale postačující by byly S-parametry, které jsou dostupné. Tento zesilovač má výstupní výkon $P_{1dB} = 33$ dBm, takový výkon neposkytuje požadovanou rezervu, tudíž je nevhodný. Tranzistor od výrobce Macom poskytuje jen model pro simulátor ADS. Licencí pro software ADS bohužel není disponováno. Tranzistor CGH27015F splňuje všechny požadavky a je dostupný, proto byl vybrán.

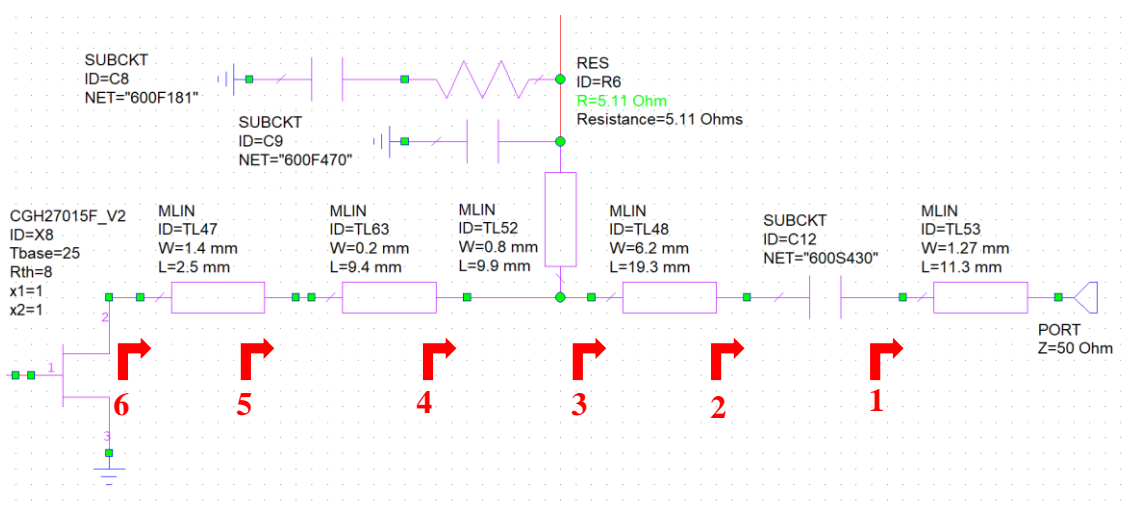
Tabulka 3: Srovnání výběru 2. stupně [21] [22] [23]

Označení	Výrobce	Frekvenční rozsah	Výstupní výkon	Zisk	Pracovní napětí U _{ds} [V]	Model	Dostupnost
IGN0912CW10	Integra	0,96 - 1,24 GHz	40 dBm pulzně	18 dB	28 V	NE	NE
MMG3006NT1	NXP	400 - 2400 MHz	P _{1dB} = 33 dBm	17,5 dB při 900 MHz	5 V	NE	ANO
NPTB00004A	Macom	DC - 6 GHz	P _{sat} = 37,1 dBm při 2,5 GHz	14,8 dB při 2,5 GHz	28 V	ADS	ANO
CGH27015F	Wolfspeed	DC - 6 GHz	33 dBm konstantní signál, 41,8 dBm pulzně	15 dB při 2,5 GHz	28 V	ADS a AWR	ANO

Pracovní bod byl nastaven do třídy AB. Pro klidový pracovní proud $I_d = 109 \text{ mA}$ bylo nastaveno napětí na gate $-2,9 \text{ V}$. Stabilizace je tvořena z paralelní kombinace kondenzátoru C11 a rezistoru R7 vložené do série ke vstupu. Ke stabilizaci přispívá i kondenzátor C10, který zároveň slouží pro oddělení stejnosměrné složky. Oproti koncovému stupni, kde je napájení přivedeno přes délku vedení $\lambda/4$, zde napájecí obvody pro gate a drain přispívají do přizpůsobení. Délka napájecích mikropásků je tím kratší. Zjednodušené schéma vystihující přivedení napájení, stabilizaci a přizpůsobení 2. stupně pro vstup je uvedeno na Obrázek 17 a pro výstup na Obrázek 18. Struktury přizpůsobení vstupu a výstupu jsou tvořeny převážně mikropásky. Kompletní schémata, navrhnuté v simulátoru AWR, včetně všech součástek napájecích obvodů a bloků simulujících přechody mezi mikropásky jsou součástí příloh diplomové práce,

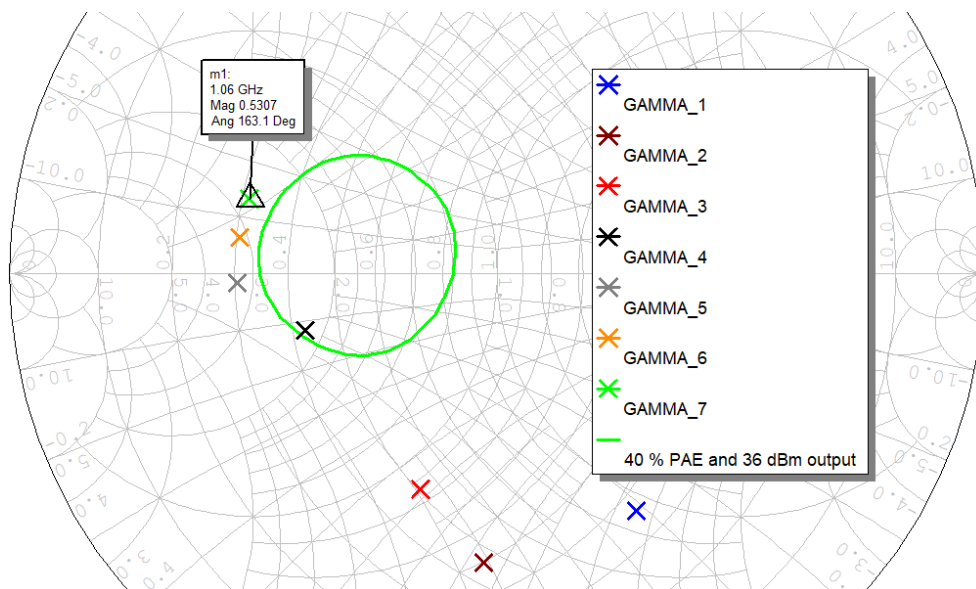


Obrázek 17: Zjednodušený vstupní přizpůsobovací obvod 2. stupně

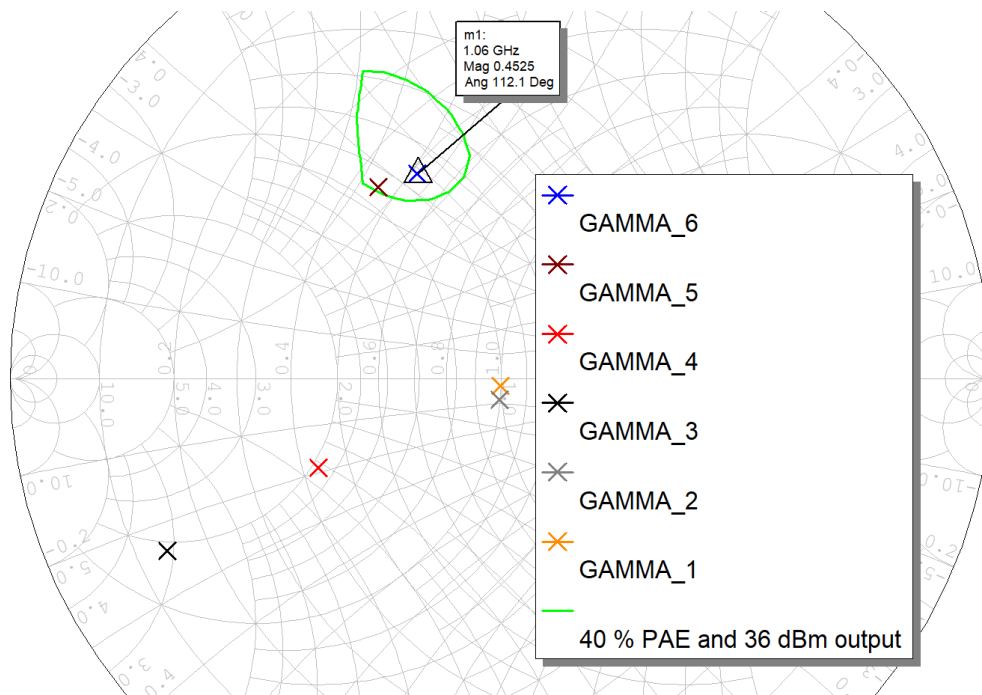


Obrázek 18: Zjednodušený výstupní přizpůsobovací obvod 2. stupně

V simulaci byly obdobně provedeny metody Load-pull a Source-pull. Výsledkem je zeleně vyznačená oblast uvnitř Smithova diagramu, která splňuje podmínky výstupního výkonu 36 dBm a 40 % účinnosti. U Graf 23 pro vstup, je činitel odrazu označený GAMMA_7 mimo zelenou oblast splňující požadované parametry. Na Graf 24 je zobrazena postupná transformace na požadovanou impedanci. Při zvětšení stability se totiž kontury vycházející z počáteční analýzy Source-pull a Load-pull můžou lišit. Kompromisu mezi parametry bylo dosaženo pomocí optimalizéru.

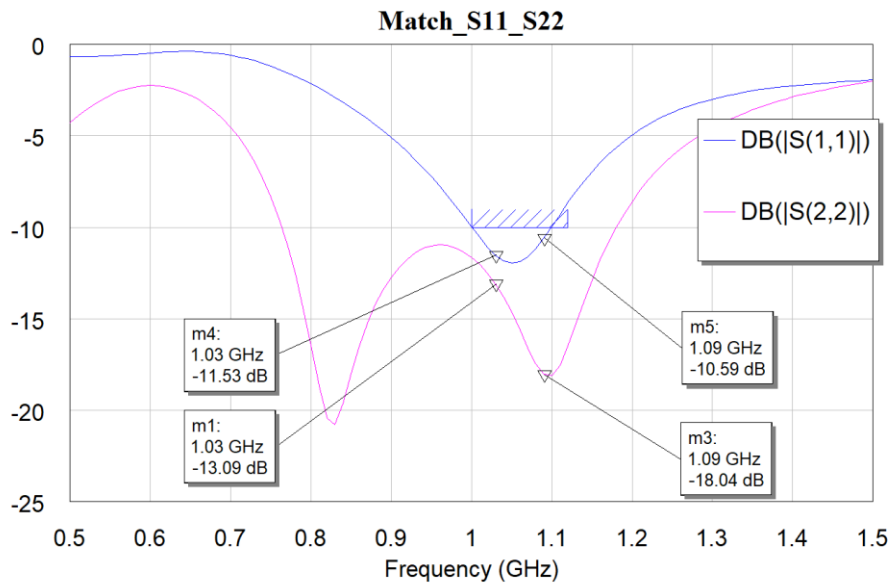


Graf 23: Postupné přizpůsobení vstupu 2. stupně

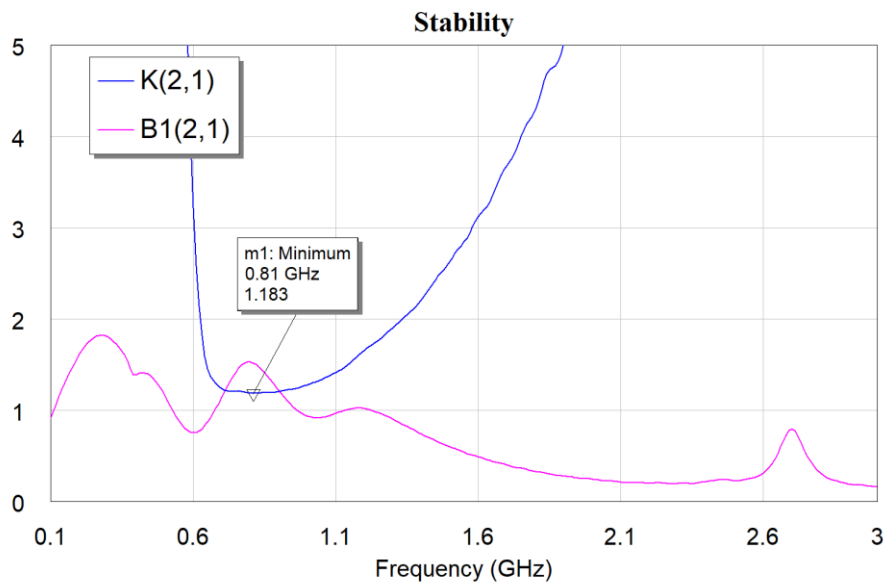


Graf 24: Postupné přizpůsobení výstupu 2. stupně

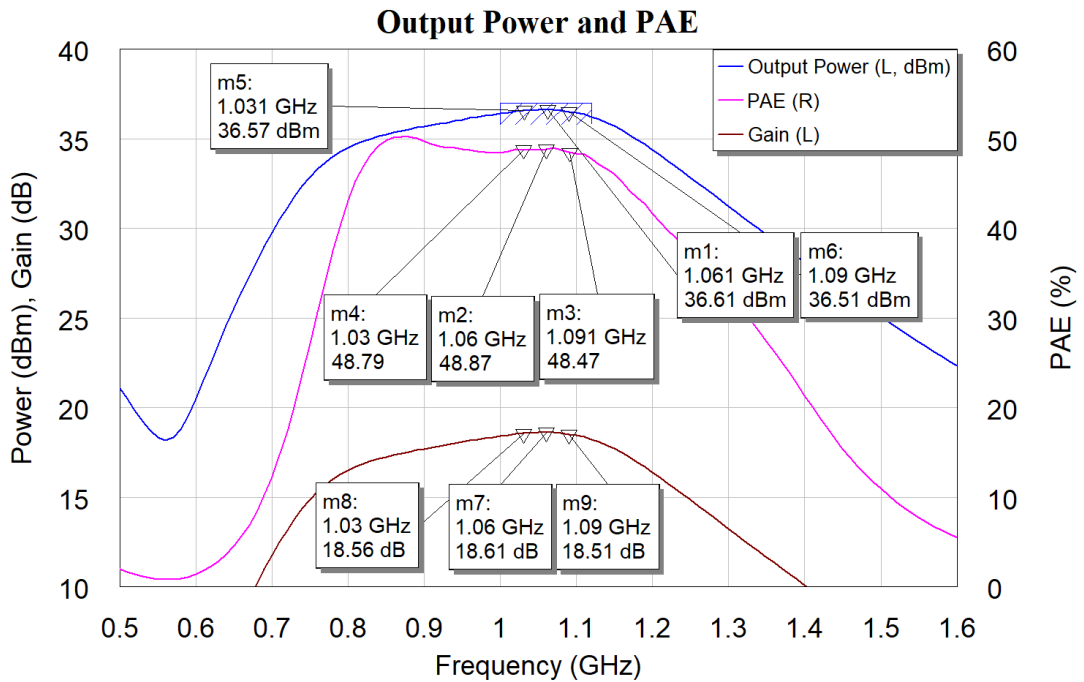
Přizpůsobení celkového zesilovacího 2. stupně je zobrazeno v Graf 25. Vstupní přizpůsobení S_{11} (modře) a výstupní přizpůsobení S_{22} (fialově). Z Graf 26 vychází, že zesilovač je absolutně stabilní. Výstupní přizpůsobení vychází lépe. V Graf 27 je vykreslen výstupní výkon, účinnost a zisk přizpůsobeného 2. stupně v závislosti na frekvenci pro 18 dBm vstupního výkonu. Na frekvencích 1030 a 1060 MHz se dosahuje víc než 36 dBm. Účinnost je nižší, kolem 48 %. Zesilovač je simulován při velmi nízkém vstupním výkonu, viz Graf 28 vystihující závislost parametrů na vstupním výkonu, proto je dosahováno nízké účinnosti. Při nižším výkonu se dosahuje většího zisku a zároveň zesilovač tak vnáší menší zkreslení vlivem nelinearity.



