

UNIVERZITET U BEOGRADU
ELEKTROTEHNIČKI FAKULTET

Dušan N. Grujić

Metodi projektovanja monolitnih
mikrotalasnih integrisanih kola
predviđenih za rad sa signalima
učestanosti oko 60 GHz

doktorska disertacija

Beograd, 2013

UNIVERSITY OF BELGRADE
SCHOOL OF ELECTRICAL ENGINEERING

Dušan N. Grujić

Design of Monolithic Microwave
Integrated Circuits for 60 GHz Band

Doctoral Dissertation

Belgrade, 2013

Komisija

dr Lazar Saranovac, vanredni profesor (mentor)
Univerzitet u Beogradu, Elektrotehnički fakultet

dr Antonije Đorđević, redovni profesor, član SANU
Univerzitet u Beogradu, Elektrotehnički fakultet

dr Mirjana Videnović-Mišić, docent
Univerzitet u Novom Sadu, Fakultet tehničkih nauka

dr Jelena Popović-Božović, docent
Univerzitet u Beogradu, Elektrotehnički fakultet

dr Milan Ilić, vanredni profesor
Univerzitet u Beogradu, Elektrotehnički fakultet

Metodi projektovanja monolitnih mikrotalasnih integrisanih kola predviđenih za rad sa signalima učestanosti oko 60 GHz

Rezime

Potreba za bežičnim komunikacionim linkovima velikih brzina prenosa podataka je podstaknuta ekspanzijom prenosivih uređaja i multimedijalnih servisa, uz pogodnost da priroda korišćenja dozvoljava a ponekad i zahteva ograničen domet. Problem kapaciteta komunikacionih linkova i sve većeg broja korisnika se može rešiti prelaskom u opseg učestanosti od 30 do 300 GHz, koji se naziva i milimetarski opseg. Visoka radna učestanost pruža mogućnost korišćenja kanala velikog kapaciteta, kao i fizički malih antenskih nizova za fokusiranje i prostornu lokalizaciju prijemnog i predajnog snopa. Milimetarski opseg nalazi primene i u ostalim oblastima, kao što su industrijske, medicinske i bezbednosne. U komercijalnim primenama od interesa je opseg učestanosti oko 60 GHz, koji je dodeljen za nelicenciranu upotrebu širom sveta.

Razvoj CMOS i BiCMOS tehnologija je omogućio da se sistemi u 60 GHz-om opsegu mogu integrisati u standardnim procesima. Pored viših radnih učestanosti, skaliranje tehnologija uvodi i tehnološka ograničenja koja degradiraju performanse ukoliko se njihov uticaj zanemari. Zanemareni efekti mogu doprineti većim gubicima, koji povećavaju faktor šuma prijemnika i degradiraju efikasnost predajnika, ali i parazitnim preslušavanjima koja rezultuju neželjenim spektralnim komponentama. Stoga je potrebno razmotriti kvalitativne i kvantitativne pokazatelje uticaja tehnoloških ograničenja na performanse i prilagoditi postupak projektovanja.

Kritični blokovi za domet primopredajnika su malošumni pojačavač na prijemnoj strani i pojačavač snage na predajnoj strani. U okviru teze predstavljen je postupak projektovanja malošumnog pojačavača i pojačavača snage za rad u 60 GHz-om opsegu i širokopojasnog delitelja učestanosti. Uvedene su nove smernice projektovanja koje uzimaju u obzir tehnološka ograničenja. Pokazano je da se pravilnim particionisanjem elektromagnetskog modela može postići dobro slaganje rezultata simulacije i merenja. Projektovana kola su fabrikovana u IHP Microelectronics korišćenjem 0.25 μm SiGe:C BiCMOS procesa ($f_T/f_{\text{max}} = 200$ GHz). Parametri fabrikovanih kola su izmereni i verifikovani na stopicama čipa, upotrebom mikrotalasnih sondi.

Ključne reči: mikrotalasna integrisana kola, 60 GHz, SiGe, pojačavač snage, malo-
šumni pojačavač, delitelj učestanosti

Naučna oblast: Elektronika

Uža naučna oblast: Mikrotalasna integrisana kola

UDK broj: 621.3

Design of Monolithic Microwave Integrated Circuits for 60 GHz Band

Abstract

The need for high capacity wireless data links is driven by expansion of mobile devices and multimedia services, with the advantage that a typical use case allows, and sometimes demands, a limited range. Problems of limited communication link capacity and growing number of users can be solved by moving to frequency range of 30 - 300 GHz, also known as millimeter range. High operating frequency allows the use of high capacity channels, and physically small antenna arrays for beam steering and spatial localization. Millimeter region of spectrum is also suitable for industrial, scientific and security applications. Unlicensed 60 GHz band is available worldwide, and is attractive for commercial applications.

Development of CMOS and BiCMOS technologies has enabled the integration of complete 60 GHz systems in standard processes. Technology scaling enables the use of higher operating frequencies, but imposes new design constraints which may degrade the performance if their effect is neglected. Neglected effects may contribute to higher losses, which increase the noise figure of receiver and degrade transmitter efficiency, and also to parasitic coupling which results in undesired spectral components. Therefore, qualitative and quantitative measure of technology constraints impact on performance degradation needs to be evaluated, and applied to circuit design process.

Critical blocks for transceiver range are low noise amplifier on receiver, and power amplifier on transmitter side. Design procedures for 60 GHz low noise and power amplifiers, and wideband frequency divider are presented in this thesis. Guidelines for technology constraints aware design are used in the presented design flow. Good agreement of experimental and simulation results is achieved by proper electromagnetic model partitioning. Designed circuits have been fabricated in IHP Microelectronics 0.25 μm SiGe:C BiCMOS process ($f_T/f_{\text{max}} = 200$ GHz). Test chip parameters have been measured and verified on-wafer by using microwave probes.

Keywords: microwave integrated circuits, 60 GHz, SiGe, power amplifier, low noise amplifier, frequency divider

Scientific field: Electronics

Scientific discipline: Microwave integrated circuits

UDK number: 621.3

Изјава о ауторству

Потписани _____ Душан Грујић _____
број уписа _____ 5040/07 _____

Изјављујем

да је докторска дисертација под насловом
Методи пројектовања монолитних микроталасних интегрисаних кола предвиђених
за рад са сигнаима учестаности око 60 GHz

- резултат сопственог истраживачког рада,
- да предложена дисертација у целини ни у деловима није била предложена за добијање било које дипломе према студијским програмима других високошколских установа,
- да су резултати коректно наведени и
- да нисам кршио/ла ауторска права и користио интелектуалну својину других лица.

У Београду, 14. 11. 2013.

Потпис докторанда

Д. Грујић

Изјава о истоветности штампане и електронске верзије
докторског рада

Име и презиме аутора _____ Душан Грујић _____
Број уписа _____ 5040/07 _____
Студијски програм _____ Електроника _____
Наслов рада _____ Методи пројектовања монолитних микроталасних
интегрисаних кола предвиђених за рад са сигнаlima
учестаности око 60 GHz _____
Ментор _____ проф. др Лазар Сарановац _____
Потписани _____ Душан Грујић _____

изјављујем да је штампана верзија мог докторског рада истоветна електронској верзији коју сам предао/ла за објављивање на порталу **Дигиталног репозиторијума Универзитета у Београду**.

Дозвољавам да се објаве моји лични подаци везани за добијање академског звања доктора наука, као што су име и презиме, година и место рођења и датум одбране рада. Ови лични подаци могу се објавити на мрежним страницама дигиталне библиотеке, у електронском каталогу и у публикацијама Универзитета у Београду.

У Београду, 14.11.2013. _____

Потпис докторанда

Д. Грујић

Изјава о коришћењу

Овлашћујем Универзитетску библиотеку „Светозар Марковић“ да у Дигитални репозиторијум Универзитета у Београду унесе моју докторску дисертацију под насловом:

Методи пројектовања монолитних микроталасних интегрисаних кола предвиђених за рад са сигнаlima учестаности око 60 GHz

која је моје ауторско дело.

Дисертацију са свим прилозима предао/ла сам у електронском формату погодном за трајно архивирање.

Моју докторску дисертацију похрањену у Дигитални репозиторијум Универзитета у Београду могу да користе сви који поштују одредбе садржане у одабраном типу лиценце Креативне заједнице (Creative Commons) за коју сам се одлучио/ла.

1. Ауторство
2. Ауторство - некомерцијално
3. Ауторство – некомерцијално – без прераде
4. Ауторство – некомерцијално – делити под истим условима
5. Ауторство – без прераде
6. Ауторство – делити под истим условима

У Београду, 14.11.2013.

Потпис докторанда

Д. Јујић

Sadržaj

1	Uvod	1
1.1	Opis problema	3
1.2	Organizacija teze	11
2	Uticaoj tehnoloških ograničenja na postupak projektovanja i performanse	12
2.1	BEOL naprednih CMOS/BiCMOS procesa	14
2.2	Uticaoj ograničene površinske gustine metala na pravila projektovanja	24
2.3	Uticaoj provodnog supstrata na performanse	32
2.4	Uticaoj pakovanja na performanse	35
3	Projektovanje pojačavača snage	41
3.1	Uticaoj skaliranja tehnologija na projektovanje PA	44
3.2	Fundamentalna ograničenja mreža za prilagođenje	48
3.2.1	Fundamentalno ograničenje ostvarivog prilagođenja	48
3.2.2	Efikasnost LC mreža za transformaciju impedanse	49
3.2.3	Efikasnost i ograničenja integrisanih transformatora	54
3.3	Tehnike za povećanje amplitude napona	57
3.4	Klasična mikrotalasna rešenja za kombinovanje snage	59
3.5	Postupak projektovanja PA za zadatu izlaznu snagu i prilagođenje	60
3.5.1	Model PA za mali signal	60
3.5.2	Model PA za veliki signal	61
3.5.3	Veza parametara za male i velike signale	66
3.6	Postupak projektovanja PA za 60 GHz opseg učestanosti	79
3.6.1	Procena parametara tehnologije	79
3.6.2	Particionisanje PA	86
3.6.3	Projektovanje PA za maksimalnu snagu i zadato prilagođenje	91
3.7	Fizička realizacija projektovanih pojačavača snage	99
3.8	Rezultati merenja projektovanih pojačavača snage	102

3.9	Primer korišćenja projektovanog pojačavača snage u 60 GHz komunikacionom sistemu	110
4	Projektovanje malošumnog pojačavača	113
4.1	Dvoportni model šuma pojačavača	115
4.2	Dvoportni model šuma bipolarnog tranzistora	117
4.3	Prilagođenje po šumu i snazi	121
4.4	Postupak projektovanja LNA za 60 GHz opseg učestanosti	122
4.4.1	Procena parametara tehnologije i određivanje dimenzija tranzistora	122
4.4.2	Projektovanje LNA	125
4.5	Fizička realizacija LNA	129
4.6	Rezultati merenja LNA	130
4.6.1	Merenje faktora šuma metodom Y faktora	131
4.6.2	Rezultati merenja	133
4.7	Primer korišćenja projektovanog LNA u 60 GHz komunikacionom sistemu	139
5	Projektovanje delitelja učestanosti	141
5.1	Postupak projektovanja delitelja učestanosti	145
5.2	Fizička realizacija delitelja učestanosti	148
5.3	Rezultati merenja delitelja učestanosti	149
6	Zaključak	154