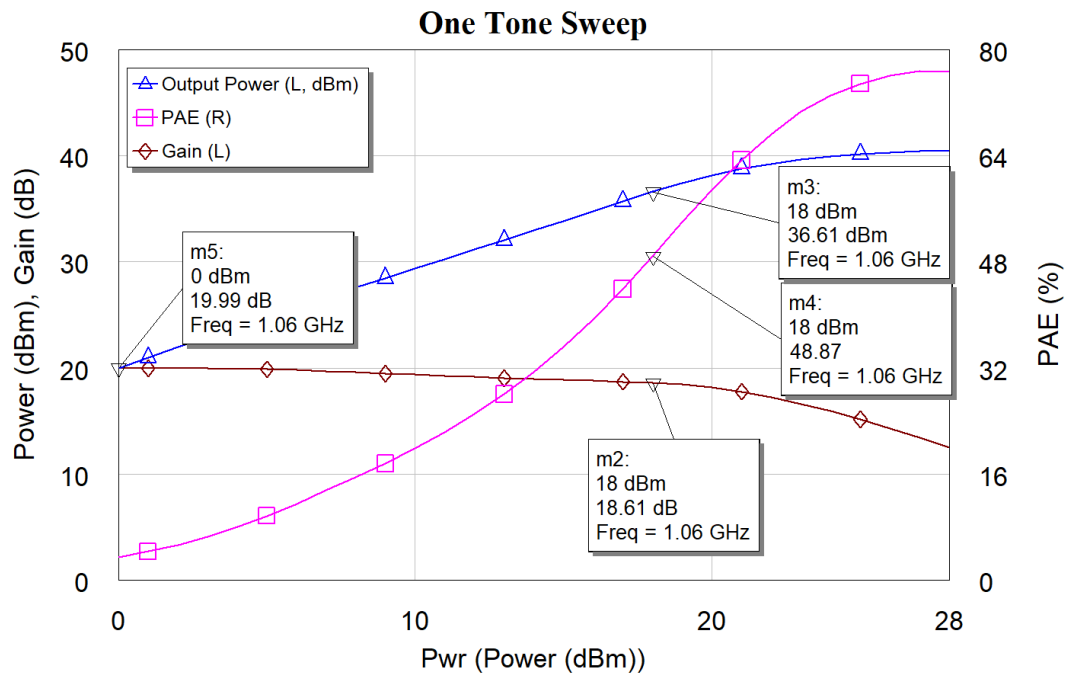
Graf 25: Přizpůsobení S_{11} a S_{22} 2. stupně



Graf 26: Stabilita 2. stupně



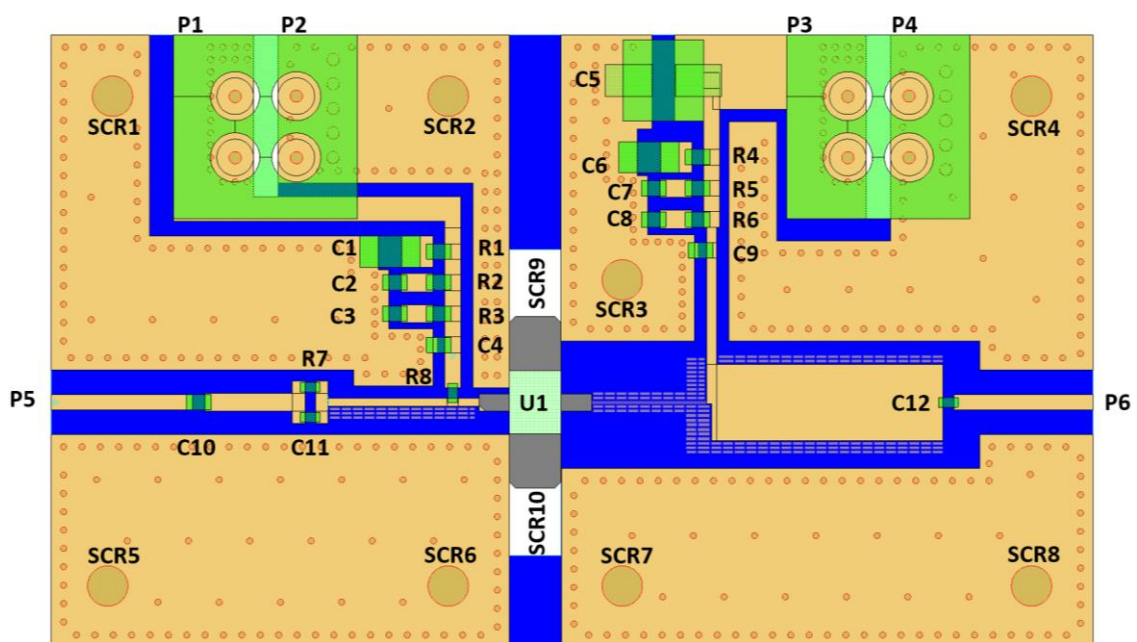
Graf 27: Výstupní výkon, účinnost a zisk přizpůsobeného 2. stupně



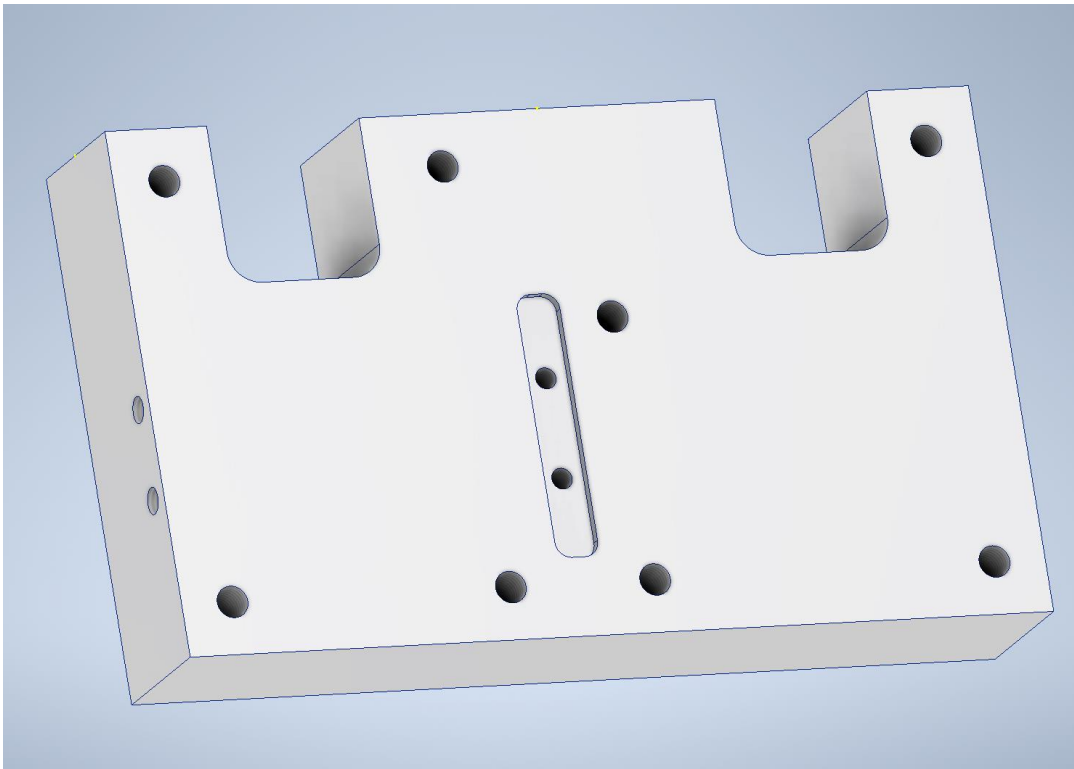
Graf 28: Účinnost, výkon a zisk v závislosti na vstupním výkonu

2.3.1 Návrh plošného spoje 2. stupně

Na Obrázek 19 je zobrazen horní pohled na plošný spoj 2. stupně. Celkové podklady pro výrobu jsou dostupné v příloze. Navrhnut je obdobně jako 3. stupeň, aby mohl být plošný spoj rozdělen na pravou a levou část přizpůsobení. Důvodem je možnost ladění, aby mohlo být na obě strany po rozdělení připojen SMA konektor a ověřena impedance. U tohoto stupně nebude dosahováno vysokých teplot zesilovače, přesto je zde chladič, který plní funkci odvádění tepla a zároveň zajišťuje spojení source zesilovače a země. Přes svorkovnici P1 se přivádí napětí pro gate a P2 slouží pro připojení země. Svorkovnice P3 je pro připojení 28 V pro drain a P4 pro zem. Přizpůsobení je provedeno převážně mikropásky, které mají okolo sebe umístěné měděné plošky pro případné rozšíření při ladění. 3D model chladiče, který je umístěn pod plošným spojem, je zobrazen na Obrázek 20. Chladič má větší rozměry 85x50x15. Detailní technický výkres lze nalézt v příloze.



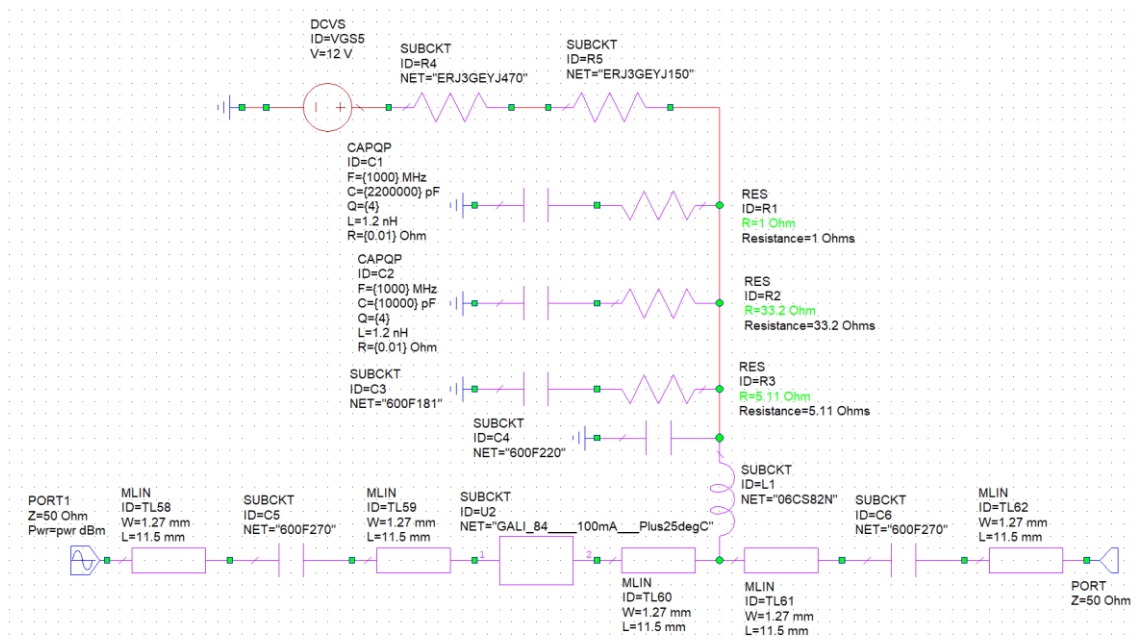
Obrázek 19: Plošný spoj 2. stupně



Obrázek 20: 3D model návrhu chladiče pro 2. stupeň

2.4 Návrh 1. stupně

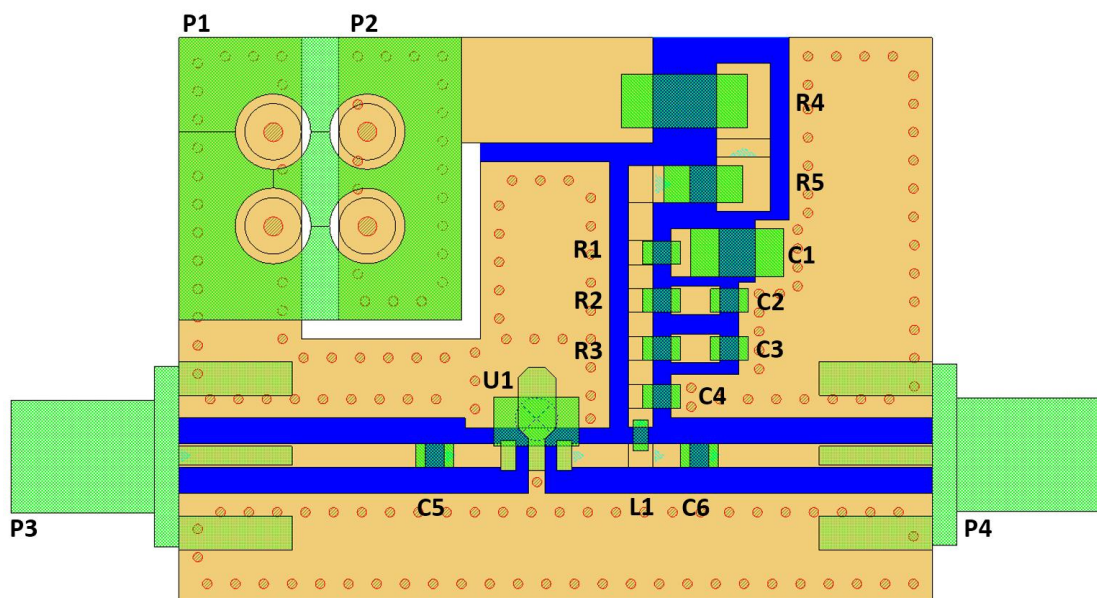
Pro tento stupeň není zapotřebí srovnávací tabulky dostupných zesilovačů. Požadavky splňuje velké množství zesilovačů i z pohledu ceny. Cena je v porovnání s předcházejícími stupni zanedbatelná. Pro takto nízké výkony lze použít například zesilovač od výrobce Mini-circuit. Byl vybrán zesilovač GALI-84+ s výstupním výkonem $P_{1dB} = 22,7$ dBm při 1 GHz. Simulace byla provedena pomocí malosignálových S-parametrů, které poskytuje výrobce. Oproti předchozím simulacím tyto parametry neumožňují simulaci nelinearit. Dodávané S-parametry jsou měřeny pro různé teploty -45, 25, 85 °C a tři pracovní proudy 80, 100 a 120 mA. Simulovaný obvod uvedený na Obrázek 21 na tomto kmitočtu dosahuje přizpůsobení v pracovním pásmu $S_{11} = -18$ dB a $S_{22} = -13$ dB. Simulováno bylo při teplotě 25 °C a pracovním proudem 100 mA. Přidány jsou pouze blokovací kondenzátory C5 a C6, napájení přivádí induktor L1 o hodnotě 82 nH. Odpor R_{bias} byl odečten z tabulky v produktovém listu [24]. Při napájení 12 V je potřeba sériový odpor 62 Ω . Odporu je dosaženo sériovou kombinací rezistorů R4 47 Ω a R5 15 Ω . Rezistory bylo potřeba dimenzovat na ztrátový výkon R4 0,47 W a R5 0,15 W při pracovním proudem 100 mA. R4 je proto v pouzdru 2010 a R5 v 1206. Žádné přídavné přizpůsobení není potřeba, samotný tranzistor je stabilní a přizpůsobený.



Obrázek 21: Schéma 1. stupně

2.4.1 Návrh plošného spoje 1. stupně

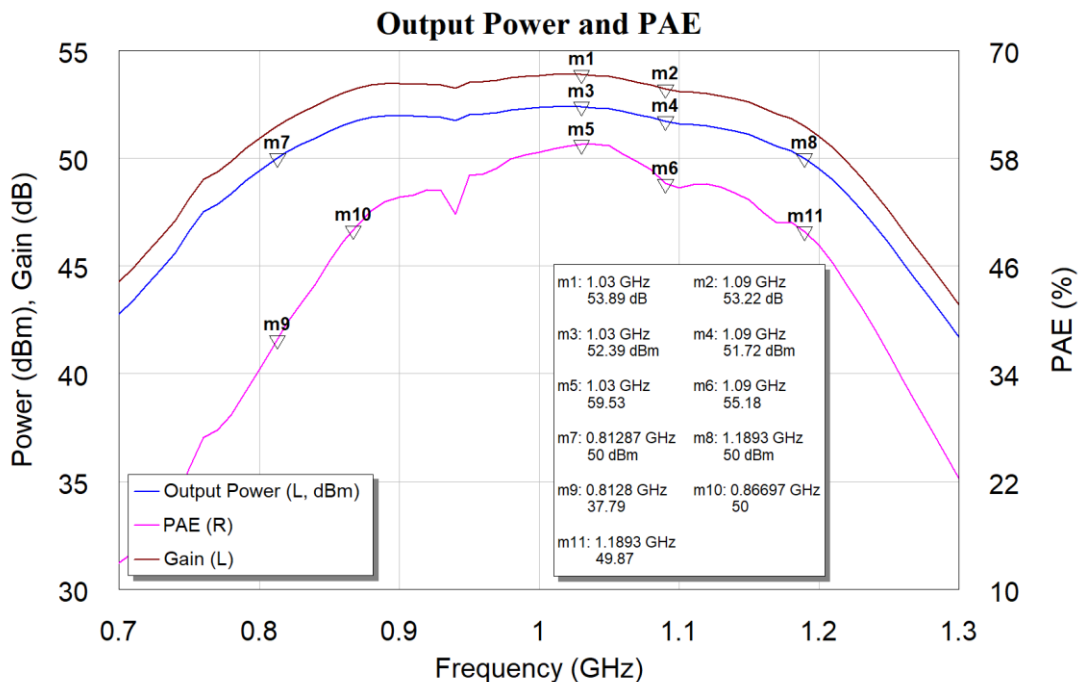
Plošný spoj je zobrazen na Obrázek 22. Vlevo je vstupní SMA konektor označen P3 a pravý je označen P4, konektory jsou pro montáž přímo na plošný spoj. Zesilovací stupeň nevyžaduje přídavného chladiče. Pro chlazení dostačuje rozšířená zemnicí plocha připojená se source zesilovače. Jelikož zesilovač je již přizpůsoben, nejsou zde potřeba rozšiřující plošky pro ladění. Stejnoseměrné napájení je přivedeno konektorem P2 +12 V a P1 slouží pro přivedení země. Substrát, jako u předchozích zesilovacích stupňů, je RO4350B s tloušťkou 0,508 mm.



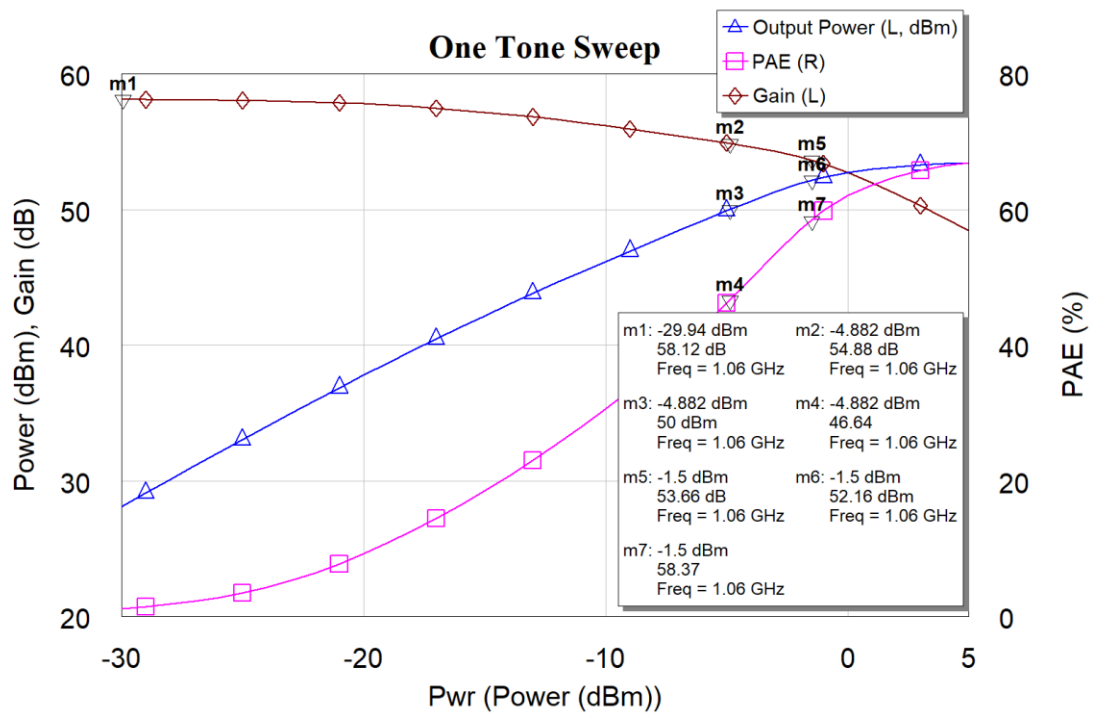
Obrázek 22: Plošný spoj 1. stupně

2.5 Vlastnosti celkového řazení zesilovačů

Celkový zisk, účinnost a výkon v závislosti na frekvenci při vstupním výkonu -1,5 dBm celkového řazení 3 zesilovacích stupňů je zobrazen v Graf 29. Mezi 1. a 2. stupeň byl vložen útlumový článek 3,5 dB a mezi 2. a 3. stupeň byl vložen útlum 4 dB. Velikosti útlumů odpovídají koncipovaným výkonovým rezervám mezi stupni. V reálné konstrukci, pokud budou vycházet vstupní a výstupní přizpůsobení podle simulací, by útlumové články nemuseli být nutné (vstupní výkon by se jen musel snížit, aby nedošlo k přebuzení). V Graf 29 je kurzory m1 až m6 označena frekvence pro vzestupný spoj 1030 MHz a sestupný spoj 1090 MHz. Účinnost se zde pohybuje kolem 58 %, výkon 52 dBm a zisk 53,5 dB. Využitelné pásmo je ale větší, z pohledu splnění výstupního výkonu 50 dBm je pásmo 813 MHz až 1189 MHz, označeno kurzory m7 a m8. Na nižší frekvenci tohoto pásma je účinnost nižší, přibližně 38 %. Pro dosažení účinnosti například 50 % se pásmo zúží na 867 MHz až 1189 MHz, označeno kurzory m10 a m11. V Graf 30 je celkový zisk, účinnost a výkon v závislosti na vstupním výkonu u celkového řazení 3 zesilovacích stupňů. Vstupní výkon je vyneseno už od -30 dBm, aby bylo možné odečíst případně kompresi zisku. Komprese zisku zde ale nemá přílišný význam, důležité jsou komprese zisku u jednotlivých stupňů, z kterých lze dedukovat nelinearity, které tím budou vznikat. V tomto grafu není zanesen pokles zisku 1. zesilovacího stupně. První stupeň měl dostupné pouze malosignálové S-parametry, které nelinearity nevystihují. Z produktového listu se lze dozvědět jen o bodu jedno decibelové komprese $P_{1dB} = 21,5$ dBm.

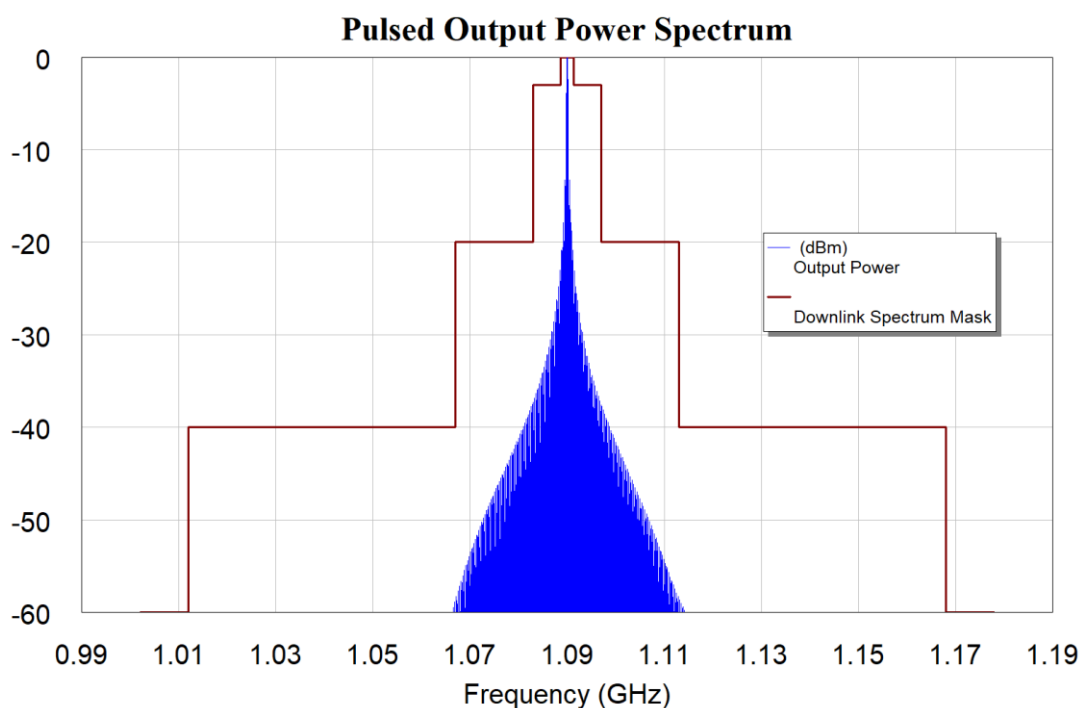


Graf 29: Celkový vstupní výkon, účinnost a zisk řazení zesilovačů v závislosti na frekvenci



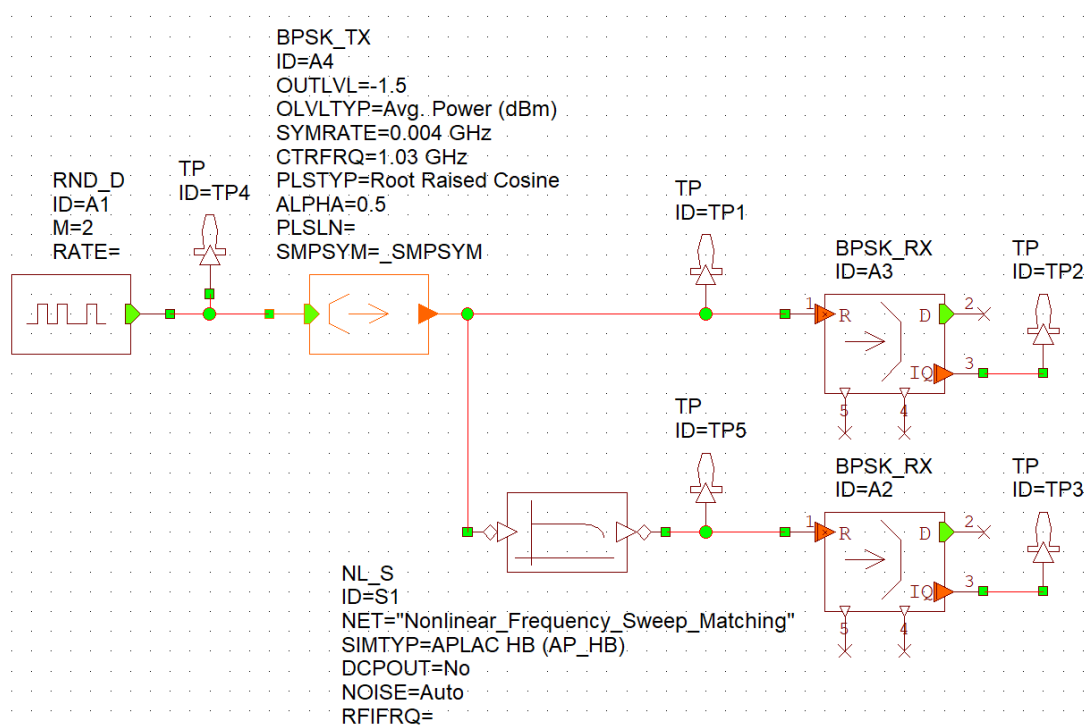
Graf 30: Výstupní výkon, účinnost a zisk celkového řazení zesilovačů v závislosti na vstupním výkonu

Pomocí zapojení na Obrázek 14 byly simulovány pulzy pro celkové řazení zesilovačů. Porovnání spektra výstupního signálu s limity danými standardem je zobrazeno v Graf 31. Zpráva odpovědi se skládá z pulzů – PPM. Šířku spektra nejvíce ovlivňuje doba nástupné a sestupné hrany, kterou vytváří generátor signálu. V návaznosti na tom, je také důležitý napájecí obvod pro drain zesilovače – kombinace kondenzátorů. Nevhodným návrhem by mohli vznikat oscilace na nástupné a sestupné hraně a tím by se nedodržela předepsaná spektrální obálka. Z uvedeného grafu je patrné splnění výstupního spektra (modře), kde nepřesahuje limity (hnědá).



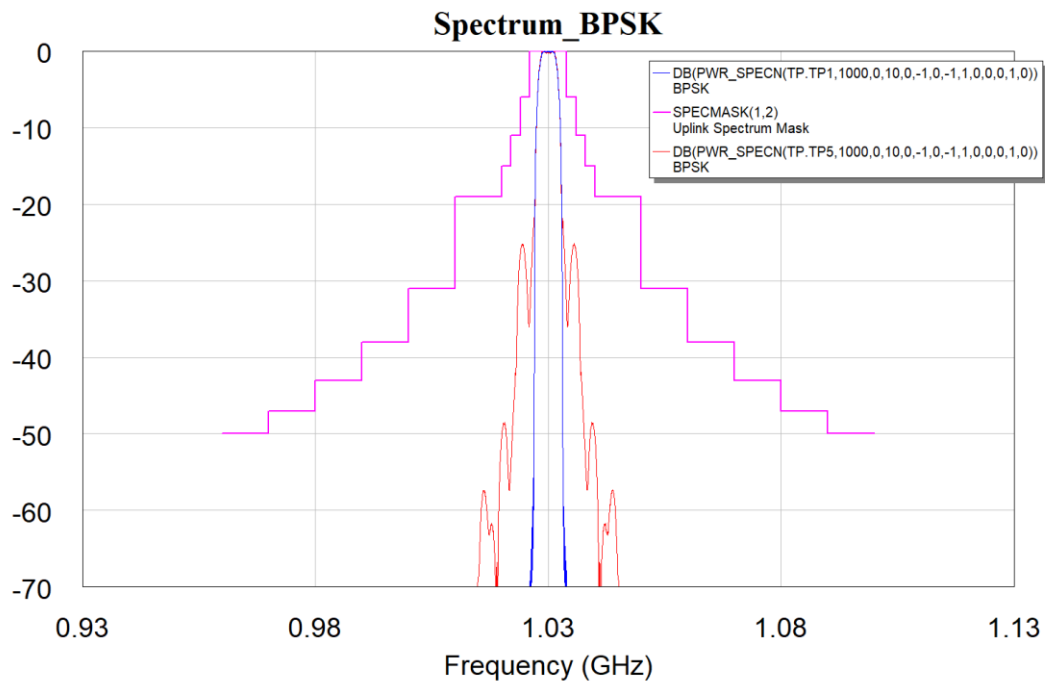
Graf 31: Výstupní spektrum při pulzním buzení celkového řazení zesilovačů

Zprávy vzestupného spoje (dotaz) jsou vytvořeny v simulátoru AWR pod záložkou System Diagrams. Celkové blokové schéma je zobrazeno na Obrázek 23. Generátor náhodného digitálního signálu je označen RND_D. Navazující blok je mapování na BPSK symboly. Jelikož DBPSK je ve své podstatě podobná BPSK, tak mohl být použit blok BPSK_TX. Řazení zmíněných dvou bloků simuluje generátor signálu. V bloku BPSK_TX je nastaven výstupní výkon -1,5 dBm na frekvenci 1030 MHz. Symbolová rychlost je nastavena na 4 Mbit/s dle standardu. Blok zároveň obsahuje i root raised cosine filtr, který je nastaven s roll-off faktorem na 0,5.

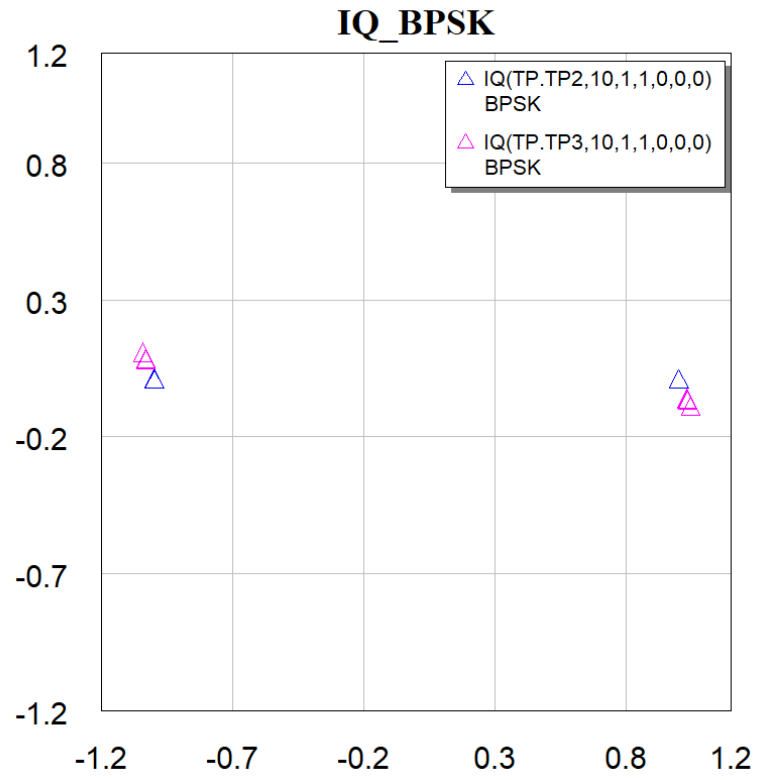


Obrázek 23: Systémový diagram v AWR modulace BPSK

Zobrazení výstupního normalizovaného spektra ze simulovaného generátoru je zobrazeno modře v Graf 32. Zobrazení vysílaných symbolů je také možno vidět modře v IQ diagramu Graf 33. Data pro IQ diagram byla vytvořena pomocí bloku BPSK_RX. Signál z generátoru je rovněž přiveden do bloku s označením NL_S zahrnující řazení 3 zesilovacích stupňů a poté do bloku BPSK_RX pro zobrazení IQ složek. Výstupní normalizované spektrum, které lze očekávat na výstupu, je zobrazeno červeně v Graf 32. Zesilovače vnášejí nelinearity a tak způsobují zhoršení spektra. Spektrum je však s rezervou pod fialově vykreslenou spektrální obálkou definovanou standardem. Záměrně je osa y vykreslena až po -70 dB, aby byly patrné laloky výstupního spektra. Výstup symbolů ze zesilovače je také zobrazen v IQ diagramu. Nelinearity způsobují mírnou fázovou rotaci, která by měla jít kompenzovat před zkruslením v generátoru.



Graf 32: Spektrum zprávy dotazu celkového řazení zesilovačů



Graf 33: IQ diagram

2.6 Návrh sekvenceru s nastavením pracovního bodu

GaN tranzistory jsou řízeny napětím. Rozlišuje se mezi dvěma variantami, s trvalým kanálem a indukovaným kanálem. GaN tranzistory jsou většinou s trvalým kanálem, pracujícím v ochuzovacím režimu. Při napětí $U_{gs} = 0$ je kanál vytvořen, proto je potřeba speciální sekvence pro zapnutí a vypnutí [25]. Tuto sekvenci je nutno dodržet, jinak se riskuje poškození. Nejdříve je potřeba přivést záporné napětí na gate a se zpožděním kladné napětí mezi drain a source. Teprve pak lze přivést na vstup vf signál. Sekvence vypnutí je v opačném pořadí.