Slike

1	Atmosfersko slabljenje radio talasa [16].	5
2	Slike u optičkom i mikrotalasnom opsegu [6].	6
3	Metalizacije za ST Microelectronics procese BiCMOS9 i BiCMOS9MW.	7
4	SEM poprečni presek ST Microelectronics procesa BiCMOS9MW [21].	8
5	BEOL naprednog CMOS procesa.	14
6	Trapezni poprečni presek Cu provodnika.	16
7	Skin efekat.	18
8	Skin efekat u pravougaonom provodniku u slobodnom prostoru $w = 6 \mu\text{m}$, $d = 3 \mu\text{m}$	20
9	Skin i efekat blizine u mikrostrip traci voda $w = 6 \mu\text{m}$, $d = 3 \mu\text{m}$, $h = 9.16 \mu\text{m}$	20
10	Raspodela struje u integrisanom kalemu.	22
11	Modelovanje skin efekta.	23
12	Elektromagnetska interakcija mikrostrip voda sa metalom za popunjavanje.	25
13	Indukovana vrtložna struja u metalu za popunjavanje.	25
14	Ekvivalentno kolo interakcije sa metalom za popunjavanje.	26
15	Integrisani kalem sa metalom za popunjavanje.	28
16	Popunjavanje a) neuzemljenim i b) uzemljenim metalom.	29
17	Blok dijagram sintetizatora učestanosti.	30
18	Blok dijagram sintetizatora učestanosti sa preslušavanjem.	31
19	Uticao provodnog supstrata na pasivne komponente.	33
20	Model integrisanog kalema.	33
21	Povećavanje faktora dobrote integrisanog kalema PGS-om.	34
22	Stopica za povezivanje a) iznad supstrata, b) $n+$ difuzije i c) metala 1.	36
23	Fizička realizacija i ekvivalentno kolo T sekcije.	38
24	Fizička realizacija i ekvivalentno kolo Π sekcije.	40
25	Pojačavač snage u homodinom predajniku.	41
26	Džonsonov proizvod za SiGe HBT procese iz publikovanih izvora.	45
27	Gustina struje drejna ograničena elektromigracijom.	47
28	Bode-Fano kriterijum.	48
29	Optimalna otpornost PA.	49

30	LC mreža za transformaciju impedanse.	50
31	Efikasnost LC mreže za transformaciju impedanse.	51
32	Efikasnost LC mreže za transformaciju impedanse u zavisnosti od broja sekcija.	52
33	Slika uz definiciju PER.	52
34	Efikasnost u zavisnosti od PER i reda LC mreže.	54
35	Tipični integrisani 4:1 transformator sa srednjim izvodom.	55
36	Ekvivalentni model integrisanog transformatora.	56
37	Povećanje amplitude napona kaskodiranjem bipolarnih tranzistora.	58
38	Kombinovanje snage Wilkinson-ovim deliteljima.	59
39	Balansni pojačavač.	60
40	Linearni model pojačavača.	60
41	Model pojačavača za veliki signal.	62
42	p kontura konstantne snage.	63
43	Uvođenje fiktivnog opterećenja Z_f radi svođenja na prethodni slučaj.	64
44	Preslikavanje kontura konstantne snage usled parazitnih elemenata.	65
45	Model PA.	66
46	Slika uz izvođenje jednakosti susceptansi Γ_{CM} i Γ_{PM}	68
47	Krugovi konstantnog prilagođenja i tp kontura konstantne snage.	71
48	Slika uz dokaz ortogonalnosti krugova konstantnog prilagođenja i susceptanse.	72
49	Konture maksimalne i minimalne snage za zadato prilagođenje.	75
50	Kolo za određivanje R_{opt}	79
51	Strujno-naponske karakteristike kaskodnog tranzistora.	81
52	Kolo za određivanje optimalne otpornosti kaskodnog tranzistora.	81
53	Određivanje R_{opt} jediničnog tranzistora.	82
54	Trajektorija napona i struje kaskodnog tranzistora za izlaznu snagu P_{1dB}	83
55	Particionisanje PA.	87
56	Detaljna električna šema povezivanja kaskodnih tranzistora.	88
57	Lokalno povezivanje izlaznog kaskodnog tranzistora.	89
58	Polubeskonačni talasni portovi u 3D modelu.	90
59	Generatorski portovi u 3D modelu.	90
60	Određivanje ulazne impedanse kaskodnog pojačavača.	92
61	Mreža za ulazno prilagođenje jednostepenog PA.	92

62	Mreža za ulazno prilagođenje jednostepenog PA na Smitovom dijagramu.	93
63	Određivanje impedanse opterećenja za maksimalnu snagu jednostepenog PA.	94
64	Rezultati LP simulacije jednostepenog PA.	95
65	p konture jednostepenog PA dobijene simulacijom.	96
66	tp konture jednostepenog PA za EM i EK modele lokalnog povezivanja tranzistora.	96
67	Električna šema jednostepenog PA.	97
68	tp konture PA1 i PA2.	98
69	Električna šema PA2.	98
70	Uprošćena fizička realizacija jednostepenog pojačavača snage.	99
71	Uprošćena fizička realizacija dvostepenog pojačavača snage.	100
72	Princip merenja temperature.	101
73	Fotografija jednostepenog pojačavača.	102
74	Fotografija dvostepenog pojačavača.	102
75	Postavka za merenje parametara velikog signala PA1.	103
76	Poređenje rezultata merenja i simulacije sa EM i EK modelom za PA1.	104
77	Rezultati merenja parametara velikog signala PA1 na učestanosti od 61.5 GHz.	105
78	Postavka za merenje parametara velikog signala PA2.	106
79	Poređenje rezultata merenja i simulacije PA2 na učestanosti od 61.5 GHz.	107
80	Rezultati merenja parametara velikog signala PA2 na učestanosti od 61.5 GHz.	108
81	Poređenje rezultata merenja $ S_{22} $ PA1 i PA2.	109
82	Blok dijagram 60 GHz predajnika.	110
83	Predajnik u 60 GHz opsegu sa PA1.	111
84	Detalj predajnika u 60 GHz opsegu sa PA1.	111
85	Izmereni dijagram oka za bitsku brzinu od 2 Gb/s.	112
86	LNA u homodinom prijemniku.	113
87	Dvoportni model šuma pojačavača.	115
88	Modeli šuma bipolarnog tranzistora.	118
89	Ulazna impedansa bipolarnog tranzistora sa emitterskom degeneracijom.	121
90	NF_{MIN} jediničnog tranzistora u funkciji struje polarizacije.	123
91	f_T jediničnog tranzistora u funkciji struje polarizacije.	123

92	NF_{MIN} jediničnog tranzistora u kaskodnoj konfiguraciji u funkciji struje polarizacije.	124
93	S_{11} i Γ_{opt} u zavisnosti od veličine tranzistora M	125
94	Ulazno prilagođenje LNA.	126
95	Transformacija Γ_B i Γ_{opt} vodovima u emitoru i bazi.	128
96	Ulazno prilagođenje LNA sa stopicom za povezivanje.	128
97	Električna šema LNA.	128
98	Uprošćena fizička realizacija LNA.	129
99	Fotografija LNA.	131
100	Principska postavka za merenje faktora šuma metodom Y faktora.	132
101	Snaga šuma u zavisnosti od ekvivalentne temperature izvora.	133
102	Postavka za merenje parametara velikog signala LNA.	134
103	Izmereni spektar LNA.	134
104	Izmereni $P_{1\text{dB}}$ LNA.	135
105	Postavka za merenje faktora šuma LNA.	135
106	Izmereni faktor šuma LNA.	136
107	Izmereno S_{11} LNA.	137
108	Izmereno S_{21} LNA.	138
109	Projektovani LNA u 60 GHz komunikacionom sistemu.	139
110	Modifikovani LNA sa integrisanim detektorom snage.	140
111	OOK prijemnik sa modifikovanim LNA.	140
112	Blok dijagram sintetizatora učestanosti.	141
113	Particionisanje delitelja učestanosti po tehnologiji i arhitekturi.	142
114	Statički delitelj učestanosti.	143
115	Regenerativni (Milerov) delitelj učestanosti.	144
116	Arhitektura delitelja učestanosti.	145
117	Injeksiono sinhronisani delitelj učestanosti sa dva.	146
118	Linearni model ring oscilatora.	146
119	Uprošćena fizička realizacija delitelja učestanosti.	148
120	Fotografija delitelja učestanosti.	149
121	Postavka za merenje delitelja učestanosti.	150
122	Spektar izlaznog signala delitelja učestanosti bez ulaznog signala.	150
123	Minimalna ulazna snaga pri kojoj delitelj učestanosti radi.	151
124	Fazni šum izlaznog signala delitelja učestanosti.	152
125	S_{11} delitelja učestanosti.	152

Tabele

1	Dimenzije provodnika tipičnog 90 nm CMOS procesa.	16
2	Karakteristike PA1.	106
3	Karakteristike PA2.	108
4	Poređenje rezultata merenja pojačavača snage sa podacima iz literature.	110
5	Karakteristike LNA.	138
6	Karakteristike delitelja učestanosti.	153

1 Uvod

Utjecaj bežičnih komunikacija danas se može uporediti sa pojavom personalnih računara u 80-im i 90-im godinama 20. veka. Prenosivi uređaji su postali sveprisutni i imaju dovoljno resursa da zadovolje gotovo svaku potrebu korisnika, čime su u velikoj meri zamenili klasične prenosive računare. Mogućnosti prenosivih uređaja dostižu svoj puni potencijal tek kada su povezani međusobno, kao i na Internet, brzim komunikacionim linkovima. Savremeni prenosivi uređaji veoma često imaju mnoštvo primopredajnika za različite opsege učestanosti i namene. Gotovo svaki pametni telefon ima primopredajnike za GSM u 800, 900, 1800 i 1900 MHz opsezima, GPS prijemnik, WiFi primopredajnik na 2.4 i 5 GHz, BlueTooth i NFC za očitavanje beskontaktnih kartica.