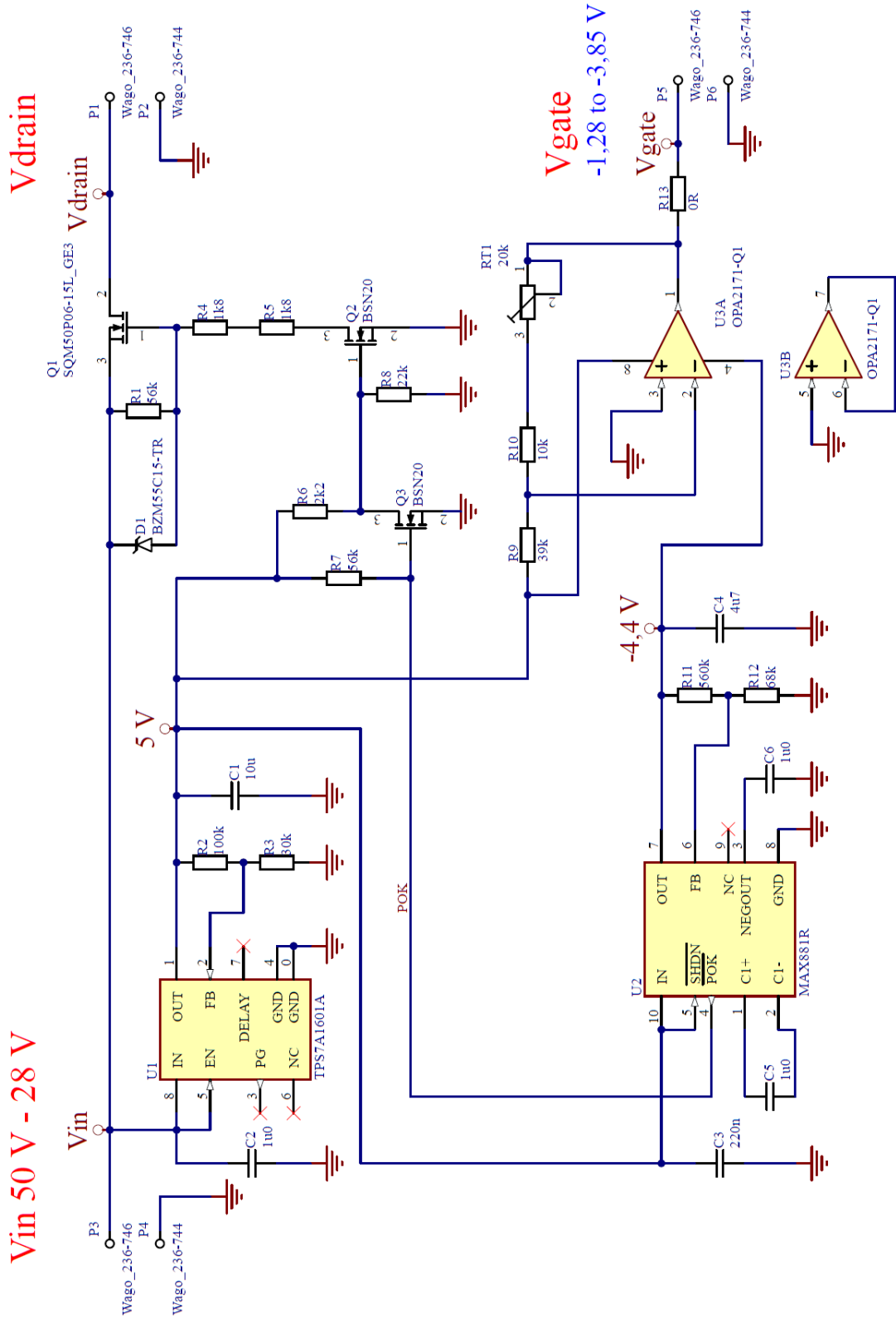
Celkové schéma navrženého sekvenceru je zobrazeno na Obrázek 24. Schéma a návrh plošného spoje byl proveden v programu Altium Designer. Zapojení je navrženo tak, aby stačil pouze jeden zdroj napětí 28 V, až 50 V. Vstupní napětí musí odpovídat napětí požadovanému mezi drain a source u výkonového zesilovače. Zapojení je částečně inspirováno tímto návrhem [26]. Vstupní napětí je sníženo na 5 V nastavitelným lineárním stabilizátorem U1. Výstupní napětí je nastaveno rezistory R2 a R3. Velký rozdíl vstupního a výstupního napětí není tolik podstatný, je zde jen přechodný proud při nabíjení kondenzátorů v napájecím obvodu pro gate. Záporné napětí je vytvářeno integrovaným obvodem U2. Obvod funguje na principu nábojové pumpy. Výstupní napětí je nastaveno odporovým děličem R11 a R12 na -4,4 V.

Po připojení vstupního napětí V_{in} se začne zvyšovat napětí na pinu 7 sekvenceru U2. Napětí je dále přes operační zesilovač U3 použito pro napájení gate vf zesilovače. Při dosažení úrovně 92,5 % nastaveného výstupního napětí se teprve pak připojí k zemi pin POK sekvenceru U2, způsobující připojení napětí pro drain výkonového zesilovače [27]. Tímto způsobem je zaručeno připojení napětí na gate dříve, než na drain.

Sekvence vypnutí se spustí po odpojení vstupního napětí V_{in} . Napětí přiváděné na Vdrain tedy není dostupné. Kapacity v napájecím obvodu v zapojení výkonového zesilovače pro drain potřebují ještě vybit. K vybíjení dochází kvůli klidové spotřebě výkonového zesilovače. Tyto kapacity způsobují, že po odpojení V_{in} je na Vdrain přítomno napětí. Díky ochranné shottkyho diodě mezi source a drain tranzistoru Q1, napětí z Vdrain prochází na V_{in} , kde až do poklesu na 5 V napájí sekvencer, který generuje napětí na Vgate. Tím je zajištěna sekvence odpojení napětí na gate až po nepřítomnosti napětí na drain u výkonového zesilovače.

Spínací tranzistor Q1 je vybrán pro spínání větších proudů s nízkým odporem při sepnutí 15 m Ω [28]. Signál POK spíná pouze k zemi, proto potřebuje externí připojení k 5 V přes odpor R7. Když je signál POK neaktivní, tranzistor Q3 je otevřený, tím pádem je tranzistor Q2 zavřený a tudíž i Q1 tranzistor připojující napětí k drain vf zesilovače. Pokud je signál POK aktivní (připojen k zemi), je Q1 otevřen. Výstupní záporné napětí z U2 je použito pro napájení operačního zesilovače U3 v invertujícím zapojení. Operační zesilovač je napájen -4,4 V z U2 a +5 V ze stabilizátoru U1. V ideálním případě by nebylo vyžadováno kladného napětí, ale U3 má minimální napájecí napětí 4,5 V [29]. Přivedením kladného napětí se dosáhne dostatečného napájecího napětí. Trimrem RT1 ve

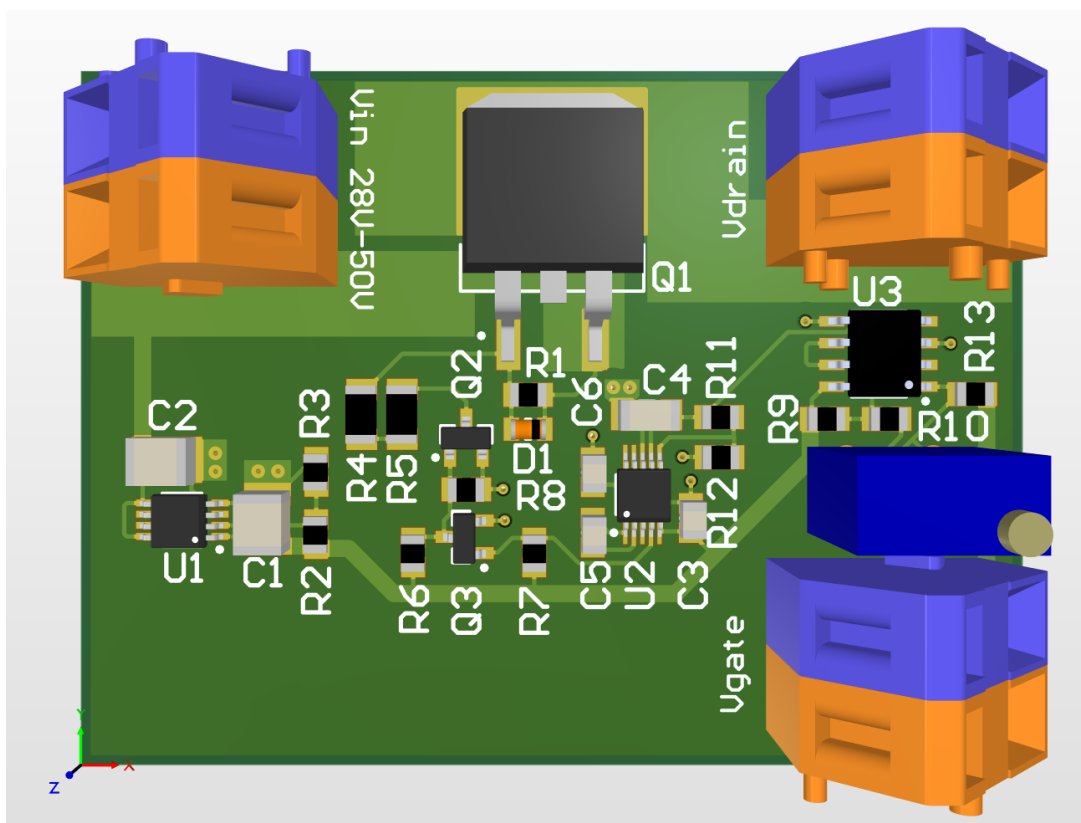
zpětné vazbě operačního zesilovače lze nastavit napětí pro gate výkonového zesilovače v rozsahu -1,28 V až -3,85 V. Trimmer má 23 otáček, tím umožňuje jemné ladění 0,11 V/otáčka. Rezistor R13 s nulovým odporem je přidán, aby mohl být nahrazen za jiný, v případě problémů s oscilacemi na vzestupné hraně výstupního napětí. Samotné proudové zatížení při nabíjení kapacitní zátěže by nemělo být problematické, výrobce uvádí bezpečné trvalé spojení jednoho zesilovače v pouzdru k zemi. Výstup je také proudově omezen na 25 mA. U3 musel mít malý klidový odběr, aby nepřetěžoval sekvencer U2, který používá k napájení. Klidový proud U3 je přibližně 1,2 mA (v pouzdře jsou dva, každý odebírá 0,595 μ A). Zenerova dioda o napětí 15 V označená D1 je použita pro definici napětí mezi gate a source tranzistoru Q1. Rezistory R4 a R5 omezují proud zenerovou diodou. Rezistory R1 a R8 zamezují neurčitému stavu napětí pro tranzistory Q1 a Q2.



Obrázek 24: Schéma sekvenceru s nastavením pracovního bodu

2.6.1 Návrh plošného spoje sekvenceru

Návrh plošného spoje sekvenceru s 3D modely součástek je zobrazen na Obrázek 25. Výrobní podklady pro plošný spoj lze nalézt v příloze. Obvod sekvenceru je napájen jedním napěťovým zdrojem v rozmezí 28 až 50 V. Napětí se přivádí do svorky umístěné vlevo nahoře, označeno V_{in} . Cesta na plošném spoji vedená od vstupního napětí po výstupní napětí pro drain (označeno V_{drain}) je širších rozměrů pro minimalizaci úbytku napětí. Nicméně by zde měl být velký proud pouze při prvotním nabití kondenzátorů v napájecím obvodu drainu. Vysokofrekvenční zesilovače zesilují signál pulzního charakteru a právě kondenzátory umístěné v jejich blízkosti (v napájecím obvodu) vykrývají svojí kapacitou krátkodobý odběr při pulzu. Na plošném spoji je realizována minimální chladicí ploška pro spínací tranzistor Q1. Výstupního napětí pro gate výkonového zesilovače je označeno V_{gate} . Ladění napětí se provádí trimrem umístěným mezi svorkami V_{drain} a V_{gate} pomocí plochého šroubováku. Plošný spoj má rozměry 55x40 mm, je zhotoven na standardním substrátu FR4 a má pouze 2 vrstvy.

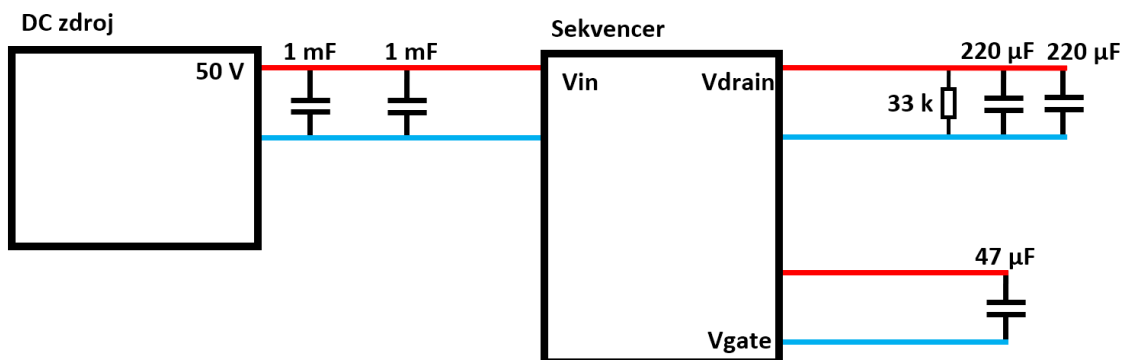


Obrázek 25: Plošný spoj sekvenceru

3. SESTAVENÍ A MĚŘENÍ

3.1 Sekvencer

Po osazení desky plošného spoje součástkami je nutné provést měření samotného sekvenceru bez připojení výkonového zesilovače. Měřící sestava je zobrazena na Obrázek 26. Prvně byl na vstup V_{in} připojen vstupní signál 50 V a ověřena přítomnost záporného napětí na svorce V_{gate} , která je nastavitelná trimrem a ověřena hodnota napětí V_{drain} , která odpovídá vstupní hodnotě. Naměřen byl rozsah napětí V_{gate} podle předchozího výpočtu, proto se mohlo přejít na měření časových průběhů při zapnutí. Pro vyšetření časových průběhů byl použit digitální osciloskop Rohde & Schwarz RTB2004. Při sekvenci zapnutí je požadováno vygenerování nastaveného záporného napětí V_g a poté propojení vstupního napětí V_{in} na svorku V_{drain} . Při prvním měření byla detekovaná předčasná přítomnost napětí na V_{drain} . Důvodem byla příliš vysoká hodnota rezistoru R_1 , která způsobovala předčasné otevření tranzistoru Q_1 . Po zmenšení odporu z 56 k Ω na 5,1 k Ω byla již pozorována správná sekvence zapnutí zachycena na Graf 34. Průběhy napětí jsou označeny následovně: červeně V_{gate} , žlutě V_{in} a zeleně V_{drain} .



Obrázek 26: Měřící sestava sekvenceru

Připojením vstupního napětí se zároveň spustí sekvence zapnutí. V čase 0 sekund je připojeno vstupní napětí, jsou zde zobrazeny zákmity způsobené připojením ke zdroji. Použitý laboratorní zdroj AIM-TTI Instruments EX752M neměl dostatečnou kapacitu kondenzátorů na výstupu, proto bylo nutno kapacitu zvýšit externím připojením dvou kondenzátorů 1 mF. Aby se kapacity projeví, museli být nabití, a proto byl konektor připojován ručně, což způsobilo zákmity. V potenciálním finálním návrhu by bylo spouštění zapínací sekvence přes ovládací pin EN. Tento pin by byl ovládán řídicí deskou, kde by zákmity nevznikaly. Od času přibližně 300 μ s se začne snižovat záporné napětí na gate až do nastavené hodnoty -3 V (čas přibližně 4,24 ms). Napětí nastavené trimrem odpovídá přibližně středu rozsahu. Zároveň při dosažení nastavené hodnoty je sepnuto napětí na V_{drain} . Napětí V_{gate} krátkodobě klesne k zápornější hodnotě, což ničemu

nevadí, výkonový zesilovač se jen dočasně více zavře. Na výstup V_{drain} byly připojeny 2 kondenzátory 220 μ F simulující připojení napájecího obvodu výkonového tranzistoru. Je zde vidět nabití na přibližně 43 V v čase 4,3 ms. Rychlé nabití je způsobeno kapacitou kondenzátorů laboratorního zdroje. Dále je nabíjení pomalejší. Dosáhnutí napětí 50 V je v čase přibližně 18 ms. V zapojení se musela zvýšit hodnota odporu R₁₃ na 10 Ω z důvodu oscilování operačního zesilovače při větší kapacitní zátěži (měřeno s kondenzátorem 42 μ F). Zvýšení odporu zpomalilo nabíjení kondenzátoru na V_{gate}, což způsobilo dřívější sepnutí napětí na V_{drain}, než bylo dosaženo nastavené napětí na V_{gate}. Pro zpomalení sepnutí V_{drain} byl paralelně umístěn kondenzátor 1 μ F k rezistoru R₈. Umístěný kondenzátor je nabíjen přes rezistor R₆ a tím je dosaženo malého zpoždění sepnutí.



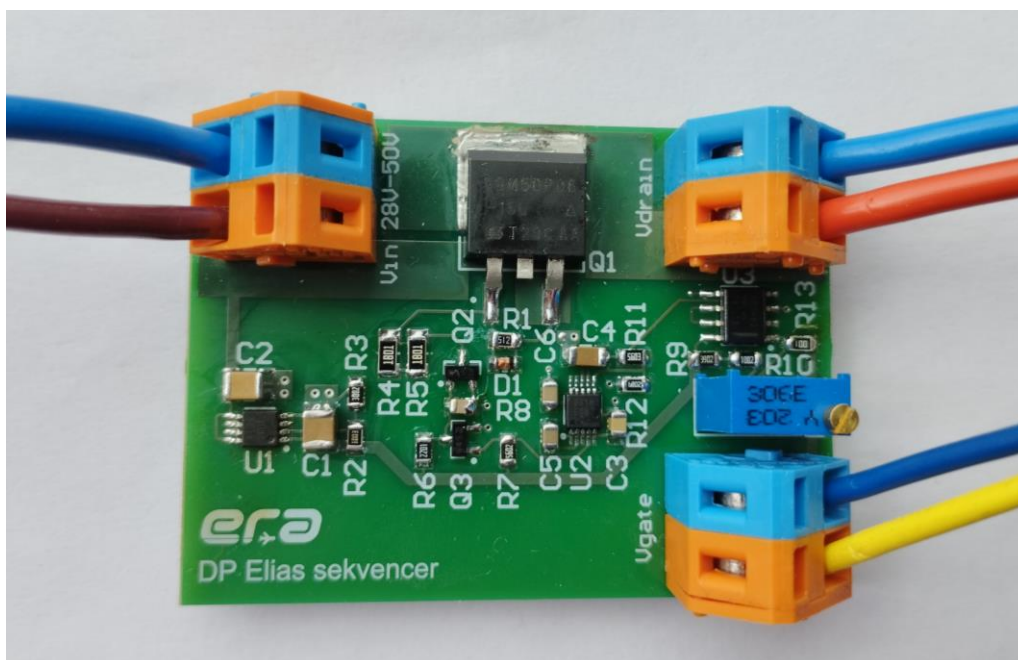
Graf 34: Sekvence zapnutí

Při odpojení vstupního napětí začne procházet proud ochrannou shottkyho diodou tranzistoru Q1 ve směru V_{drain} na V_{in} . Kondenzátory na V_{drain} jsou nabitý na vstupní napětí, takže se časové průběhy V_{drain} a V_{in} překrývají, viz Graf 35. Kondenzátory jsou v tomto měření vybíjeny spotřebou sekvenceru a paralelním odporem $33\text{ k}\Omega$. Při poklesu napětí V_{drain} na hodnotu menší než 5 V přestává být dostatečné napájení pro nábojovou pumpu a napětí V_{gate} vzroste na 0 V . Sekvence vypnutí a zapnutí tedy splňuje požadavky. V zapojení s výkonovým zesilovačem, budou jiné časy zapínací a vypínací sekvence z důvodu jeho klidového odběru. Správná sekvence ale bude dodržena.



Graf 35: Sekvence vypnutí

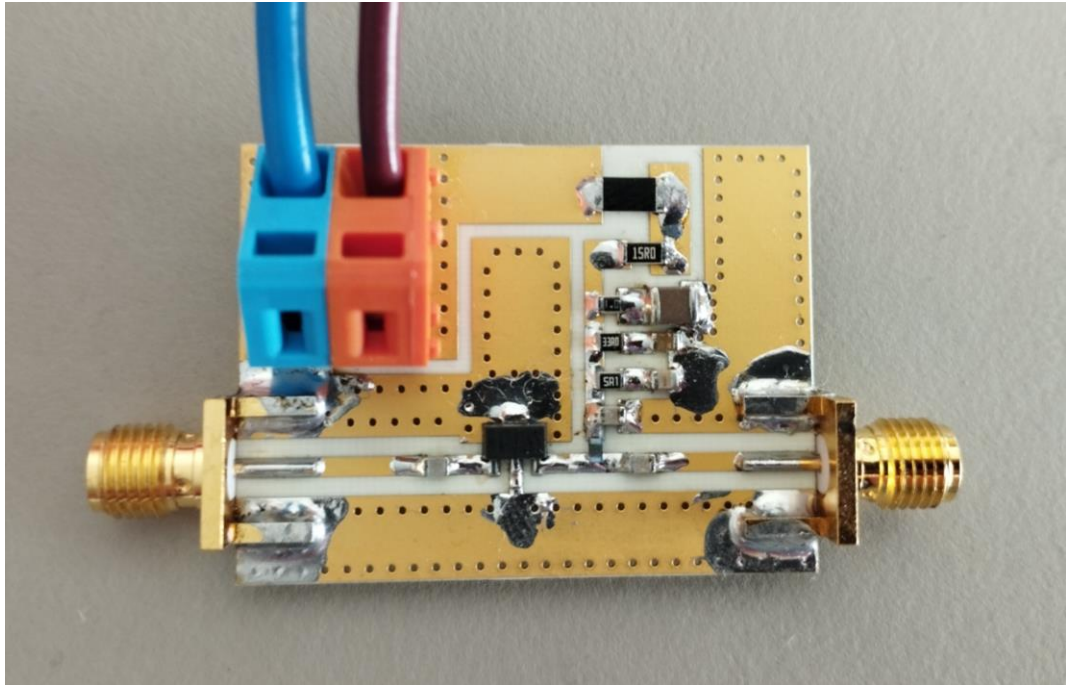
Osazený plošný spoj sekvenceru je zobrazen na Obrázek 27.



Obrázek 27: Osazený plošný spoj sekvenceru

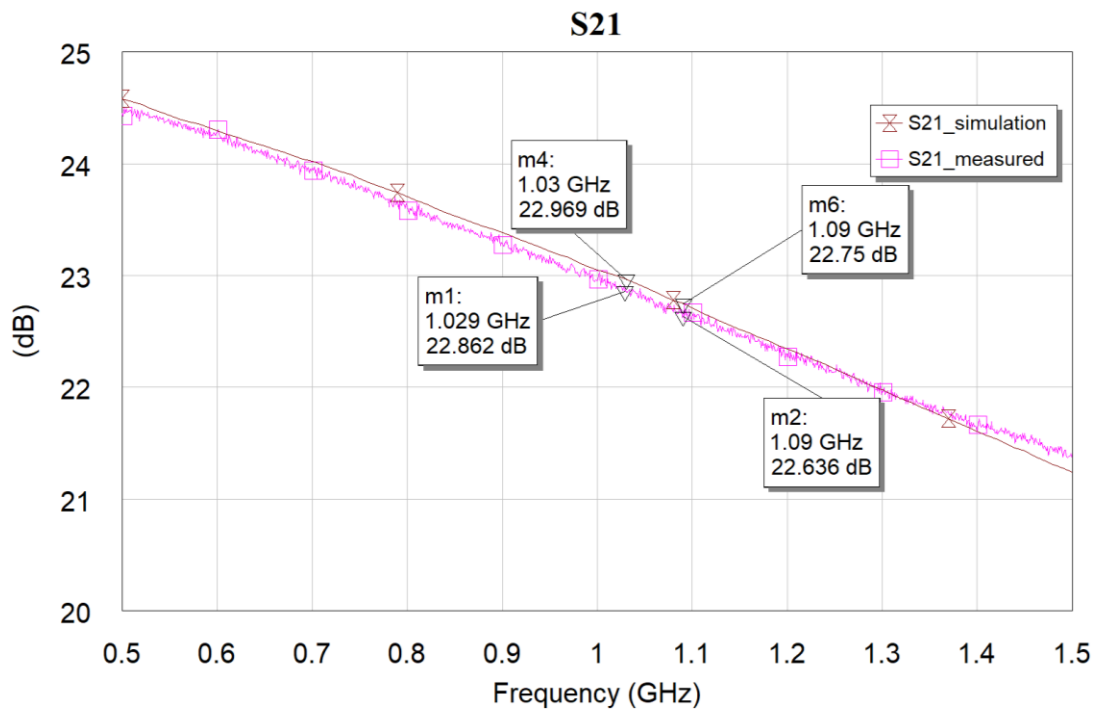
3.2 Zesilovací stupně

3.2.1 První zesilovací stupeň

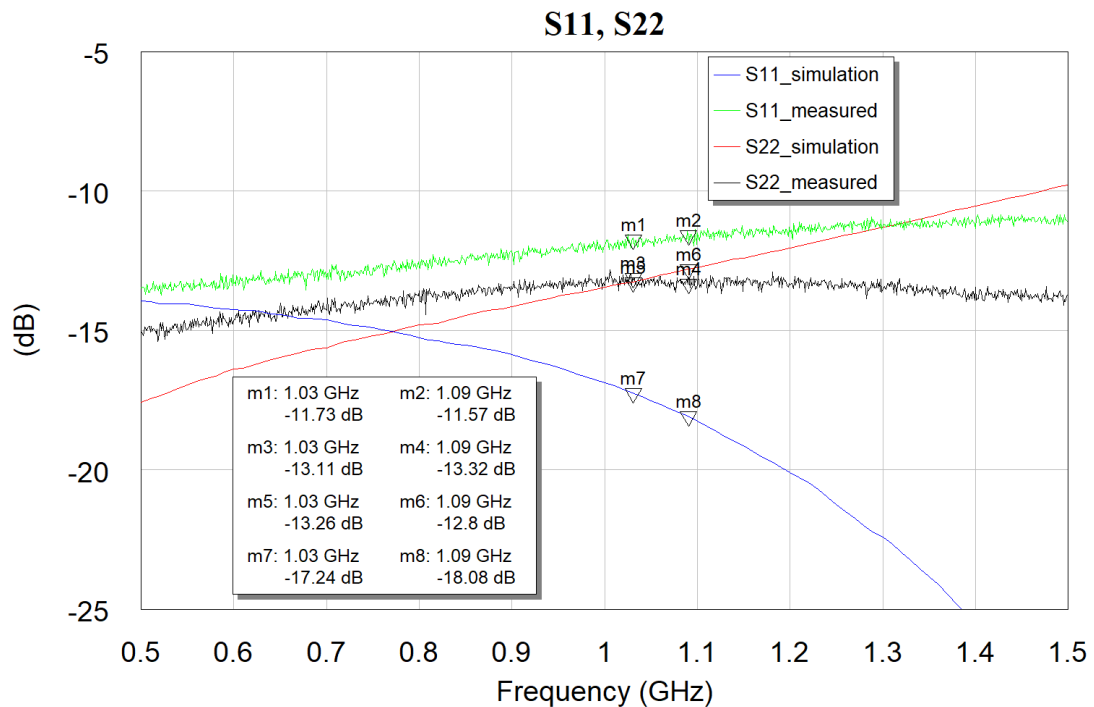


Obrázek 28: Osazený plošný spoj 1. stupně

U zesilovače 1. stupně není nutno ladit pracovní bod. Pracovní bod je stabilní a je již nastaven rezistory na 100 mA při napájecím napětí 12 V. Po připojení napětí byla jen uvedená hodnota ověřena. Sestavený zesilovač je možno vidět na Obrázek 28. Dále se mohlo přistoupit k měření parametrů. Pro měření byl použit vektorový obvodový analyzátor VNA (Rohde & Schwarz ZNB 20). Naměřené malosignálové S-parametry S11 a S22 jsou zobrazeny na Graf 37. Vstupní přizpůsobení S11 dosahuje v pracovním pásmu (1030 - 1090 MHz) méně než -11,5 dB a výstupní S22 méně než -13 dB. Vstupní přizpůsobení je horší oproti simulaci přibližně o 6 dB, přesto je přizpůsobení stále dostačující (menší než -10 dB). Výstupní přizpůsobení je v pracovním pásmu přibližně stejné se simulací. Obě přizpůsobení tedy splňují požadavky. Dále byl měřen malosignálový zisk zesilovače S21 v závislosti na frekvenci při vstupním výkonu -10 dBm. V Graf 36 je srovnání se simulací. Zisk má stejnou téměř lineární klesající tendenci s vyšším kmitočtem. Naměřený zisk v pracovním pásmu je přibližně o 0,1 dB menší ve srovnání se simulovaným. Takový rozdíl je opravdu minimální, lze tedy usoudit že malosignálový zisk odpovídá simulaci.



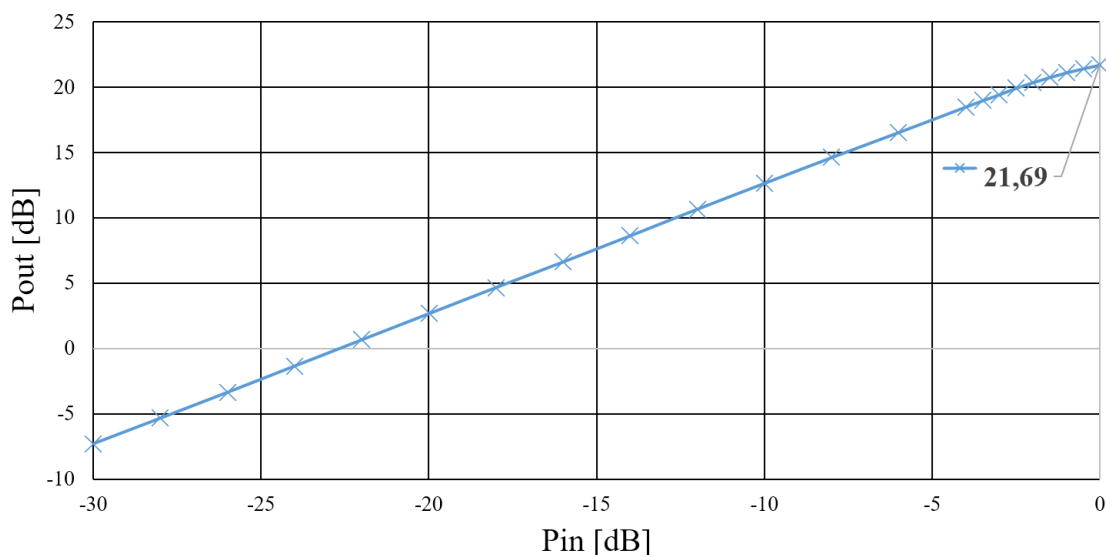
Graf 36: 1. stupeň - porovnání S21



Graf 37: 1. stupeň - porovnání S11 a S22 parametrů

V dalším kroku byla změřena závislost výstupního výkonu na vstupním, naměřená data jsou zobrazeny na Graf 38. Měření probíhalo s kontinuálním buzením na frekvenci 1090 MHz. Jako generátor signálu byl použit Keysight N5193A. Na výstup zesilovače byly zapojeny útlumové články 3 dB a 6 dB (Pasternack 50 W, DC-3GHz), aby nemohl být poškozen měřič výkonu Keysight N1911A se senzorem N1921A. Blokové zapojení lze vidět na Obrázek 29. Z naměřených dat byl odečten bod $P_{1dB} = 21,69$ dBm při vstupním výkonu 0 dBm. Pro větší vstupní výkon nebyl zesilovač měřen. Simulovanou závislost nelze do grafu vynést, protože byly dostupné pouze malosignálové S-parametry, které nevystihují závislost na vstupním výkonu. V produktovém listu [24] je uvedeno $P_{1dB} = 21,5$ dB na kmitočtu 1 GHz. Naměřená hodnota výkonu je tedy o 0,19 dB vyšší. Nicméně je potřeba brát v potaz i přesnost měření a kalibrace.

Závislost výstupního výkonu na vstupním

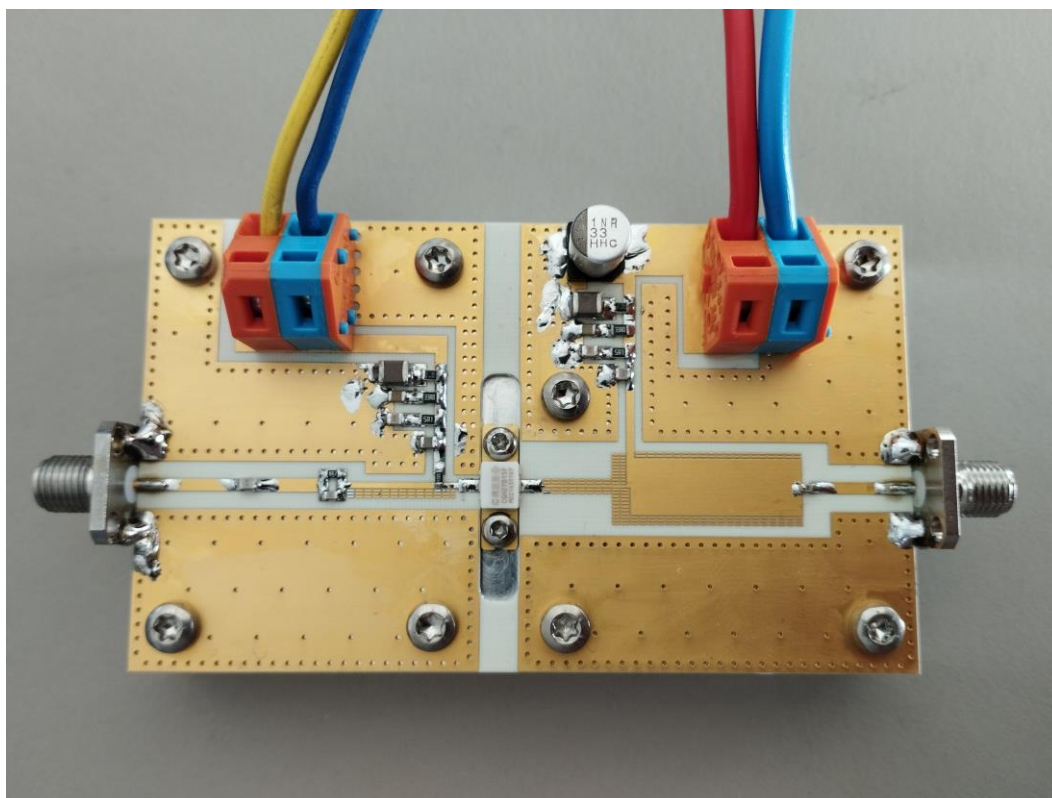


Graf 38: Závislost výstupního výkonu na vstupním



Obrázek 29: Měřicí sestava výkonu pro 1. stupeň

3.2.2 Druhý zesilovací stupeň



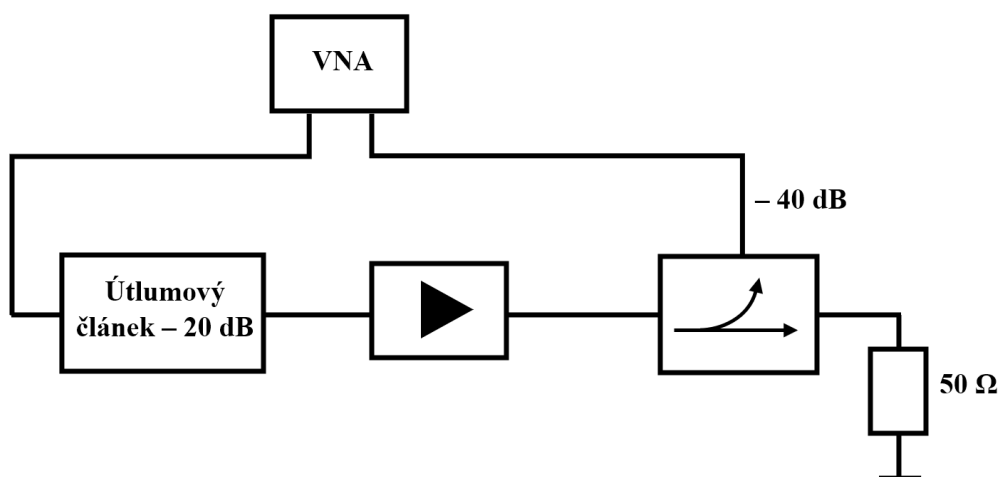
Obrázek 30: Zkompletovaný 2. stupeň

Prvně byl plošný spoj osazen součástkami pro povrchovou montáž. Pozice součástek nebyla na tomto prototypu vyznačena potiskem, umístění je buď na přechodech šířek mikopásků nebo je vyznačeno nepatrným vystoupením pájecí plošky. Deska plošného spoje byla uchycena šrouby k chladiči, na pravé a levé straně byly připevněny hranové SMA konektory a do středu desky umístěn výkonový zesilovač. Z důvodu vůlí uchycení byla poloha plošného spoje doladěna, aby SMA konektory byly na středu navazujícího mikropáskového vedení, to stejné platí pro výkonový zesilovač umístěný ve středu desky. Šrouby uchycení byly poté dotáhnuty a komponenty připájeny, v opačném postupu by vznikalo pnutí. V návrhu není optimálně vyřešeno umístění šroubů u SMA konektorů a u výkonového zesilovače, vhodnější by bylo bližší umístění, aby spojení se zemí bylo kvalitnější a co nejkratší. Prozatím byly alespoň SMA konektory připájeny k horní zemi pro snížení vlivu, to ale u zesilovače nelze. Mimo vyvrtání děr blíž, by bylo možné celou desku plošného spoje připájet k chladiči. Takové pájení je celkem obtížné, a proto nebylo provedeno. Zkompletovaný zesilovač je uveden na Obrázek 30.