Sve veće brzine protoka i broj korisnika su doveli do toga da postojeća infrastruktura i standardi ne mogu obezbediti dugoročno rešenje. Potreba za komunikacionim linkovima kratkog dometa, reda nekoliko metara, i izuzetno velikih brzina prenosa podataka reda Gb/s, je podstaknuta servisima koji zahtevaju veoma brzu razmenu podataka, kao i bežičnim prenosom digitalnog video signala visoke definicije. Problem kapaciteta komunikacionih linkova, kao i sve većeg broja korisnika, se može rešiti prelaskom u opseg učestanosti od 30 do 300 GHz, koji se razmatra u predlozima standarda pete generacije mobilnih telefona (5G). Talasna dužina signala učestanosti 30 GHz u vakuumu je 10 mm, dok je 1 mm na 300 GHz, zbog čega se ovaj opseg zove i milimetarski. Mala talasna dužina signala u milimetarskom opsegu omogućava pravljenje fizički malih antenskih nizova, pomoću kojih se prijemni i predajni snop mogu fokusirati i prostorno lokalizovati, čime se rešava problem velikog broja korisnika. Visoka radna učestanost pruža mogućnost korišćenja kanala velikog kapaciteta, širine od nekoliko stotina MHz, pa čak i GHz. Prostorna lokalizacija i veliki kapacitet komunikacionog kanala su glavne prednosti komunikacionih sistema u milimetarskom opsegu u odnosu na postojeće sisteme.

Nedostaci sistema koji rade u milimetarskom opsegu se ogledaju u velikom slabljenju signala i potrebe za optičkom vidljivošću. Veliko slabljenje signala i potreba za optičkom vidljivošću su uglavnom nepoželjni jer ograničavaju domet i povećavaju potreban broj baznih stanica za pokrivanje određenog područja. Međutim, u specijalnom slučaju komunikacionog sistema sa velikim brojem korisnika koji koriste

komunikacione kanale velikog kapaciteta, ove inače nepoželjne osobine su korisne pošto ograničavaju domet i omogućavaju veliku prostornu gustinu baznih stanica. Velika prostorna gustina baznih stanica, u kombinaciji sa fokusiranjem predajnog/prijemnog snopa, pruža mogućnost opsluživanja velikog broja korisnika i efikasno korišćenje dodeljenog frekvencijskog opsega.

Pored komunikacionih sistema, milimetarski opseg nalazi primene i u ostalim oblastima, kao što su industrijske, medicinske i bezbednosne. Na primer, opseg učestanosti oko 77 GHz je dodeljen radarskim sistemima aktivne bezbednosti u automobilskoj industriji. Fenomen zračenja crnog tela, koje emituje zračenje i u milimetarskom opsegu učestanosti, se koristi u pasivnim detektorima skrivenih predmeta u najnovijoj generaciji aerodromskih skenera.

Za komercijalne primene od posebnog interesa je opseg učestanosti oko 60 GHz, koji je dodeljen za nelicenciranu upotrebu širom sveta, kao i mogućnost integracije. Razvoj CMOS i BiCMOS tehnologija je omogućio da se sistemi u 60 GHz-om opsegu učestanosti mogu u potpunosti integrisati u standardnim procesima.

Bez obzira na tehnologiju i primenu, zajedničko za sve RF sisteme je da moraju imati antenu i da emituju na tačno određenoj učestanosti. Antena je na predajnoj strani povezana na pojačavač snage, dok je na prijemnoj strani povezana na malošumni pojačavač, koji su sastavi deo svakog RF sistema. Sintetizatori učestanosti se koriste za dobijanje željene radne učestanosti, u kojima je jedan od kritičnih blokova delitelj učestanosti koji radi na učestanosti nosioca. Kako su ove tri komponente sastavni deo svakog RF sistema, postupak njihovog projektovanja je od posebnog interesa.

Performanse kola koja rade na niskim učestanostima su gotovo u potpunosti određene karakteristikama tranzistora. Međutim, uticaj pasivnih komponenti i parazitnih efekata interkonekcija na performanse postaje sve izraženiji sa porastom učestanosti. Prelaskom u milimetarski opseg, u koji spada i 60 GHz-ni opseg učestanosti, usled male talasne dužine do izražaja dolaze i efekti raspodeljenih parametara u integrisanom kolu. Klasičan mikrotalasni pristup projektovanju kola sa raspodeljenim parametrima je univerzalno primenljiv, ali je prilagođen za projektovanje diskretnih pojačavača i ne uzima u obzir prednosti i specifičnosti integrisanih kola. Uobičajeni pristup projektovanju integrisanih kola pretpostavlja da su sve komponente sa koncentrisanim parametrima, i oslanja se na sofisticirane skalabilne modele tranzistora. Projektovanje u milimetarskom opsegu zahteva kombinaciju klasičnog mikrotalasnog i uobičajenog pristupa projektovanju integrisanih kola. Na taj način

se efekti raspodeljenih parametara mogu uzeti u obzir, pri čemu se ne gubi prednost korišćenja sofisticiranih modela tranzistora koji su na raspolaganju.

U okviru ove teze razmatran je uticaj tehnoloških ograničenja na postupak projektovanja i ostvarive performanse u milimetarskom opsegu učestanosti. Smernice su primenjene u toku projektovanja pojačavača snage i malošumnog pojačavača za 60 GHz-ni opseg učestanosti, kao i širokopojsnog delitelja učestanosti. Partitionisanje elektromagnetskog modela i uticaj lokalnog povezivanja komponenti je pokazan na primeru projektovanja pojačavača snage. Projektovana monolitna mikrotalasna integrisana kola (MMIK) su fabrikovana i izmerena.

1.1 Opis problema

Nagli porast broja korisnika i zahtevi za sve većim brzinama prenosa podataka se ne mogu dugoročno zadovoljiti prostornom lokalizacijom, ograničenjem predajne snage i povećavanjem gustine baznih stanica. Razlog za to leži u fundamentalnom ograničenju kapaciteta kanala za prenos informacija u datom propusnom opsegu, koje se naziva i Šenonova granica [1]:

$$C = B \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right), \quad (1)$$

gde su C kapacitet kanala u bit/s, B propusni opseg kanala u Hz i S/N odnos signal/šum. Spektar do 10 GHz je u potpunosti popunjen i u njemu nema mesta za dalje širenje propusnog opsega kanala. Kapacitet kanala se može donekle povećati upotrebom kompleksnih modulacija, kao što je OFDM, ali one zahtevaju veliki odnos signal/šum, koji je ograničen snagom primljenog signala i prirodnim izvorima šuma. U realnim uslovima, gde u istom opsegu učestanosti radi mnogo predajnika, postoje izvori smetnji koji dodatno ograničavaju kapacitet kanala.

Dugoročno rešenje za povećanje broja korisnika i brzine protoka podataka se nalazi u prelasku na više radne učestanosti, i razmatra se u predlozima za petu generaciju (5G) mobilne telefonije [2]. Predlaže se korišćenje učestanosti iz opsega od 30 do 300 GHz, koji se naziva i milimetarski opseg, pošto talasna dužina signala u tom opsegu učestanosti iznosi od 10 do 1 mm. Veća radna učestanost omogućava širi propusni opseg kanala, čime se direktno povećava kapacitet kanala i omogućavaju veće brzine prenosa.

Pored povećanja kapaciteta kanala, radne učestanosti u milimetarskom opsegu rešavaju i problem povećanja broja korisnika. Talasne dužine signala u milimetar-

skom opsegu rezultuju fizički malim dimenzijama antenskih nizova, pa čak i integracijom antena [3, 4]. Antenski nizovi se koriste za fokusiranje prijemnog i predajnog snopa, čime se rešava problem povećanja broja korisnika. Nacrt arhitekture 5G mobilne telefonije [2] predviđa da mobilni uređaj može fokusirati predajni snop prema izabranoj baznoj stanici. Bazna stanica bi u tom slučaju imala antenski niz sa značajno većim brojem elemenata i mogućnost istovremenog generisanja višestrukih fokusiranih snopova.

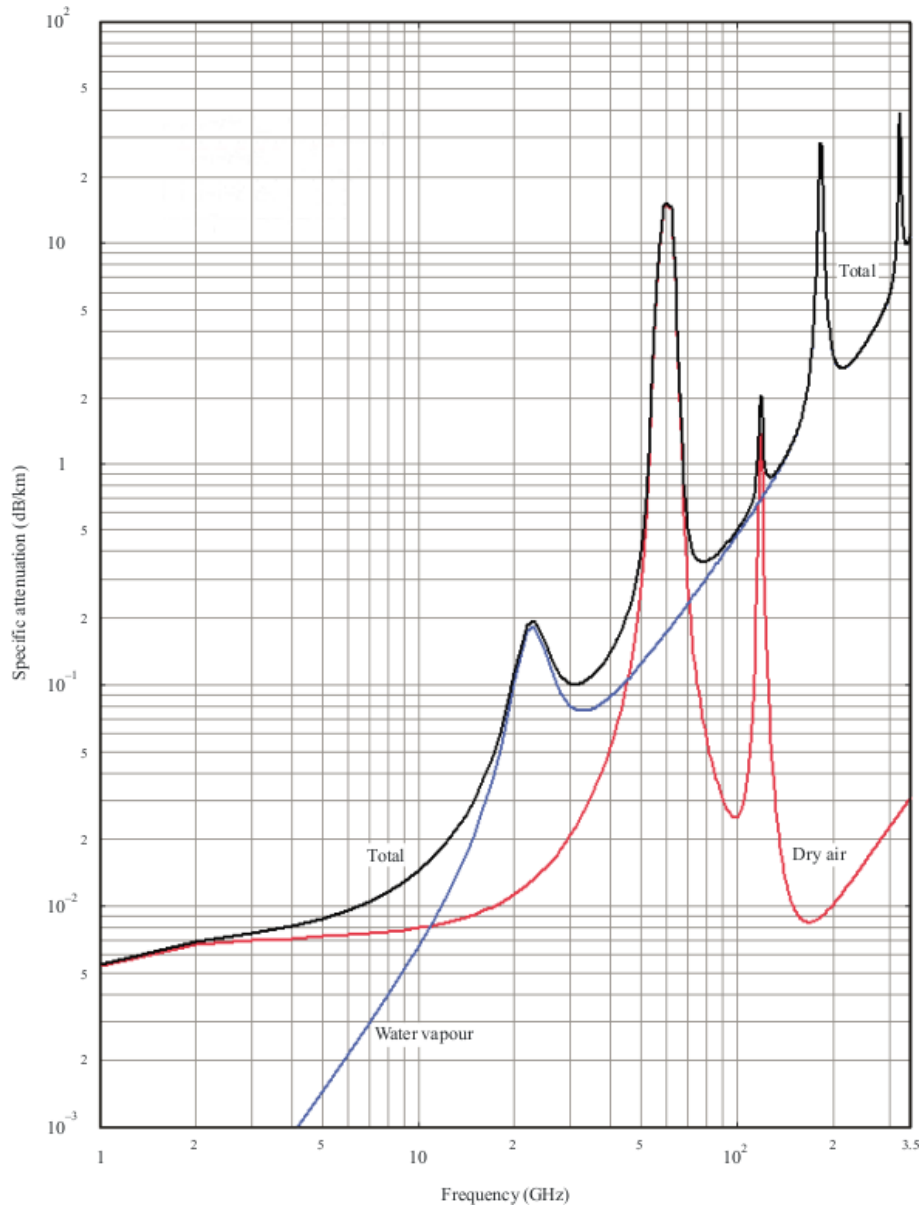
Pored potencijalnih primena u 5G mobilnoj telefoniji, milimetarski opseg učestanosti se već sada koristi u raznovrsnim primenama. Opseg učestanosti oko 77 GHz je dodeljen auto industriji za radare kratkog dometa, koji se koriste u aktivnim sistemima bezbednosti [5]. Nelicencirani opseg učestanosti za primenu u industriji, istraživanjima i medicini (ISM) je dodeljen oko 60 GHz. Pored ograničenja po izračenoj snazi, u 60 GHz-nom opsegu se nalazi maksimum slabljenja molekula kiseonika [6], što se može videti sa dijagrama apsorpcije radio talasa u zavisnosti od učestanosti prikazanom na slici 1.