Před připojením desky sekvenceru k zesilovači byl zapnut samotný sekvencer a trimrem bylo nastaveno nejzápornější napětí (přibližně -3,85 V). Po propojení se zesilovačem a zapnutí je tak zesilovač uzavřen. Napájení $V_{in} = 28$ V je přivedeno z laboratorního zdroje AIM-TTI Instruments CPX400DP. Trimrem na sekvenceru je postupně zvyšováno napětí V_{gate} až do nastavení klidového pracovního proudu drainem

$I_d = 109 \text{ mA}$. Proud byl měřen ampérmetrem Voltcraft VC870 zapojeným mezi sekvencerem a deskou zesilovače. Při ladění pracovního bodu je vhodnější nastavit na laboratorním zdroji proudové omezení, aby při nechtěném zvýšení napětí V_{gate} nebyl výkonový zesilovač poškozen.

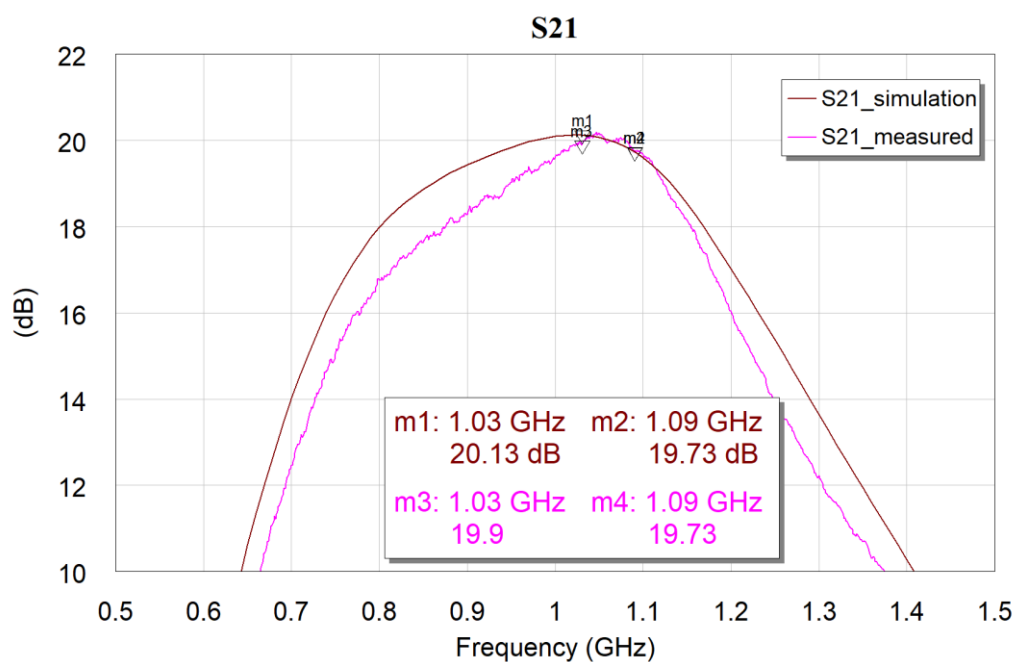
Následně mohl být změřen malosignálový zisk S_{21} . Vzhledem k potenciaálnímu maximálnímu výkonu, který je zesilovač schopen dodat (přibližně 42 dBm), musel být vřazen dostatečný útlum, aby se nepoškodil vektorový obvodový analyzátor. Blokové zapojení je zobrazeno na Obrázek 31.



Obrázek 31: Měřící sestava S-parametrů pro 2. a 3. stupeň

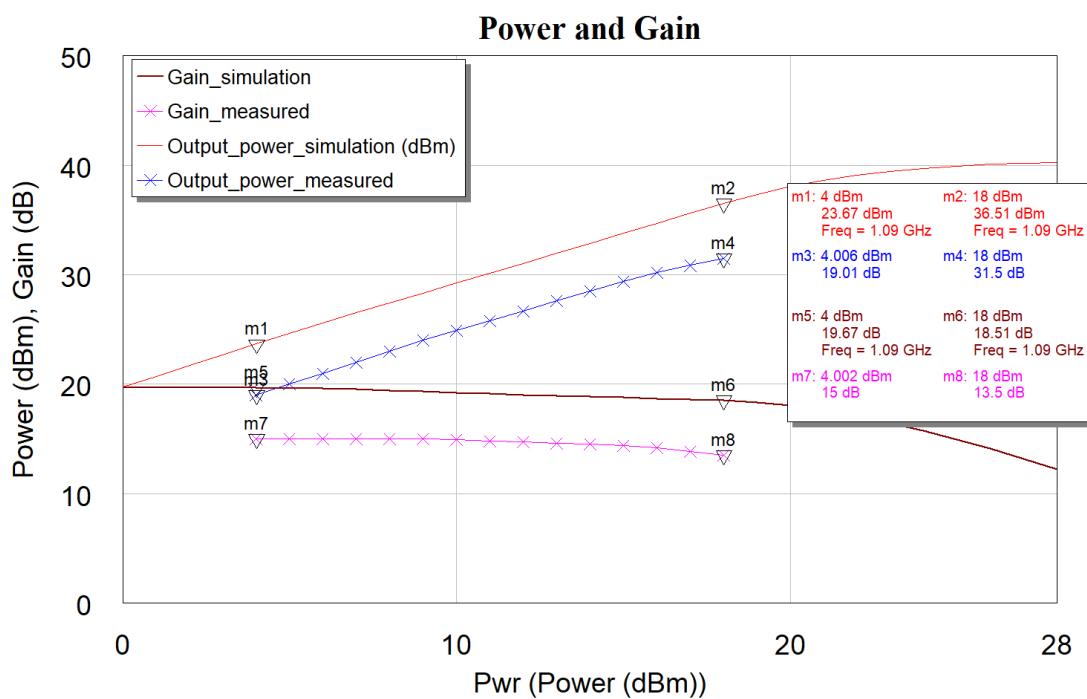
Na vstup byl umístěn útlumový článek 20 dB a na výstup zakončovací odpor 50 Ω se směrovou odbočnicí s odbočením -40 dB. V tomto zapojení nebylo možné měřit vstupní a výstupní přizpůsobení S_{11} a S_{22} . Při měření na nízkém výkonu by tyto parametry mohli být změřeny přímo, ale v případě, že by se zesilovač rozkmital, mohlo by tak dojít k poškození VNA, který má nemalou pořizovací cenu.

Protože naměřený zisk S21 je malosignálový, tak je srovnáván se simulací zesilovače také pro malý signál. Výstupní výkon analyzátoru byl nastaven na 0 dB. Přes útlumový článek 20 dB je na vstupu zesilovače tím pádem -20 dBm. Pro stejnou hodnotu vstupního výkonu byla provedena simulace. Porovnání naměřených hodnot se simulovanými je vidět v Graf 39. Tvar průběhu je velmi podobný, na pracovním pásmu se dosahuje téměř simulovaných hodnot. Na 1030 MHz zisku 19,9 dB, což je o 0,23 dB méně než simulace a na 1090 MHz je zisk stejný jako simulovaný. Na vyšších a nižších frekvencích se zisk více liší. Zrealizovaný design tedy celkem odpovídá simulaci. V případě většího vstupního výkonu zisk bude menší a průběh bude mít lehce jiný tvar.



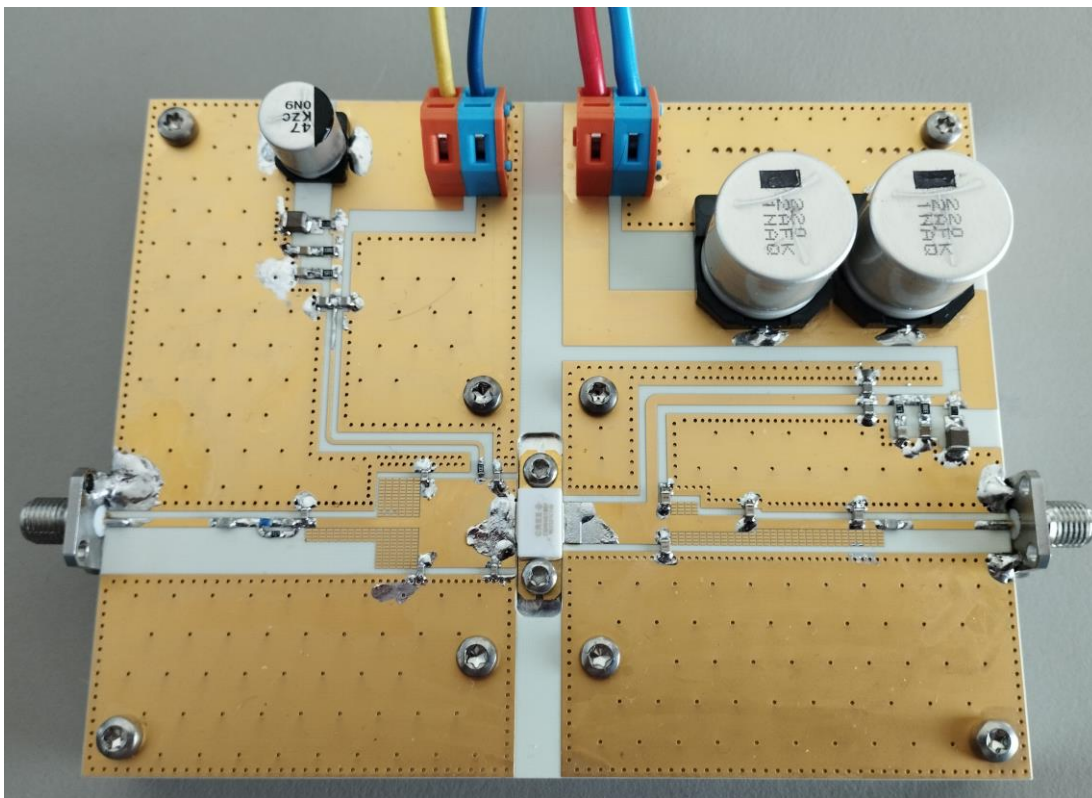
Graf 39: 2. stupeň - porovnání parametrů S21

Dále bylo provedeno měření závislosti výstupního výkonu na vstupním. Vlivem vlastního oteplování zesilovače se pracovní proud snižoval. Nastavení pracovního bodu bylo při prvotním zapnutí, tedy při pokojové teplotě. Při měření se jeho teplota postupně zvyšovala. Při oteplení klesl proud I_d na přibližně 80 mA z nastavených 109 mA. Napětí na gate by mělo mít zpětnou vazbu přes termočlánek, nebo přes měření proudu drain. Obvod pro nastavování pracovního bodu bude muset být upraven. Pro nižší vstupní výkony bylo měření nepřesné, měřeno bylo pod hranicí citlivosti měřiče výstupního výkonu. Výstupní zisk a výkon v závislosti na vstupním výkonu, je zobrazen na Graf 40. K porovnání jsou zde i simulovaná data. Měření již probíhalo při pulzním buzení pulzy se šířkou 0,5 μ s a se střídou 2 %. Do měření zisku a výkonu museli být započteny korekce předchozího zesilovače a směrové odbočnice. Z důvodu poklesu pracovního proudu se zisk liší přibližně o 5 dB v porovnání se simulací. Pracovní bod by bylo možné upravit po ohřátí, to ale nebylo provedeno.



Graf 40: Porovnání výstupního výkonu a zisku 2. stupně

3.2.3 Třetí zesilovací stupeň



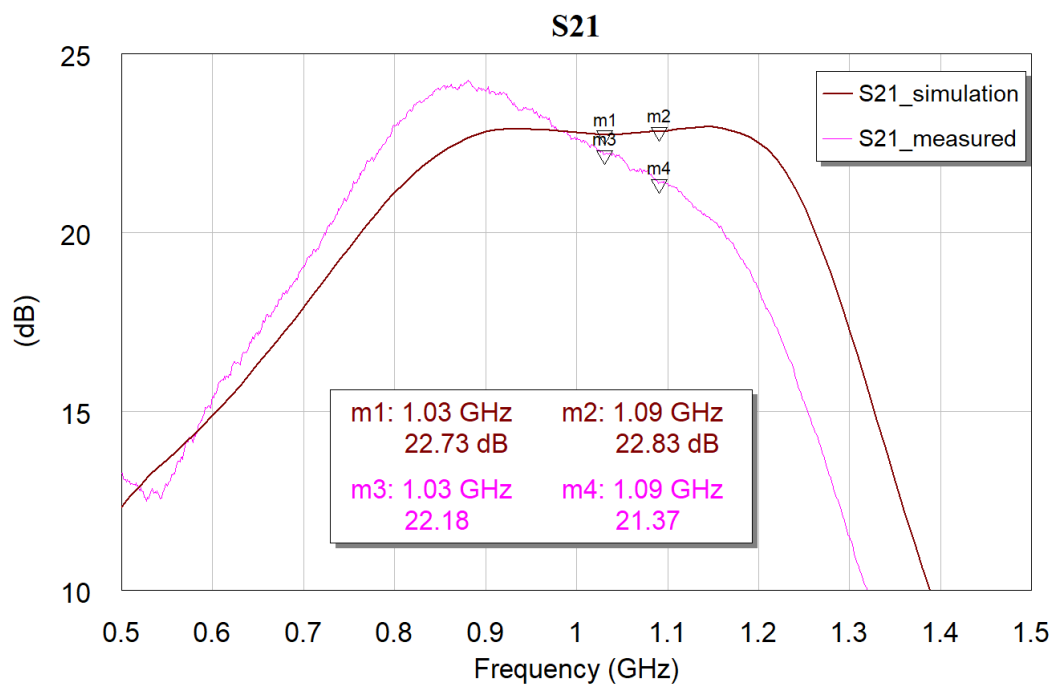
Obrázek 32: Zkompletovaný 3. stupeň

Na Obrázek 32 je zobrazen zkompletovaný 3. stupeň. Podobně jako u 2. stupně byl nejprve stejnou metodou nastaven pracovní proud. Nastavené napětí na gate se může velmi lišit od simulovaného. Samozřejmě také záleží na teplotě tranzistoru,

V simulacích vycházel klidový proud do gate přibližně $2 \mu\text{A}$, při vybuzení by zde mohl procházet proud až 42 mA , dle produktového listu [11]. Proud je uveden jako absolutní maximum, nicméně je lepší uvažovat, že by takový proud mohl vzniknout. Vyroběný sekvencer uvedený proud není schopen trvale dodat. Zesilovaný signál je však pulzní, a proto byl do napájecího obvodu pro gate přidán navíc kondenzátor $47 \mu\text{F}$, který by měl vykrýt proudový odběr při pulzech.