U 60 GHz-om opsegu učestanosti medijum prostiranja - atmosfera - pospešuje izolaciju. U kombinaciji sa fizički malim dimenzijama antenskih nizova moguće je napraviti komunikacione sisteme izuzetno velikih kapaciteta kanala, koji se mere Gb/s [7, 8].

Fokusiranje predajnog i prijemnog snopa, pored rešavanja problema rastućeg broja korisnika, može rešiti i problem destruktivne interferencije usled višestrukih putanja prostiranja (engl. *multipath fading*) koje rezultuju nulama u frekvencijskom odzivu kanala. Ovaj problem je karakterističan za propagaciju signala u zatvorenim prostorima i urbanim sredinama, i sa porastom učestanosti postaje izraženiji. Na primer, za signal učestanosti od 60 GHz razlika dužina putanja prostiranja od samo 2.5 mm ($\lambda/2$) pravi razliku između destruktivne i konstruktivne interferencije. Usled toga, čak i fizički mala pomeranja primopredajnika ili promene u okolini mogu prozrokovati dramatične promene u frekvencijskom odzivu kanala. Mogućnost agilnog fokusiranja snopa je stoga od suštinskog značaja za pouzdano funkcionisanje komunikacionog linka u milimetarskom opsegu u urbanoj sredini.

Interesovanje za komunikacione sisteme u 60 GHz opsegu učestanosti je podstaknuto velikim komercijalnim potencijalom. Potpuno integrisani primopredajnici za gigabitne brzine protoka [9] mogu u skorijoj budućnosti u potpunosti zameniti WiFi. Monolitna mikrotalasna integrisana kola (MMIK) sa 16 prijemnika [10, 11] i predajnika [12, 13] koja sadrže pomerače faze za fokusiranje snopa su u fazi komer-

cijalizacije. Publikovani su i radovi o MMIK-ovima sa 32 primopredajnika [14]. Sa komercijalnog stanovišta veoma značajna je i primena u bežičnom prenosu HDMI signala - WirelessHD - koji je opisan u literaturi [15].

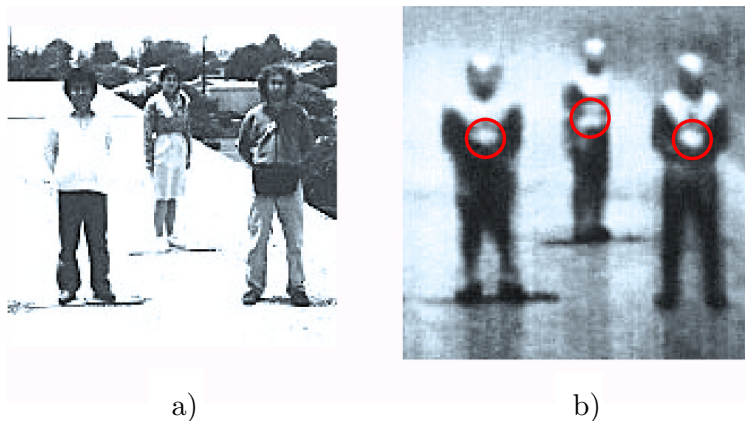


Slika 1: Atmosfersko slabljenje radio talasa [16].

Pored komunikacionih sistema, milimetarski opseg učestanosti se koristi i u medicinskim, bezbednosnim i industrijskim primenama. Generisanje slike na osnovu pasivnog prijema zračenja u milimetarskom opsegu učestanosti je postalo rasprostranjeno zahvaljujući napretku tehnologije, iako je osnovni princip funkcionisanja poznat još od razvoja modela zračenja crnog tela na početku 20. veka. Model zra-

čjenja crnog tela predviđa da sva tela na temperaturi iznad apsolutne nule emituju zračenje, od kojih učestanosti 35, 94, 140 i 220 GHz spadaju u milimetarski opseg [17].

Zračenje crnog tela se može pretvoriti u sliku prijemnikom sa dvodimenzionalnim antenskim nizom i daljom digitalnom obradom signala. Slika se formira obradom signala sa svih antena, koja odgovara fokusiranju dvodimenzionalnog niza na zadatu tačku. Intenzitet primljenog zračenja odgovara temperaturi tela i predstavlja se nijansom sive boje. Primer pasivnog prijema u bezbednosnim primenama je prikazan na slici 2, gde su prikazane slike dobijene u optičkom i milimetarskom spektru. Iako slika iz optičkog dela spektra (a) ima mnogo više detalja, na njoj se ne vide metalni predmeti skriveni ispod odeće, koji se jasno vide na slici dobijenoj iz milimetarskog spektra (b).



a) slika u optičkom spektru; b) slika u milimetarskom opsegu učestanosti

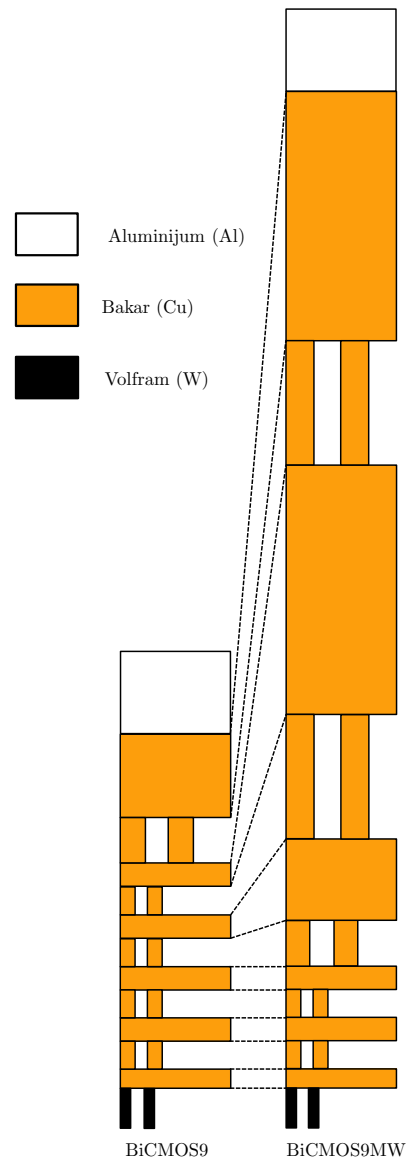
Slika 2: Slike u optičkom i mikrotalasnom opsegu [6].

Generisanje slike pasivnim prijemom u milimetarskom opsegu učestanosti ima primene u aerodromskim skenerima, koji za razliku od rendgenskog skenera ne ozračuju putnike. Prijemni antenski niz je fizički mnogo manji, lakši, jeftiniji i sigurniji od rendgena, tako da se može ugraditi na prometnim mestima bez bojazni za sigurnost ljudi u slučaju kvara.

Pored pasivnog skeniranja, može se koristiti i aktivno skeniranje [18]. U slučaju aktivnog skeniranja pored prijemnog postoji i predajni antenski niz. Aktivno skeniranje se uglavnom koristi u medicinske i svrhe nedestruktivnog ispitivanja.

Značaj razvoja i komercijalni potencijal MMIK-a u milimetarskom opsegu učestanosti se može prepoznati na osnovu akcija proizvođača integrisanih kola. Na slici 3 su prikazane dve varijante metalizacije BiCMOS procesa koje nudi proizvođač

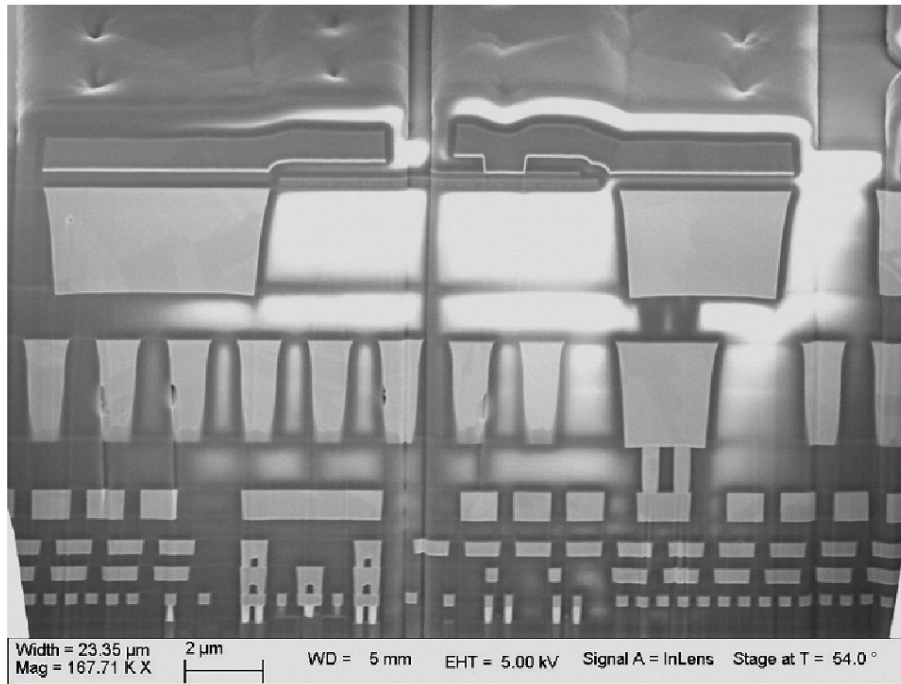
integriranih kola ST Microelectronics [19, 20].



Slika 3: Metalizacije za ST Microelectronics procese BiCMOS9 i BiCMOS9MW.

Obe varijante imaju identične poluprovodničke strukture i broj metala, ali se razlikuju u debljini i rastojanju metala. Varijanta prikazana na levoj strani slike 3, označena sa BiCMOS9, je predviđena za veliku gustinu integracije, dok je varijanta sa desne strane, označena sa BiCMOS9MW, predviđena za primene u milimetarskom opsegu učestanosti. Povećanje debljine metala i rastojanja od supstrata i najnižeg sloja metala omogućava projektovanje pasivnih struktura sa većim faktorom dobrote, odnosno manjim gubicima. Manji gubici pasivnih struktura doprinose boljim performansama, kao što su manji fazni šum oscilatora, manji doprinos gubitaka

ulaznog filtra faktoru šuma malošumnog pojačavača i većoj efikasnosti pojačavača snage. Poprečni presek BiCMOS9MW dobijen skenirajućim elektronskim mikroskopom (SEM) je prikazan na slici 4, na kojoj se mogu videti dimenzije metala u pravoj razmeri, kao i trapezni profil koji je posledica procesa proizvodnje.



Slika 4: SEM poprečni presek ST Microelectronics procesa BiCMOS9MW [21].

Odluka proizvođača integrisanih kola da napravi poseban postupak metalizacije za mikrotalasna integrisana kola nije bez osnova, pošto u RF i mikrotalasnim kolima karakteristike metala za povezivanje i pasivnih struktura značajno utiču na performanse [22]. Drugim rečima, parametri aktivnih i pasivnih komponenti nisu dovoljni da bi se u potpunosti mogle predvideti performanse RF i mikrotalasnih kola. Za učestanosti iznad 10 GHz parazitne kapacitivnosti, otpornosti i induktivnosti imaju značajnog uticaja. U milimetarskom opsegu učestanosti se moraju uzeti u obzir i efekti konačne brzine prostiranja, kao i izračivanja.

Poluprovodničke komponente u MMIK-ovima, kao što su tranzistori, se uglavnom mogu smatrati komponentama sa koncentrisanim parametrima, ali se pasivne strukture i vodovi za povezivanje blokova moraju analizirati kao komponente sa raspodeljenim parametrima [23]. Klasičan mikrotaladni pristup projektovanju, baziran na S parametrima komponenti, se može koristiti za projektovanje kola sa raspodeljenim parametrima. Tranzistori su karakterisani svojim S parametrima, koji sadrže sve parazitne elemente (uključuju i parazitne elemente pakovanja), u datim uslovima

polarizacije. Veoma često je dostupan samo jedan set S parametara u ograničenom opsegu učestanosti. Iako univerzalno primenljiv, klasičan mikrotalasni pristup je prirodan za diskretne pojačavače, gde su parametri tranzistora nepromenljivi i gde su vodovi uglavnom napravljeni u tehnici dvostranih štampanih veza sa jednim dielektrikom.

Metodologija projektovanja integrisanih kola se oslanja na veoma složene i parametrizovane modele, kao što su BSIM [24] i PSP [25] za MOSFET i VBIC [26] i HICUM [27] za bipolarne tranzistore. Dimenzije tranzistora se mogu birati u širokom opsegu vrednosti za koje je model validan, kao i uslovi polarizacije, tako da postoji više stepena slobode u projektovanju. Projektovana kola se mogu simulirati u vremenskom i frekvencijskom domenu, u linearnom i nelinearnom režimu i u specijalizovanim tipovima simulacija. Rezultati simulacije dobro podešenog simulatora i adekvatnog modela su validni od jednosmernog režima do učestanosti koje su iznad učestanosti jediničnog strujnog pojačanja (presečne učestanosti) tranzistora f_T .

Nedostatak klasične metodologije projektovanja integrisanih kola se ogleda u tome što se pretpostavlja da sve komponente imaju koncentrisane parametre. Pored toga, alati za ekstrakciju parazita uglavnom zanemaruju induktivnost metalnih vodova za povezivanje, parazitne elektromagnetske sprege, kao i preslušavanje kroz provodni supstrat.

Talasna dužina signala učestanosti 60 GHz od 2.8 mm u silicijumskom integrisanom kolu zahteva analizu koja uzima u obzir raspodeljenost parametara kola, ali i omogućava korišćenje mikrotalasnih struktura. Raspoloživost mikrotalasnih struktura otvara nove mogućnosti projektovanja, ali se metodologija projektovanja mora prilagoditi. Projektovanje kola u milimetarskom opsegu zahteva kombinaciju mikrotalasne i metodologije projektovanja integrisanih kola, kako bi se uzeli u obzir efekti raspodeljenosti parametara i iskoristila fleksibilnost stepena slobode koje pružaju sofisticirani modeli tranzistora.

Specifičnosti tehnologije integrisanih kola se ogledaju u kompleksnim višeslojnim metalnim strukturama, velikom broju komponenti i njihovih priključaka, kao i ograničenjima u vidu pravila projektovanja. Savremena integrisana kola imaju veliki broj metalnih slojeva, obično 5 do 9, gde su širine vodova samerljive sa debljinom, koja je u opsegu od nekoliko stotina nanometara do nekoliko mikrometara. Pored toga, dielektrik se sastoji od velikog broja slojeva različite permitivnosti - uobičajeno je da se koriste tri dielektrična sloja između dva metala. Upotreba elektromagnetskog simulatora je neophodna za karakterizaciju složenih struktura koje se mogu

napraviti u integrisanom kolu.

Tipične debljine metala u integrisanim kolima su značajno manje od tipičnih debljina provodnika u tehnologiji štampanih veza, koje su reda veličine nekoliko desetina mikrometara. Raspodela struje u provodniku u tehnologiji integrisanih kola i štampanih veza na istoj učestanosti će se značajno razlikovati usled različitih debljina provodnika, a istih ili sličnih dubina prodiranja. Dubina prodiranja je određena permeabilnošću i provodnošću metala i radnom učestanošću. U tehnologiji štampanih veza skin efekat je izražen, odnosno gotovo sva struja je koncentrisana na površini provodnika, za gotovo sve učestanosti od interesa u RF kolima. Skin efekat u tehnologiji integrisanih kola je izražen na značajno višim učestanostima usled manje debljine provodnika, koja je u opsegu od nekoliko stotina nanometara do nekoliko mikrometara, odnosno koja je za bar red veličine manja od debljine provodnika u tehnologiji štampanih veza. Razlika u raspodeli struje utiče na mehanizme gubitaka, ali i na samoinduktivnost i karakterističnu impedansu voda. Raspodela struje u provodniku je značajna i za tačnost rezultata elektromagnetske simulacije. Od interesa je proučiti u kom opsegu učestanosti skin efekat postaje izražen, pošto se u njemu značajno menja zavisnost gubitaka od učestanosti i unutrašnja samoinduktivnost.

Pravila projektovanja fizičke realizacije integrisanih kola određuju minimalne i maksimalne širine, rastojanja i površinske gustine metala i ostalih slojeva. Ograničenja su posledica tehnoloških procesa izrade, kao što su hemijsko-mehaničko poliranje pri planarizaciji i rezolucija litografije, i mehaničkih osobina materijala, tako da ih nije moguće menjati. Pravilo projektovanja koje određuje minimalnu površinsku gustinu metala zahteva da se ubace strukture za popunjavanje koje nemaju funkciju, ali mogu degradirati performanse ukoliko se njihov uticaj ne uzme u obzir, odnosno ukoliko se popunjavanje izvrši na nekontrolisani način. Ograničenje po maksimalnoj gustini zahteva prosecanje metala radi smanjenja mehaničkog naprezanja i prevelike varijacije debljine metala u toku postupka planarizacije. Nekontrolisano prosecanje metala može promeniti raspodelu struje i samim tim električne karakteristike vodova.

Uticaj stopica i žica za povezivanje integrisanog kola sa ostatkom sistema je sve izraženiji sa porastom učestanosti i mora se uzeti u obzir tokom projektovanja integrisanog kola. Isto tako, kod integrisanih kola koja se se izrađuju na provodnom silicijumskom supstratu, provodni supstrat unosi gubitke usled kondukcioničkih i vrtložnih struja, koje smanjuju faktor dobrote integrisanih kalemova. Takođe, preslušavanje kroz supstrat može degradirati performanse RF sistema do granice

neupotrebljivosti.

Jedno od prvih pitanja koje se predstavlja pred projektanta sistema koji rade u milimetarskom opsegu je tehnologija realizacije, CMOS ili bipolarna. Kompromisi u pogledu performansi, pouzdanosti i cene određuju koja tehnologija će se koristiti za datu primenu. Ekonomija masovne proizvodnje je uvek na strani CMOS tehnologija, ali su performanse i pouzdanost na strani bipolarnih tehnologija [21]. Bipolarne tehnologije često sadrže više tipova tranzistora sa različitim probojnim naponima u istom procesu [28], čime se dobija na fleksibilnosti.

Kola predstavljena u ovoj tezi su projektovana u BiCMOS SiGe:C HBT procesu SG25H1 proizvođača IHP Microelectronics [29].

1.2 Organizacija teze

Teza je organizovana po poglavljima na sledeći način:

- Poglavlje 2 sadrži razmatranja o uticaju tehnoloških ograničenja na postupak projektovanja i performanse MMIK-a. Prezentovani su kvalitativni i kvantitativni pokazatelji uticaja tehnoloških ograničenja, kao i smernice projektovanja.
- Poglavlje 3 sadrži razmatranja o povezanosti parametara velikog i malog signala linearnog pojačavača snage. Izvedeni zaključci, uz smernice projektovanja koje uzimaju u obzir tehnološka ograničenja, su primenjeni na projektovanje dva pojačavača snage u 60 GHz-om opsegu učestanosti. Rezultati merenja pokazuju ispravnost pristupa particionisanja elektromagnetskog modela, kao i značaj uticaja lokalnog povezivanja na performanse.
- Poglavlje 4 sadrži postupak projektovanja i rezultate merenja malošumnog pojačavača u 60 GHz-om opsegu učestanosti.
- Poglavlje 5 sadrži postupak projektovanja i rezultate merenja delitelja učestanosti koji radi u opsegu od 30 do 67 GHz.
- Poglavlje 6 sadrži zaključak i završne komentare.

2 Uticaj tehnoloških ograničenja na postupak projektovanja i performanse

Proizvodnja integrisanih kola u CMOS/BiCMOS procesima uglavnom počinje od supstrata p tipa debljine 300 do 700 μm . Poluprovodničke komponente se formiraju u zajedničkom epitaksijalnom sloju p tipa, ili u selektivno formiranim p jamama, u zavisnosti od procesa proizvodnje.

Proces proizvodnje se može podeliti na dve faze: formiranje poluprovodničkih komponenti (engl. *Front End Of Line* - FEOL), i formiranje metalnih interkonekcija (engl. *Back End Of Line* - BEOL). Ovakva podela je prirodna pošto se tehnološki postupci i operacije značajno razlikuju u FEOL i BEOL fazama.

U FEOL fazi koriste se mnogobrojni tehnološki postupci za formiranje poluprovodničkih komponenti, poput litografije, nagrizanja, difuzije, jonskog implantiranja, epitaksijalnog narastanja, depozicije, termičke obrade itd. Rezultat FEOL faze su potpuno formirane poluprovodničke komponente, koje se u narednim fazama ne menjaju. Broj maski koji je potreban u FEOL fazi je veliki usled velikog broja tehnoloških operacija. Karakteristično za ovu fazu je da maske za formiranje poluprovodničkih komponentni nisu nezavisne, tako da bi promena jedne komponente zahtevala ponovno pravljenje gotovo svih maski.