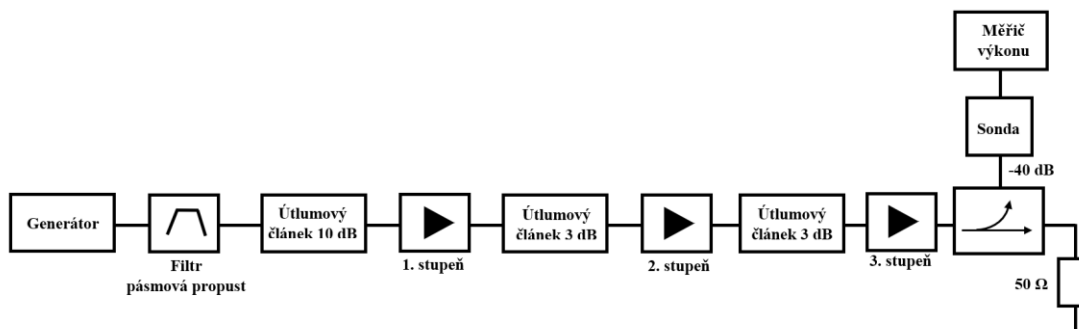
Malosignálový zisk byl měřen ve stejném zapojení jako 2. stupeň, viz Obrázek 31. Porovnání naměřených dat se simulací pro vstupní výkon -20 dBm je uvedeno v Graf 41. Na frekvenci 1030 MHz se dosahuje zisku $22,18 \text{ dB}$, což je v porovnání se simulací o $0,55 \text{ dB}$ méně. Na horní frekvenci pásma je změřený zisk $21,37 \text{ dB}$, ve srovnání se simulací o $1,46 \text{ dB}$ méně. Tvar průběhu je podobný simulovanému, v pracovním pásmu ale nemá konstantní zisk.

Na nižší frekvenci 870 MHz je maximální zisk kolem 24 dB, který k vyšším frekvencím klesá. Při zvýšení vstupního výkonu jistě dojde k mírné deformaci velkosignálového zisku, nicméně by bylo vhodnější provést mírné ladění přizpůsobení, aby byl zisk v pracovním pásmu 1030 – 1090 MHz více plochý a vyšší, podobně jako v simulaci.

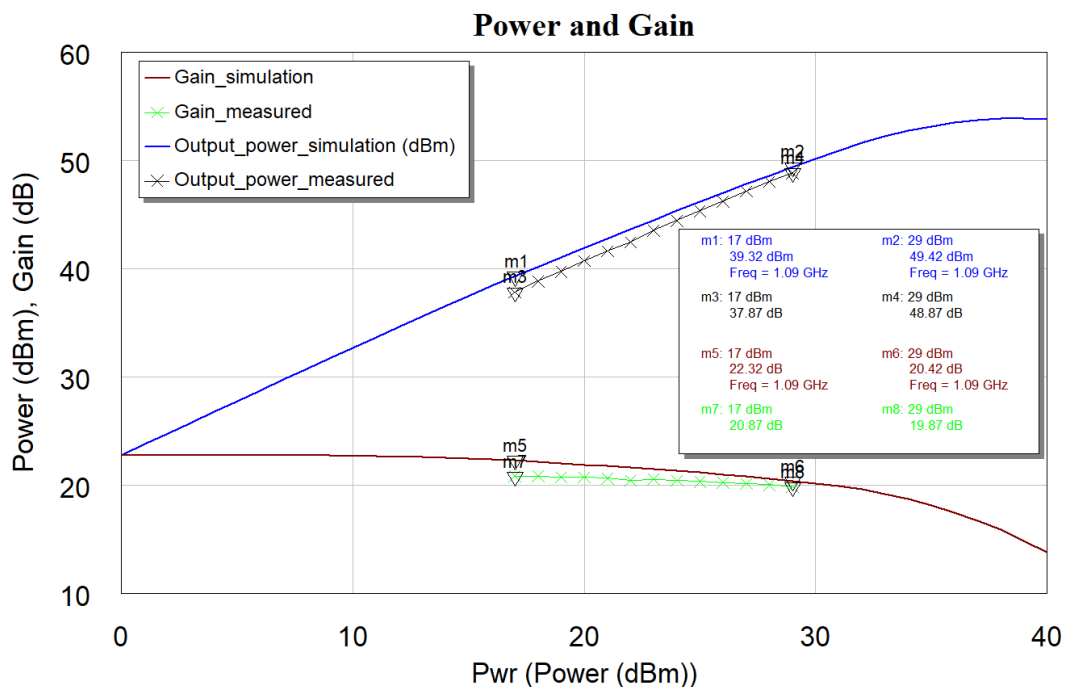


Graf 41: Porovnání malosignálového zisku 3. stupně

Pro měření 3. zesilovacího stupně bylo sestaveno měřící pracoviště podle Obrázek 33. Naměřená závislost výstupního výkonu a zisku na vstupním výkonu je zobrazena na Graf 42. Měření probíhalo s neupraveným pracovním bodem 2. stupně. Výkon byl kvůli nízkému zisku 2. stupně měřen jen do výstupního výkonu 48,87 dBm. Naměřené hodnoty se blíží simulovaným. Vzniká určitá nepřesnost zisku, protože nebylo možné přesně určit vstupní výkon kvůli teplotní závislosti 2. stupně. Měřený 3. stupeň má více stabilní pracovní bod v závislosti na teplotě, nicméně by i zde měla být teplotní kompenzace.



Obrázek 33: Měřící sestava celkového řazení

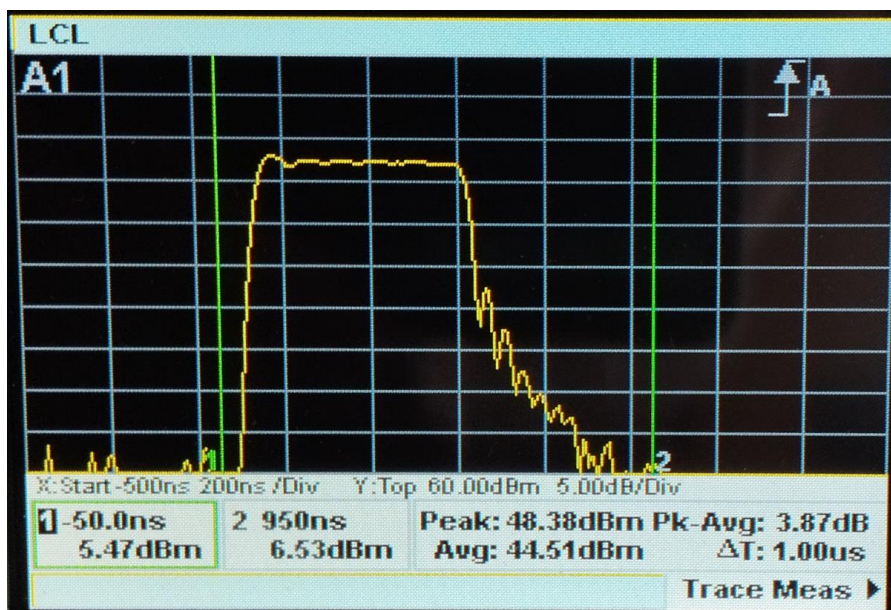


Graf 42: Porovnání výstupního výkonu a zisku 3. stupně

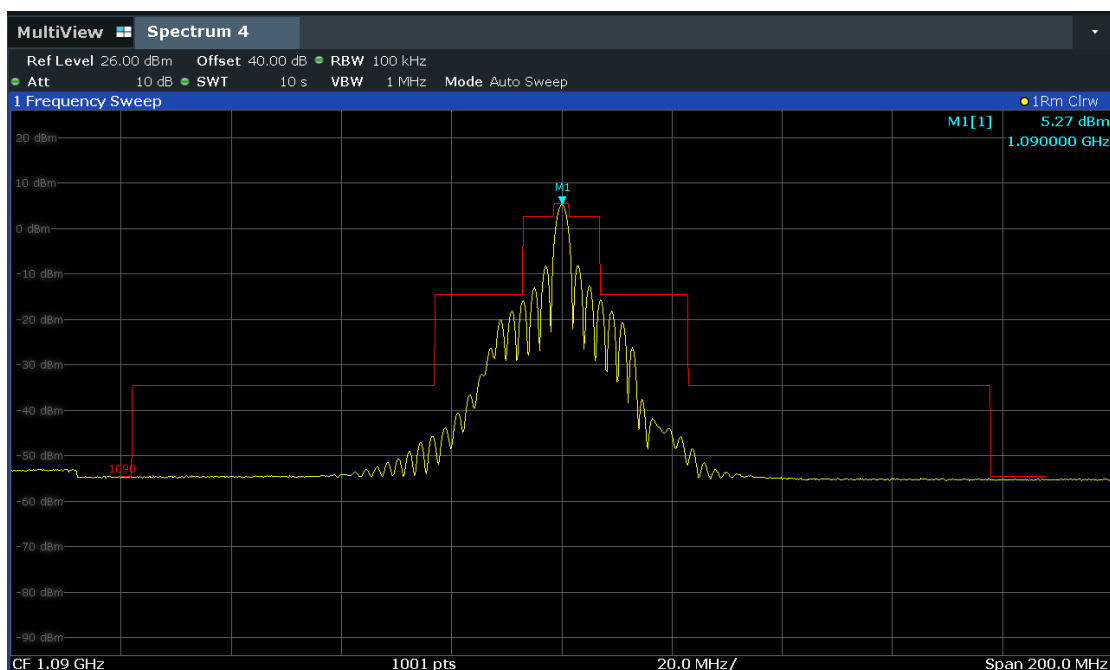
3.3 Celkové řazení zesilovačů

Pro změření spektra byl za generátor vložen dutinový filtr pásmová propust se středním kmitočtem 1090 MHz a se šířkou pásma 20 MHz. Samotný generátor pulzů Siglent SSG3021X nesplňuje spektrální obálku, proto byl za něj vložen filtr. Spektrum signálu za filtrem je zobrazeno na Graf 45. Spektrum na výstupu sériového řazení zesilovačů je zobrazeno na Graf 44. Červeně jsou vyznačeny limity spektra definované standardem. Spektrum bylo měřeno při výstupním výkonu 48,38 dBm. Výstupní spektrum je pod limitem spektrální obálky, tedy splňuje kritérium. Celkové blokové zapojení je zobrazeno na Obrázek 33.

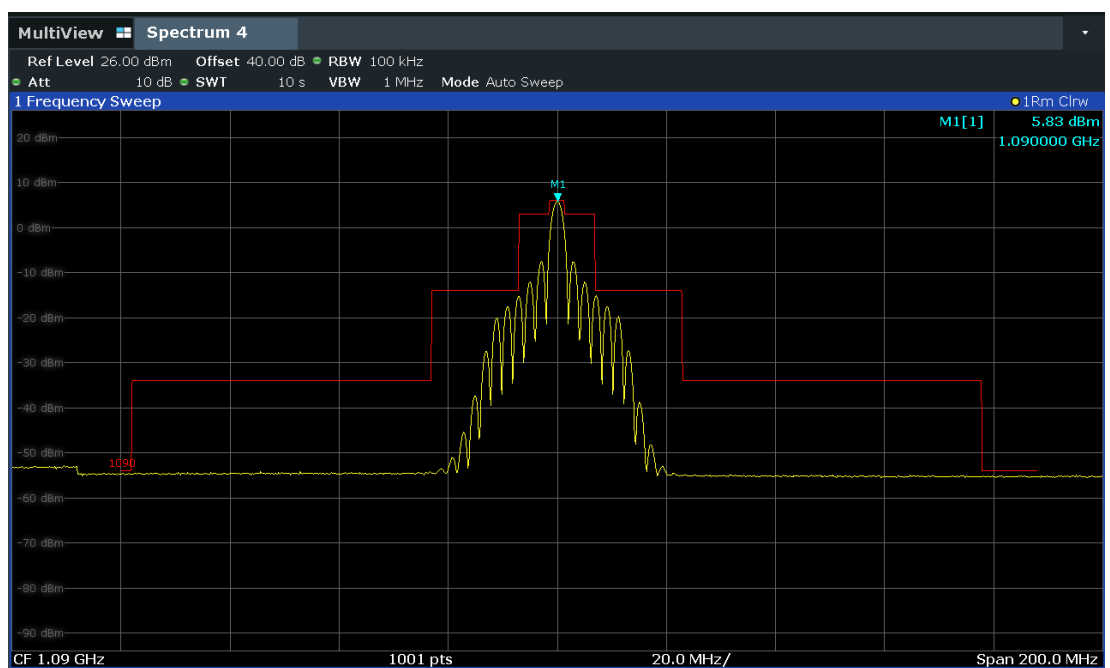
Zobrazen byl i časový průběh pulzu, zobrazen na Graf 43. Jedná se o fotografii obrazovky, protože daný měřicí přístroj neumožňoval uložení na paměťové médium. Z časového průběhu lze odečíst dobu nástupné hrany 50 ns a sestupné, která je ale špatně detekována kvůli šumu. Měřič výkonu je na mezí svého dynamického rozsahu. Na nástupné hraně je vidět mírný překmit, který ale není způsoben zesilovačem, nýbrž samotným generátorem signálu. Lze usoudit, že hrany jsou stabilní a celkové řazení zesilovačů neosciluje.



Graf 43: Časový průběh pulzu na výstupu



Graf 44: Spektrum celkového řazení zesilovačů při pulzním buzení



Graf 45: Spektrum generátoru pulzního signálu

4. ZÁVĚR

Cílem této diplomové práce bylo navrhnout výkonový zesilovač pro dotazy 1030 MHz a odpovědi 1090 MHz, dle standardu pro Mód S, které jsou používány u sekundárního radaru. Požadavek na výstupní výkon je $P_{1dB} = 50$ dBm s celkovým ziskem 50 dB. Při úvodní rešerši bylo zjištěno, že pro návrh nebudou postačovat malosignálové S-parametry, ale bude potřeba komplexní model zesilovače vystihující závislost na vstupním výkonu a teplotě. Bylo zjištěno, že ne všichni výrobci poskytují modely ke svým produktům. Modely výrobci neuvádí volně a musí se o ně požádat. Doby vyřízení žádosti jsou v některých případech v řádu týdnů. Dalším problémem byla omezená dostupnost součástek, která zužovala výběr, spolu s omezením na modely, pouze pro simulátor AWR.

Pro zesílení vstupního signálu 0 dBm na výkon 50 dBm bylo použito sériového řazení zesilovačů, kde se zisky jednotlivých stupňů sčítají. Návrh jednotlivých stupňů byl prováděn od koncového stupně. Prvně byl v simulátoru nastaven tepelný odpor, který lze předpokládat při pulzním buzení, které vychází z použité modulace. Hodnota byla odhadnuta pro nejdelší pulz, který má délku 30,25 μ s. Klidový pracovní bod byl nastaven do třídy AB. Vykreslením stabilních oblastí do Smithova diagramu vstupních a výstupních impedancí byla zjištěna možná nestabilita, která byla potlačena navrženými stabilizačními obvody. Zesilovač je tím bezpodmínečně stabilní. Navrhnuto bylo přivedení napájení pro gate a drain pomocí $\lambda/4$ transformátorů, které neovlivňují vf signál. Byla vypočítána minimální hodnota kondenzátoru pro uvažovaný pulzní signál. V zapojení byla použita kapacita vyšší.

Vstupní a výstupní přizpůsobení vychází z iterativní analýzy Load-pull a Source-pull, kde byly zjištěny kontury konstantního výkonu a účinnosti ve Smithově diagramu. Provedeno bylo rozmítání vstupního výkonu, kde bylo zjištěno, že výstupního výkonu $P_{1dB} = 50$ dBm nelze dosáhnout. Při zvažování používané modulace, která je nenáročná na linearitu, je výstupní výkon koncipovaný pro P_{3dB} . Přizpůsobovací struktury byly vygenerovány průvodcem v programu AWR po definování požadavků na výkon a účinnost. Struktury byly dále značně upraveny a návrh pokračoval pomocí vykreslení postupného přizpůsobení do Smithova diagramu. Pro přesnější doladění bylo dále využito optimalizéru. V průběhu návrhu bylo zjištěno, že modely reálných součástek se značně liší od naměřených parametrů poskytovaných výrobcem, proto musel být design po nahrazení lehce upraven. V přizpůsobeních jsou i simulovány přechody mezi různými šířkami mikropásků, které ovlivňují parametry.

Výkonový 3. stupeň byl testován pulzy (které jsou použity ve zprávě sestupného spoje) o délce 30,25 μ s, kde byla sledována teplota uvnitř součástky. Teplota se pohybuje kolem 112 °C, což je shledáno jako vyhovující. Tepelný odpor byl odhadnut pro vyšší střidu, proto lze očekávat v reálném použití nižší teplotu.

Druhý zesilovací stupeň byl navrhnout stejným postupem, pouze se zde použilo zahrnutí napájecích obvodů do přizpůsobení oproti napájení pomocí $\lambda/4$ vedení. Z důvodu velké vzdálenosti od saturace má tento stupeň nízkou účinnost, to však má v porovnání s výstupním výkonem minimální vliv na celkovou účinnost sériového řazení zesilovačů.

První zesilovací stupeň nebylo potřeba složitě navrhovat. Z produktového listu byly odečteny potřebné externí komponenty.

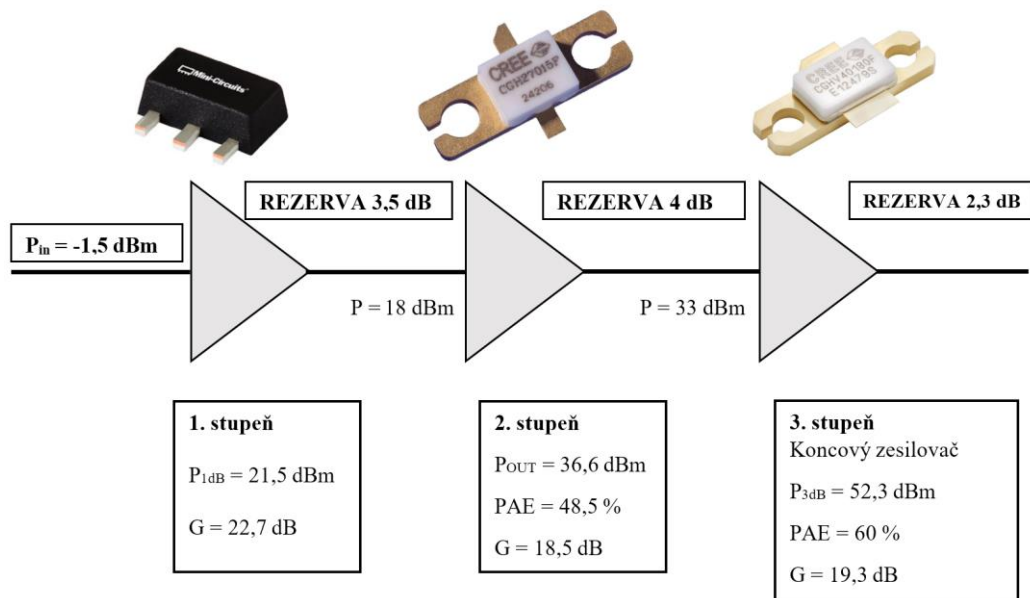
Pulzní řízení bylo využito i pro kontrolu výstupního spektra celkového řazení zesilovačů, které bylo srovnáváno s obálkou spektra definovanou ve standardu. Spektrum sestupného spoje výstupního signálu splňuje vymezené limity spektrální obálky.