U BEOL fazi proizvodnje integrisanog kola formiraju se metali i vie (interkonekcije između slojeva) za povezivanje. Broj tehnoloških postupaka je značajno manji u odnosu na FEOL fazu - uglavnom se koriste litografija, depozicija metala, nagrizanje i planarizacija. Metali su u potpunosti nezavisni osim u tačkama vertikalnog povezivanja susednih metala, tako da je moguće promeniti funkcionalnost integrisanog kola (engl. *Metal Options*) promenom malog broja maski. Ova mogućnost je posebno interesantna za kola koja rade na veoma visokim učestanostima, gde rutiranje signala integrisanim tranzistorskim ili diodnim prekidačima zahteva dodatne mikrotalasne strukture i potencijalno degradira performanse sistema. Opcija promene metalne maske omogućava da se uz neznatno veći broj maski mogu dobiti dve verzije integrisanog kola, i veoma je značajna imajući u vidu da je cena kompleta maski za 90 nm proces oko \$1M [30].

Skaliranje CMOS tehnologija je doprinelo minijaturizaciji integrisanih kola, ali

i povećanju radnih učestanosti digitalnih i RF kola smanjenjem internih parazitnih efekata. Međutim, usled smanjenja internih parazitnih efekata, parazitne kapacitivnosti i otpornosti metala za povezivanje imaju značajan uticaj na performanse u naprednim tehnologijama. Vodovi za povezivanje u starijim CMOS procesima su pravljani od aluminijuma, dok napredni procesi koriste bakar. Prednost bakra za izradu metalnih veza se ogleda u većoj provodnosti i otpornosti na elektromigraciju, ali je postupak proizvodnje značajno složeniji. Reprezentativni BEOL naprednih CMOS/BiCMOS procesa i uticaj tehnoloških ograničenja na performanse je predstavljen u odeljku 2.1.

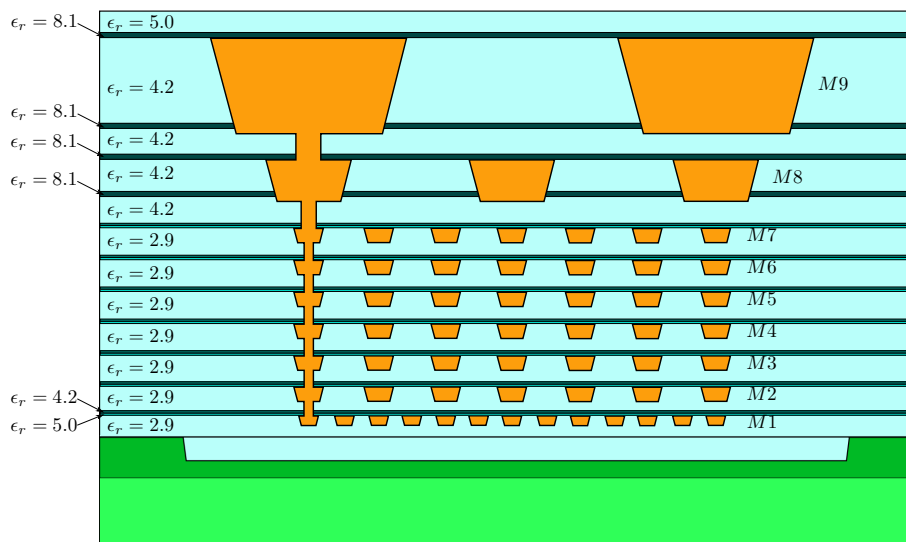
Litografija u naprednim procesima se koristi za formiranje tragova širine svega nekoliko desetina ili stotina nm. Dubina fokusa litografske opreme zahteva da se koriste postupci planarizacije kako bi se neravnine svele na prihvatljiv nivo. Zahtevi za planarnošću su strožiji sa smanjivanjem minimalne širine traga i brojem metala. Planarizacija integrisanog kola se vrši postupkom hemijsko-mehaničkog poliranja (engl. *Chemical Mechanical Polishing* - CMP). Postupak CMP zahteva da procenat površinske gustine metala bude u određenim granicama, usled čega je potrebno izvršiti popunjavanje metalom u oblastima male gustine ili prosecati oblasti prevelike gustine metala. Pravila o procentu površinske gustine metala mogu biti globalna, na površini celog čipa, i lokalna, na kvadratu određene površine. Lokalna pravila o procentu površinske gustine metala su restriktivnija, pošto zahtevaju da procenat popunjenosti metala bude u zadatim granicama na svakom kvadratu. Nekontrolisano popunjavanje ili prosecanje metala može imati veliki uticaj na performanse, kao što će biti pokazano u odeljku 2.2.

Provodnost supstrata u silicijumskim tehnologijama može imati značajan uticaj na performanse pasivnih komponenti korišćenih u RF kolima i doprineti parazitnom preslušavanju. Navedeni efekti mogu imati uticaj na ostvarive performanse celog RF sistema i na sistemske odluke, kao što su planiranje arhitekture i izbor učestanosti lokalnog oscilatora. Uticaj provodnog supstrata na performanse je predstavljen u odeljku 2.3.

Povezivanje integrisanog kola koje radi na visokim učestanostima na štampanu ploču se mora veoma pažljivo analizirati i uzeti u obzir u toku projektovanja. U odeljku 2.4 analiziran je uticaj stopica i žica za povezivanje, kao i potencijalna rešenja.

2.1 BEOL naprednih CMOS/BiCMOS procesa

Reprezentativni poprečni presek BEOL-a naprednog CMOS procesa sa devet slojeva metala prikazan je na slici 5. Napredni CMOS i BiCMOS procesi ne koriste SiO_2 za izolaciju metalnih provodnika, već dielektrike niže permitivnosti (engl. *low-k*) da bi se smanjila ukupna parazitna kapacitivnost [31]. Dielektrici sa manjim ϵ_r nisu mehanički stabilni, tako da je ograničena praktično ostvariva debljina i stoga se ne koriste u višim slojevima, gde su metali veće debljine. Pored dielektričnih slojeva za izolaciju, koriste se i pomoćni dielektrični slojevi koji zaustavljaju difuziju bakra (engl. *diffusion stoppers*) i koriste se prilikom formiranja bakarnih provodnika (engl. *copper liners*) [30]. Pomoćni dielektrični slojevi su tanki, reda desetina nanometara, ali imaju značajno veću permitivnost. Usled smanjivanja debljine dielektrika između susednih slojeva metala, doprinos pomoćnih dielektrika ukupnoj efektivnoj permitivnosti nije zanemarljiv. Kapacitivnost prema provodnicima u susednim slojevima metala je gotovo ista kao kada bi se koristio SiO_2 , ali je kapacitivnost prema provodnicima u istom sloju metala značajno manja, usled čega se smanjuje preslušavanje. Preslušavanje prema provodnicima u susednim slojevima metala se može smanjiti ortogonalnim rutiranjem.



Slika 5: BEOL naprednog CMOS procesa.

Veliki broj dielektričnih slojeva je karakterističan za tehnologiju integrisanih kola, dok se u tehnologiji štampanih veza tipično koristi samo jedan dielektrik. Dielektrici u integrisanom kolu imaju veoma male gubitke, tipično $\tan \delta_{\text{SiO}_2} < 10^{-4}$, dok su gubici u često korišćenom dielektriku u tehnologiji štampanih veza FR4 značajno

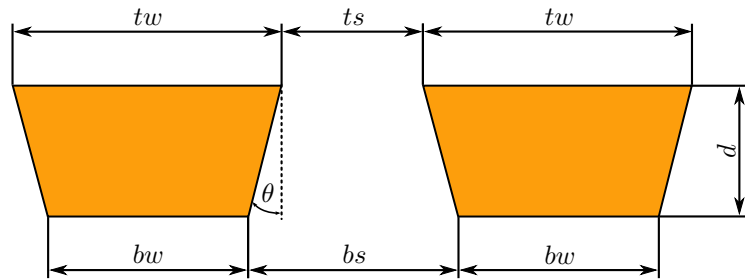
veći, $\tan \delta_{FR4} = 0.02$ [32]. Velika razlika u tangensu gubitaka ima za posledicu da su gubici u dielektriku dominantni u tehnologiji štampanih veza, dok su gubici u provodnicima dominantni u tehnologiji integrisanih kola.

Provodnici u najnižem sloju metala M1 imaju manju minimalnu širinu i rastojanje metalnih provodnika, kako bi se omogućila maksimalna gustina lokalnog povezivanja. Usled manje minimalne širine, sloj metala M1 ima i manju debljinu pošto je maksimalni odnos debljine i širine metala (engl. *Aspect Ratio* - AR) određen tehnologijom proizvodnje [31]. Tipična debljina sloja metala M1 u 90 nm CMOS procesu je 240 nm, dok su minimalna širina i rastojanje tipično 120 nm, što odgovara vrednosti AR od 2. Smanjivanjem fizičkih dimenzija metalnih provodnika njihova širina se približava veličini domena zrnaste strukture metala, usled čega do izražaja dolaze novi efekti transporta elektrona [33]. Povećanje otpornosti bakra usled rasejanja elektrona na granicama domena zrnaste strukture metala je oko 40% za provodnik širine 100 nm, dok je 100% za provodnik širine 50 nm [33]. Zavisnost efektivne specifične provodnosti od širine provodnika je efekat koji gotovo da nije dolazio do izražaja u 350 nm CMOS procesu, dok je u naprednijim procesima veoma izražen, i može dovesti do velike greške u proceni kašnjenja digitalnih kola. Pored zavisnosti provodnosti od širine provodnika, na otpornost provodnika utiče i globalna i lokalna gustina metala u istom sloju usled efekata erozije i udublivanja koji se javljaju usled CMP-a.

Kompleksna zavisnost otpornosti provodnika od geometrije, gde ne važi skalabilnost u smislu da provodnici dimenzija (dužina/širina) 10/1 μm i 1/0.1 μm imaju istu otpornost, kao i od gustine metala u okruženju, su karakteristični za proces proizvodnje integrisanih kola. Slični efekti ne dolaze do izražaja kod štampanih veza ili tankoslojnih hibridnih kola, gde se ne koristi CMP za planarizaciju i kod kojih su dimenzije provodnika značajno veće. Ovo je samo jedan od primera koji pokazuje da se klasični mikrotalasni pristup projektovanja, razvijen za tehnologiju štampanih veza, ne može uvek direktno primeniti u integrisanim kolima bez razumevanja efekata koji potiču od specifičnosti postupka izrade.

Upotreba CMP postupka planarizacije rezultuje provodnicima izuzetno glatke površine, tako da su gubici usled površinskih neravnina zanemarivi. Gubici usled površinskih neravnina u tehnologiji štampanih veza mogu značajno smanjiti efektivnu provodnost. Na primer, provodnost bakra iznosi $\sigma_{\text{Cu}} = 5.8 \cdot 10^7$ S/m, dok efektivna provodnost usled površinskih neravnina može biti skoro tri puta manja $\sigma_{\text{Cu,eff}} = 2.0 \cdot 10^7$ S/m [32].

Poprečni presek bakarnog provodnika, prikazan na slici 6, je trapeznog oblika usled damaskijan procesa proizvodnje [34]. Dimenzije provodnika tipičnog 90 nm CMOS procesa su date u Tabeli 1, gde su oznake usvojene sa slike 6. Kolona AR predstavlja odnos debljine i minimalne širine metala, dok h predstavlja tipično rastojanje (visinu) metala iznad p supstrata.