Pro kontrolu vzestupného spoje, kde se využívá modulace DBPSK byl vytvořen systémový diagram. Spektrum po průchodu sériovým řazením zesilovačů je srovnáno s limity spektrální obálky, které splňuje. Zobrazen byl také IQ diagram, kde je patrná fázová rotace vlivem nelinearit zesilovačů. Přesto jsou odesílané symboly správně přijaty.

Ze simulací byly vytvořeny plošné spoje jednotlivých zesilovacích stupňů. Pro 3. a 2. stupeň byly vytvořeny podklady pro výrobu chladičů. Chladiče zajišťují odvod tepla a zároveň propojení source zesilovačů se signálovou zemí.

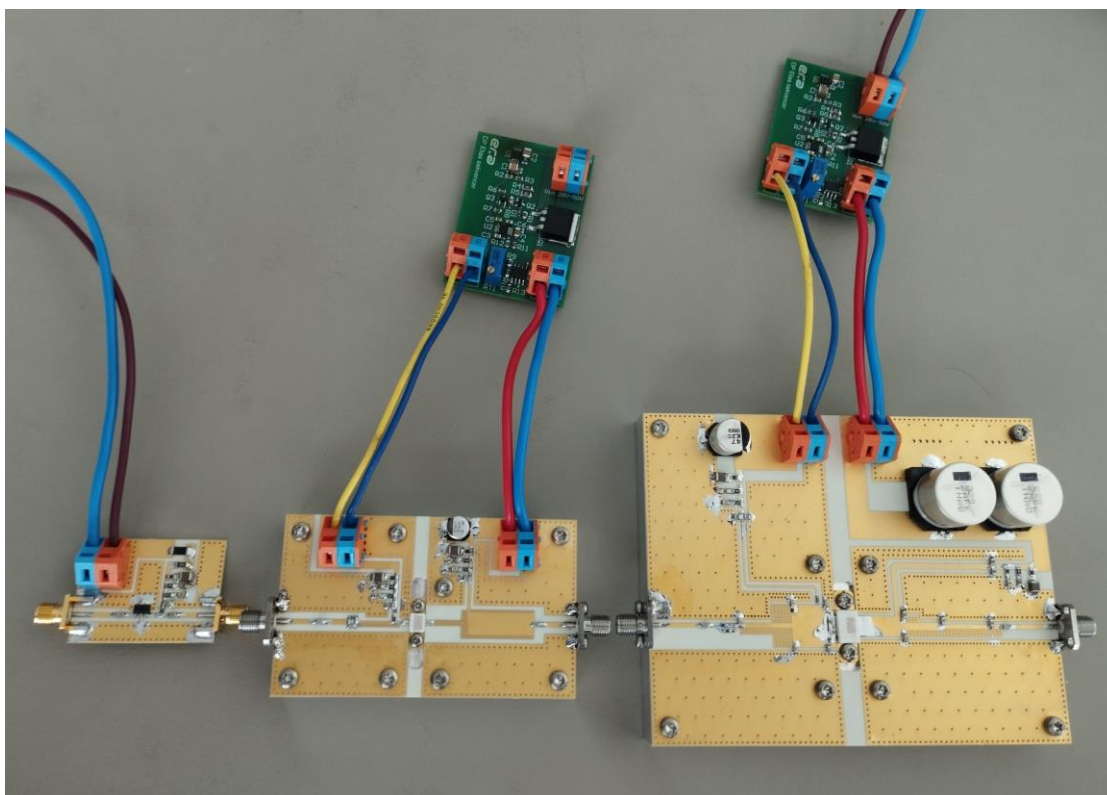
Simulované parametry jednotlivých stupňů shrnuje Obrázek 34. Mezi jednotlivými stupni je vyznačena výkonová rezerva.

Pro zesilovače bylo potřebné zajistit správnou sekvenci zapínání a vypínání napětí pro gate a drain. Z tohoto důvodu bylo navržen obvod plnicí zmíněnou funkci. Zapojení obsahuje i trimr pro naladění pracovního bodu.



Obrázek 34: Simulované parametry jednotlivých stupňů

Pro simulované návrhy zesilovačů byly vyrobeny plošné spoje spolu s koncipovanými chladiči pro 2. a 3. stupeň. Vyrobeny byly také sekvencery s možností nastavení pracovního bodu. Uvedené lze vidět na Obrázek 35.



Obrázek 35: Zkompletované 3 zesilovací stupně se sekvencery

Prvně byla ověřena funkce sekvenceru, kde byly doladěny nedostatky v návrhu. Správné časové sekvence zapnutí a vypnutí byly poté zachyceny osciloskopem. Stupně byly zkompletovány a podrobeny měření. Malosignálové parametry 1. stupně se téměř shodují se simulacemi. Při měření bodu jednodécibellové komprese bylo naměřeno $P_{1dB} = 21,69 \text{ dBm}$, což je o 0,19 dB více než udává výrobce.

Druhému zesilovacímu stupni byl změřen malosignálový zisk S_{21} na VNA vektorovém obvodovém analyzátoru. Naměřený zisk byl téměř 20 dB v pracovním pásmu, což odpovídá simulaci. V porovnání se simulací je využitelné frekvenční pásmo nižší. Při měření závislosti výstupního výkonu a zisku na vstupním výkonu, poklesl pracovní proud vlivem vlastního oteplení. Zesilovač se při provozu ohřívá, a protože pracovní bod byl nastaven v neotepleném stavu, tak byl změřen nižší zisk zesilovače. Při největším měřeném vybuzení byl rozdíl zisku 5 dB.

U třetího zesilovacího stupně byl změřen malosignálový zisk S_{21} . V simulaci má větší zisk a při případném ladění vstupního a výstupního přizpůsobení lze očekávat zlepšení. Maximum zisku je 24 dB přibližně na 870 MHz a k vyšším frekvencím klesá. Vstupní a výstupní přizpůsobení bylo možné měřit pouze u 1. stupně, u dalších mohou vzniknout větší výkony, a při nežádoucí oscilaci by mohlo dojít k poškození měřicího přístroje.

U měření výkonu a zisku v závislosti na vstupním výkonu se dosahovalo zisku kolem 20 dB. Výstupní výkon byl měřen jen do 48,87 dBm kvůli malému zisku 2. stupně. Výstupní výkon se od simulace lišil přibližně o 1 dB. Pro přesnější změření zisku by bylo vhodnější teplotně kompenzovat 2. stupeň, jinak je tu nepřesnost při dopočítávání vstupního výkonu.

U celkového řazení zesilovačů bylo zobrazeno výstupní spektrum, které splňuje spektrální obálku. Ověřen byl také pulz v čase, kde se zkoumala nástupná a sestupná hrana. Při nástupné hraně nevznikají zákmity. Změřený mírný překmit způsobuje už samotný generátor. Hrany jsou tedy stabilní a celkové řazení zesilovačů neosciluje.

Vhodné by bylo navrhnout teplotní kompenzaci pracovního bodu. Pro účely změření parametrů 2. stupně by bylo dostačující pracovní proud po oteplení doladit. Bylo by však nutné dát si pozor, aby poté nebyl zesilovač zapnut při vychladnutém stavu, kde by přílišný proud mohl způsobit poškození. Poté by bylo možné doměřit rozsah výstupního výkonu celkového řazení zesilovačů. Další parametr, který by mohl být ověřen, je účinnost. Z důvodu pulzního buzení je měření složitější. Musel by být snímán proud, který dodávají kondenzátory umístěné v napájecím obvodu pro drain. Později bylo zvaženo, že by bylo vhodnější použít jiný koncový zesilovač, který má nižší klidovou spotřebu. Ze simulací vychází při době pulzu účinnost 60 %. Při započítání dob nevysílání je celková účinnost mnohem nižší. Řešením by mohlo být zapínání zesilovače pouze v dobách vysílání, to by ale musela být zapínací sekvence rychlejší.

5. BIBLIOGRAFIE

- [1] KEITH, Benson. GaN Breaks Barriers—RF Power Amplifiers Go Wide and High. *Analog Dialogue* [online]. 2017, **51**(09) [cit. 2022-12-26]. Dostupné z: <https://www.analog.com/media/en/analog-dialogue/volume-51/number-3/articles/rf-power-amplifiers-go-wide-and-high.pdf>
- [2] Extremely High-Power GaN Devices: With contributions from Integra Technologies and Qorvo. In: *Microwave Journal* [online]. 2022 [cit. 2022-12-26]. Dostupné z: <https://www.microwavejournal.com/articles/32774-extremely-high-power-gan-devices>
- [3] Primary Surveillance Radar (PSR) vs. Secondary Surveillance Radar (SSR). In: *GNU Operating System* [online]. Christina Wolff, 2008 [cit. 2022-12-26]. Dostupné z: <https://www.radartutorial.eu/02.basics/PSR%20vs.%20SSR.en.html>
- [4] JÉRÔME, Bodart. Mode S Surveillance Principle: Surveillance/MICA Workshop. In: *EUROCONTROL: Supporting European Aviation* [online]. [cit. 2022-12-26]. Dostupné z: <https://www.icao.int/MID/Documents/2019/MICA/MICA-MID%20-%20WP%2002%20-%20Mode%20S%20Surveillance%20Principle.pdf>
- [5] *Annex 10 - Aeronautical Telecommunications - Volume IV- Surveillance Radar and Collision Avoidance Systems*. 5th edition. 2014. 978-92-9249-537-4.
- [6] What is Mode B on the transponder?. In: *Aviation* [online]. 2022 [cit. 2022-12-26]. Dostupné z: <https://aviation.stackexchange.com/questions/48050/what-is-mode-b-on-the-transponder/48054#48054>
- [7] VIMR, Jakub. *Letecká angličtina ICAO: [příprava na zkoušku ICAO]*. Vyd. 1. Cheb: Svět křídel, 2015. ISBN 978-80-87567-61-6.
- [8] Letecký předpis. In: *Wikipedia: the free encyclopedia* [online]. San Francisco (CA): Wikimedia Foundation, 2001 [cit. 2022-12-26]. Dostupné z: https://cs.wikipedia.org/wiki/Leteck%C3%BD_p%C5%99edpis
- [9] How does the modulation of the transponder work?. In: *Aviation* [online]. 2022 [cit. 2022-12-26]. Dostupné z: <https://aviation.stackexchange.com/questions/42545/how-does-the-modulation-of-the-transponder-work>
- [10] QPD1013: DC - 2.7 GHz, 150 Watt, 65 Volt GaN RF Transistor. In: *Qorvo: all around you* [online]. [cit. 2022-12-26]. Dostupné z: <https://www.qorvo.com/products/p/QPD1013#documents>

- [11] CGHV40180. In: *Wolfspeed* [online]. Wolfspeed, 2022 [cit. 2022-12-26]. Dostupné z: <https://www.wolfspeed.com/cghv40180/>
- [12] IGN1011L120: L-Band Avionics Transistor Operating at 1.03-1.09 GHz. In: *INTEGRA: RF POWER DEVICES* [online]. [cit. 2022-12-26]. Dostupné z: <https://www.integratech.com/gantransistors/ign1011l120>
- [13] MAPC-A1102: GaN Amplifier 50 V, 150 W, DC - 3.5 GHz - MACOM PURE CARBIDE. In: *MACOM: Partners from RF to Light* [online]. MACOM, 2022 [cit. 2022-12-26]. Dostupné z: <https://www.macom.com/products/product-detail/MAPC-A1102>
- [14] Thermal Performance Guide for High Power SiC MESFET and GaN HEMT Transistors. In: *Wolfspeed* [online]. Wolfspeed, 2022 [cit. 2022-12-26]. Dostupné z: <https://assets.wolfspeed.com/uploads/2021/06/Appnote%252010.pdf>
- [15] WHITE, Joseph F. Ensure Stability In Amplifier Designs. In: *Microwaves&RF* [online]. Endeavor Business Media, 2022 [cit. 2022-12-28]. Dostupné z: <https://www.mwrf.com/technologies/components/article/21846567/ensure-stability-in-amplifier-designs>
- [16] Microwave and RF Design V: Amplifiers and Oscillators (Steer): 2.6: Amplifier Stability. In: *LibreTexts: ENGINEERING* [online]. [cit. 2022-12-26]. Dostupné z: [https://eng.libretexts.org/Bookshelves/Electrical_Engineering/Electronics/Microwave_and_RF_Design_V%3A_Amplifiers_and_Oscillators_\(Steer\)/02%3A_Linear_Amplifiers/2.06%3A_Amplifier_Stability](https://eng.libretexts.org/Bookshelves/Electrical_Engineering/Electronics/Microwave_and_RF_Design_V%3A_Amplifiers_and_Oscillators_(Steer)/02%3A_Linear_Amplifiers/2.06%3A_Amplifier_Stability)
- [17] DR. ARCHAMBEAULT, Bruce. Effective Powe/Ground Plane Decoupling for PCB. In: *Missouri University of Science and Technology* [online]. Research Triangle Park, NC, 2023 [cit. 2023-05-06]. Dostupné z: <https://web.mst.edu/~jfan/slides/Archambeault1.pdf>
- [18] CAIN, Jeffrey, Ph.D. Parasitic Inductance of Multilayer Ceramic Capacitors. In: *Kyocera-AVX* [online]. AVX Corporation, 2023 [cit. 2023-05-06]. Dostupné z: <https://www.avx.com/docs/techinfo/CeramicCapacitors/parasitc.pdf>
- [19] Pulsed_RF. In: *Cadence* [online]. [cit. 2022-12-28]. Dostupné z: https://kb.awr.com/display/examples/Pulsed_RF
- [20] Indium Foil Mounting Procedure. In: *Thermal Considerations for High-Powe GaN RF Amplifiers: Wolfspeed* [online]. REV. B, October 2022. Wolfspeed, Inc., 2022 [cit. 2023-05-08]. Dostupné z: https://assets.wolfspeed.com/uploads/2020/12/Indium_Mounting_Procedure.pdf

- [21] IGN0912CW10: High Power Radar Transistor Operating at 0.96-1.215 GHz. In: *INTEGRA: RF POWER DEVICES* [online]. Integra Technologies Inc. [cit. 2022-12-29]. Dostupné z: https://www.integrates.com/_files/ugd/3748d3_9de79227c7fa4121b87e5a34b6bdbd08.pdf
- [22] Heterojunction Bipolar Transistor Technology (InGaP HBT): Broadband High Linearity Amplifier. In: *NXP* [online]. NXP Semiconductors, c2006-2022 [cit. 2022-12-29]. Dostupné z: <https://www.nxp.com/docs/en/data-sheet/MMG3006NT1.pdf>
- [23] CGH27015: 15 W, 28 V, GaN HEMT for Linear Communications ranging from VHF to 3 GHz. In: *Wolfspeed* [online]. Wolfspeed, 2022 [cit. 2022-12-29]. Dostupné z: <https://assets.wolfspeed.com/uploads/2020/12/CGH27015.pdf>
- [24] Monolithic Amplifier: DC-6 GHz. In: *Mini-Circuits* [online]. Mini-Circuits, 2020 [cit. 2022-12-29]. Dostupné z: <https://www.minicircuits.com/pdfs/GALI-84+.pdf>
- [25] Bias and RF sequencing for GaN and LDMOS RF Power Devices. In: *RichardsonRFPD: An Arrow Company* [online]. Arrow Electronics, 2022 [cit. 2022-12-31]. Dostupné z: https://assets.wolfspeed.com/uploads/2020/12/Wolfspeed_AN_Bias_and_RF_sequencing.pdf
- [26] GaN HEMT Biasing Circuit with Temperature Compensation. In: *Mouser Electronics*. [online]. 2023 [cit. 2023-05-09]. Dostupné z: https://www.mouser.com/pdfDocs/gan_hemt_biasing_circuit_with_temperature_compensation.pdf
- [27] Low-Noise Bias Supply in μ MAX with Power-OK for GaAsFET PA. In: *Analog Devices: Ahead of what's possible* [online]. Maxim Integrated Products, 2004 [cit. 2023-05-09]. Dostupné z: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/MAX881R.pdf>
- [28] Automotive P-Channel 60 V (D-S) 175 °C MOSFET. In: *Vishay Intertechnology* [online]. 2023 [cit. 2023-05-09]. Dostupné z: <https://www.vishay.com/docs/67001/sqm50p06.pdf>
- [29] OPAx171-Q1 36-V: Single-Supply, General-Purpose Operational Amplifier. In: *Texas Instruments* [online]. 2023 [cit. 2023-05-10]. Dostupné z: https://www.ti.com/lit/ds/symlink/opa2171-q1.pdf?ts=1683572554195&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252FOPA2171-Q1