Slika 6: Trapezni poprečni presek Cu provodnika.

Tabela 1: Dimenzije provodnika tipičnog 90 nm CMOS procesa.

Metal	h [nm]	d [nm]	w [nm]	tw [nm]	bw [nm]	ts [nm]	bs [nm]	θ [°]	AR
M1	780	240	120	160	120	80	120	9.5	2.0
M2-M7	$1340 + n \cdot 630$	310	140	180	130	100	140	9.2	2.2
M8	5500	850	420	560	420	280	400	9.4	2.0
M9	7100	3400	2000	2300	2000	1700	2000	5.0	1.7

Fizičke dimenzije i oblik provodnika u naprednim CMOS procesima imaju velikog uticaja na električne osobine vodova i pasivnih komponenti, koje se značajno razlikuju od odgovarajućih struktura u tehnologiji štampanih veza. Pored osobina samih provodnika, nehomogeni višeslojni dielektrik i provodni supstrat značajno utiču na električne osobine i ostvarive performanse komponenti i sistema.

Velika vrednost AR , odnosno odnosa debljine i minimalne širine metala ima velikog uticaja na podužnu kapacitivnost traga prema supstrata koja je [35]:

$$\frac{C'}{\epsilon_0 \epsilon_r} = 1.15 \frac{w}{h} + 2.80 \left(\frac{d}{h} \right)^{0.222}. \quad (2)$$

Jednačina (2) je izvedena za slučaj provodnika pravougaonog poprečnog preseka. Korekcija za slučaj trapeznog poprečnog preseka je razmatrana u literaturi [36].

Publikovani rezultati navode da trapezni provodnik kod koga je $tw = d$ i ugao stranice $\theta = 10^\circ$ ima 10% manju podužnu kapacitivnost od kvadratnog provodnika istih dimenzija.

Prvi član u jednačini (2) zavisi od širine provodnika i predstavlja doprinos kapacitivnosti donje i gornje strane provodnika, dok drugi član predstavlja doprinos bočnih stranica (engl. *fringing capacitance*) i ne zavisi od širine provodnika, već je određen debljinom. Na primer, za provodnik minimalne širine od 2 μm u sloju metala M9, doprinos podužnoj kapacitivnosti usled širine provodnika (prvi član) iznosi 0.32, dok je doprinos bočnih stranica (drugi član) 2.38. Doprinosi kapacitivnosti će se izjednačiti tek za 7.4 puta širi trag od minimalne širine, odnosno za udvostručenu kapacitivnost provodnika otpornost se smanjuje 7.4 puta. Veliki udeo kapacitivnosti bočnih stranica u podužnoj kapacitivnosti provodnika je karakterističan za tehnologiju integrisanih kola, pošto su širine provodnika koje se najčešće koriste srazmerne debljini. Na primer, u prikazanoj tehnologiji približna širina 50 Ω mikrostrip trake voda u sloju metalu M9 iznad sloja metala M1 je oko 9 μm , za koju je odnos doprinosa kapacitivnosti 1.7/2.5. Mikrostrip vod karakteristične impedanse 50 Ω u tehnologiji štampanih veza na supstratu RO3003, permitivnosti $\epsilon_r = 3.0$, visine dielektrika $h = 125 \mu\text{m}$, debljine metala $d = 17.5 \mu\text{m}$ ima širinu od 287 μm . U tom slučaju odnos doprinosa kapacitivnosti iznosi 2.6/1.8. U slučaju mikrostrip voda u integrisanom kolu dominantni član u kapacitivnosti potiče od bočnih stranica, dok u slučaju tehnologije štampanih veza dominantni član kapacitivnosti potiče od donje stranice provodnika. Kapacitivnost bočnih stranica je dominantna u tehnologiji integrisanih kola zbog toga što je debljina mikrostrip trake voda (9 μm) samerljiva sa debljinom (3.4 μm), dok je u tehnologiji štampanih veza širina mikrostrip trake voda (287 μm) značajno veća od debljine (17.5 μm). Pored toga, u tehnologiji štampanih veza je uobičajeno da je mikrostrip traka iznad dielektrika, dok je u tehnologiji integrisanih kola obuhvaćena dielektrikom, čime se dodatno povećava udeo kapacitivnosti bočnih stranica. Stoga je u tehnologiji integrisanih kola kritična kontrola debljine metala, dok je u tehnologiji štampanih veza kritična kontrola širine traga. Kontrola širine provodnika je u obe tehnologije uslovljena tačnošću litografije i nagrizanja, koje su mnogo preciznije u tehnologiji integrisanih kola. Kontrola debljine provodnika u tehnologiji integrisanih kola je uslovljena lokalnom i globalnom gustinom metala usled CMP-a. Debljina metalnog provodnika, a samim tim i kapacitivnost i karakteristična impedansa, je uslovljena okolnim strukturama u metalu. Okolne strukture ne moraju interagovati putem elektromagnetskog polja

sa mikrostrip vodom, ali imaju uticaj na karakterističnu impedansu usled promene debljine.

Povlačenje struje prema površini provodnika na visokim učestanostima (skin efekat) nastaje usled indukovanih vrtložnih struja u provodniku - slika 7. U slučaju provodnika kružnog poprečnog preseka raspodela struje ima oblik [37]:

$$J(u) = J(0)\{\operatorname{Re}(J_0(u)) + j \operatorname{Im}(J_0(u))\}, \quad (3)$$

gde su $u = \sqrt{-j}s$, $s = k'r$, $k' = \sqrt{\omega\mu\sigma}$, r rastojanje od ose provodnika, $J(0)$ gustina struje duž ose provodnika i J_0 Beselova funkcija nultog reda.

Na visokim učestanostima izraz (3) se može aproksimirati kao [37]:

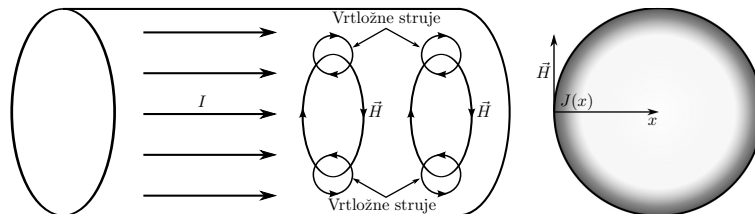
$$J(x) = J_S e^{-x/\delta}, \quad (4)$$

gde su J_S površinska gustina zapreminske struje, x rastojanje od površine provodnika i δ dubina prodiranja. Izraz (3) je strikto tačan za provodnike kružnog poprečnog preseka, dok aproksimacija 4 važi i za provodnike poluprečnika krivine $R \gg \delta$. Dubina prodiranja δ je data sa:

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi\mu\sigma f}}, \quad (5)$$

gde su μ permeabilnost i σ provodnost materijala, dok je f radna učestanost. U slučaju bakarnog provodnika ($\sigma_{\text{Cu}} = 5.8 \cdot 10^7 \text{ S/m}$) dubina prodiranja je približno:

$$\delta_{\text{Cu}} \approx \frac{2 \mu\text{m}}{\sqrt{f [\text{GHz}]}}. \quad (6)$$



Slika 7: Skin efekat.

Izraženi skin efekat ima za posledicu da podužna srednja snaga gubitaka zavisi samo od obima provodnika, a ne od poprečnog preseka. U slučaju izraženog skin

efekta ($\delta \ll d$) srednja snaga gubitaka po jedinici površine provodnika je [37]:

$$\frac{P_J}{S} = \sqrt{\frac{\pi\mu f}{\sigma}} |H_0|^2 = R_S |H_0|^2, \quad (7)$$

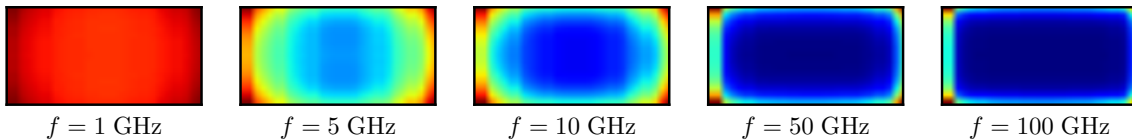
gde su H_0 kompleksna efektivna vrednost tangencijalne komponente vektora \vec{H} na površi provodnika i R_S površinska otpornost provodnika. Usled skin efekta, na visokim učestanostima površinska otpornost provodnika R_S raste sa \sqrt{f} .

Tipična debljina metala od 3 μm u tehnologiji integrisanih kola (Tabela 1) je značajno manja od tipičnih debljina metala u tehnologiji štampanih veza, koja za mikrotalasne primene iznosi 17.5 ili 35 μm . Dubina prodiranja za bakarni provodnik δ_{Cu} na učestanosti od 1 GHz iznosi približno 2 μm . U provodniku kružnog provodnika prečnika $d = 17.5 \mu\text{m}$, koji po dimenzijama odgovara provodniku u tehnologiji štampanih veza, skin efekat će biti izražen pošto je $\delta \ll d$. U slučaju provodnika prečnika $d = 3 \mu\text{m}$ uticaj skin efekta na istoj učestanosti je zanemarljiv, pošto je dubina prodiranja veća od poluprečnika provodnika. Iako očigledan, ovaj zaključak je veoma važan pošto je većina postupaka projektovanja i softverskih alata napravljena pod pretpostavkom da je skin efekat izražen.

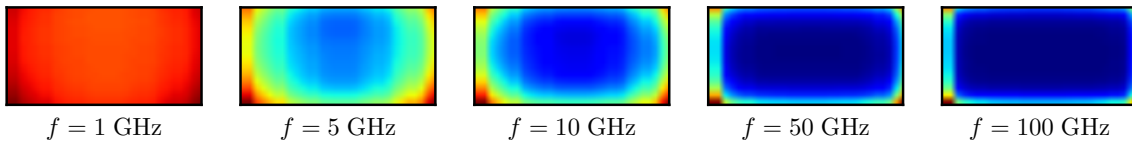
U slučaju kada je pretpostavka o izraženom skin efektu validna, što je uglavnom tačno za tehnologiju štampanih veza, intenzitet struje u unutrašnjosti provodnika je približno 0. Provodnik se u tom slučaju može zameniti beskonačno tankim metalnim pločama bez gubitka tačnosti, što većina planarnih elektromagnetskih simulatora radi. Čak i 3D FEM simulatori, kao što je Ansoft HFSS, podrazumevaju da je skin efekat izražen, i da je struja ograničena uz površ provodnika. Usled toga, mnogi simulatori vrši podelu samo po površini provodnika, a ne i po zapremini, čime se gubi informacija o raspodeli struje u provodniku. Stoga je potrebno proveriti da li je skin efekat izražen na radnoj učestanosti od interesa, i podesiti elektromagnetski simulator na odgovarajući način. Ukoliko je potrebno, unutrašnjost provodnika se može eksplicitno uključiti u proces podele na elemente zapremine, čime se značajno uvećava broj elemenata u simulaciji, a samim tim i vreme trajanja simulacije. Tačna raspodela struje u unutrašnjosti provodnika se može dobiti i planarnim simulatorima podelom provodnika na n beskonačno tankih paralelnih metalnih ploča kojima se modeluje debljina provodnika, kao što je urađeno u literaturi [38]. Podelom provodnika na n ploča broj elemenata se povećava takođe n puta, dok se vreme izvršavanja može povećati i do n^3 u zavisnosti od primenjenog algoritma u elektromagnetskom simulatoru. Elektromagnetski simulatori koji koriste metodu momenata i bazisne

funkcije višeg reda, kao što je WIPL-D, mogu tačno izračunati uticaj skin i efekta blizine, bez potrebe za potpodelom provodnika [39, 40].

Raspodela struje u pravougaonim provodnicima se ne može dobiti analitičkim putem, već je potrebno upotrebiti numeričke metode [41, 42]. Na slikama 8 i 9 prikazana je gustina struje u provodniku pravougaonog poprečnog preseka širine $w = 6 \mu\text{m}$ i debljine $d = 3 \mu\text{m}$, u slučajevima kada je provodnik u slobodnom prostoru i na visini od $9.16 \mu\text{m}$ iznad beskonačne mase (mikrostrip voda). Raspodela struje u slučaju provodnika u slobodnom prostoru je vertikalno i horizontalno simetrična, dok je u slučaju mikrostrip trake voda samo vertikalno simetrična usled efekta blizine beskonačne mase. Može se uočiti da je za tipične dimenzije provodnika u integrisanim kolima skin efekat na učestanosti od 1 GHz gotovo zanemarljiv, dok je na učestanosti od 10 GHz izražen.



Slika 8: Skin efekat u pravougaonom provodniku u slobodnom prostoru
 $w = 6 \mu\text{m}$, $d = 3 \mu\text{m}$.



Slika 9: Skin i efekat blizine u mikrostrip traci voda $w = 6 \mu\text{m}$, $d = 3 \mu\text{m}$,
 $h = 9.16 \mu\text{m}$.

Skin efekat je gotovo zanemarljiv na učestanosti od 1 GHz pošto je dubina prodiranja δ ($\approx 2 \mu\text{m}$ za C_u) manja od polovine debljine provodnika, dok je na 10 GHz $\delta \approx 2 \mu\text{m}/\sqrt{10} \approx 630 \text{ nm}$. Kritična učestanost na kojoj se dubina prodiranja izjednači sa polovinom debljine provodnika kružnog poprečnog preseka $\delta = d/2$ je:

$$f_{sc} = \frac{4}{\pi\mu\sigma d^2}. \quad (8)$$

Izraz (8) striktno važi samo za provodnike kružnog poprečnog preseka, ali se može upotrebiti kao gruba indikacija učestanosti na kojoj dolazi do prelaznog režima u provodnicima pravougaonog poprečnog preseka. Tačniji izrazi za opseg učestanosti prelaznog režima su dati u literaturi [43]. Učestanost na kojoj počinje prelazni režim

je data sa:

$$f_o = \frac{2}{\mu_0} \frac{R'_{wo} R'_{go}}{R'_{wo} + R'_{go}}, \quad (9)$$

gde su R'_{wo} podužna otpornost mikrostrip trake i R'_{go} podužna otpornost mikrostrip mase voda, date sa:

$$R'_{wo} = \frac{1}{\sigma w t}, \quad (10)$$

$$R'_{go} = \frac{1}{\sigma g t}, \quad (11)$$

gde su w širina mikrostrip trake, g širina mikrostrip mase i t debljina provodnika. Učestanost na kojoj je skin efekat u potpunosti izražen je data sa:

$$f_s = \frac{k_s \frac{10t/w}{1 + w/h}}{\pi \mu_0 \sigma t^2}, \quad (12)$$

gde k_s ima vrednost 1.6 za mikrostrip vod.

Učestanosti na kojima dolazi do značajne promene u raspodeli struje, odnosno u kojima skin efekat postaje izražen, su po izrazu (8) u opsegu ($f_{sc}, 10f_{sc}$), odnosno u opsegu (f_o, f_s). U tehnologiji integrisanih kola sa bakarnim provodnicima, dimenzija sa slike 9, izraz (8) predviđa da je prelazni režim približno u opsegu učestanosti (2, 20) GHz, dok f_s ima vrednost od 2.4 GHz.

U prelaznom opsegu učestanosti značajno se menja raspodela struje u provodniku, a samim tim frekvencijska zavisnost gubitaka, usled čega su potrebni kompleksni modeli pasivnih komponenti. Promena raspodele struje u provodniku menja i unutrašnju samoinduktivnost provodnika. Podužna unutrašnja samoinduktivnost provodnika kružnog poprečnog preseka na niskim učestanostima, gde je provodnik u potpunosti ispunjen strujom, iznosi:

$$L'_{LF} = \frac{\mu}{8\pi} = 50 \text{ nH/m}, \quad (13)$$

i ne zavisi od dimenzija provodnika. Povlačenja struje ka površi provodnika usled skin efekta smanjuje podužnu unutrašnju samoinduktivnost i na visokim učestanostima, gde je skin efekat izražen, iznosi [37]:

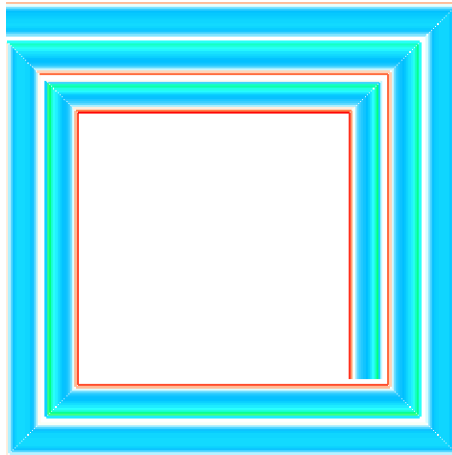
$$L'_{HF} = \frac{1}{2\pi a} \sqrt{\frac{\mu}{4\pi\sigma f}} = \frac{\mu}{4\pi} \frac{\delta}{a} = 2L'_{LF} \frac{\delta}{a} = 100 \frac{\delta}{a} \text{ nH/m}, \quad (14)$$

gde je a poluprečnik provodnika. Unutrašnja samoinduktivnost je približno konstan-

tna do učestanosti $4f_{sc}$, kada je $L'_{LF} = L'_{HF}$, i nadalje opada sa kvadratnim korenom učestanosti. Prethodni rezultat je striktno tačan za provodnike kružnog poprečnog preseka, dok je unutrašnja samoinduktivnost provodnika kvadratnog poprečnog preseka na niskim učestanostima nešto manja i iznosi 48 nH/m [42]. Empirijska formula za unutrašnju samoinduktivnost provodnika pravougaonog poprečnog preseka kod kojeg je $w > d$ na niskim učestanostima je data u literaturi [44]:

$$L'_{LF,rect} = \frac{\mu}{4\pi} \left(0.3 + 0.28e^{-0.14w/d} \right). \quad (15)$$

Na raspodelu struje u provodniku utiču i okolni provodnici i struje kroz njih. Karakterističan primer su integrisani kalemovi kod kojih efekat blizine ima veoma veliki uticaj na raspodelu struje, a samim tim i na vrednost unutrašnje samoinduktivnosti i gubitaka. Raspodela struje u integrisanom kalemu, spoljašnjeg prečnika 200 μm , rastojanja između provodnika 2 μm i širine provodnika 15 μm na učestanosti od 5 GHz, izračunata softverskim alatom ASITIC, je prikazana na slici 10, sa koje se može videti da je efekat blizine veoma izražen. Bojom je označen intenzitet struje, gde zelena boja predstavlja najmanji intenzitet, a crvena najveći intenzitet struje.



Slika 10: Raspodela struje u integrisanom kalemu.

Raspodela struje u provodniku je veoma bitna za tačno izračunavanje faktora dobrote Q usled izraženog efekta blizine. Broj metalnih ploča potrebnih za tačno izračunavanje Q faktora u nekim planarnim simulatorima, kao što je Sonnet EM, se može odrediti eksperimentalno, pošto vrednost faktora dobrote uglavnom monotonno konvergira sa povećanjem broja ploča. Situacija je nešto složenija u slučaju 3D FEM simulatora, gde se tačnost izračunavanja Q faktora može obezbediti promenom

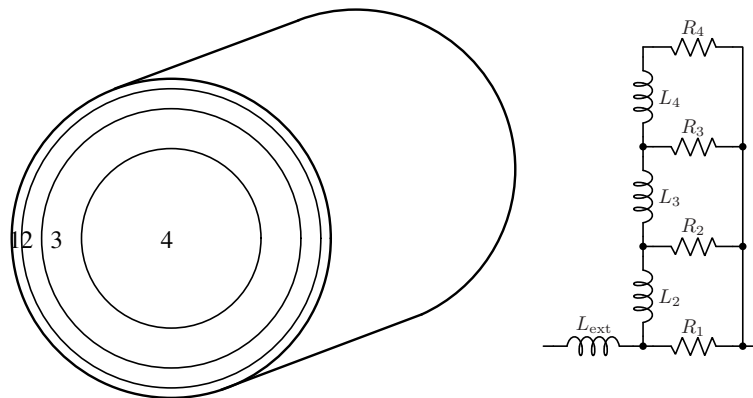
kriterijuma konvergencije. Uobičajeno je da 3D FEM simulatori koriste promenu izračunatih S parametara kao kriterijum konvergencije, što u većini slučajeva daje željene rezultate. Međutim, mala greška u izračunavanju S parametara može prouzrokovati veliku grešku u Q faktoru. Pouzdaniji rezultati mogu dobiti korišćenjem Q faktora kao kriterijuma konvergencije.

Porast otpornosti na visokim učestanostima usled skin efekta se može napisati u obliku:

$$R = R_{\text{DC}} + R_{\text{AC}} \sqrt{\frac{f}{f_0}}. \quad (16)$$

Izraz (16) ne uzima u obzir porast otpornosti usled zračenja. Vrednosti otpornosti i induktivnosti niza paralelnih provodnika na proizvoljnoj učestanosti se mogu izračunati numeričkim metodama [45].

Zavisnost otpornosti od učestanosti predstavlja poteškoću za simulaciju u vremenskom domenu, kao i u nekim tipovima specijalizovanih simulacija za određivanje odziva u ustaljenom periodičnom stanju. Ekvivalentni model skin efekta [44, 46], prikazan na slici 11, se zasniva na podeli provodnika na četiri koncentrične ljuske i može modelovati zavisnost otpornosti od učestanosti u određenom opsegu učestanosti. Pored promene otpornosti sa učestanošću, može se modelovati i promena unutrašnje samoinduktivnosti i efekat blizine, odgovarajućim izborom vrednosti elemenata i finijom podelom zapremine provodnika.



Slika 11: Modelovanje skin efekta.

2.2 Utica j ograničene površinske gustine metala na pravila projektovanja

Smanjivanje dimenzija u naprednim procesima izrade integrisanih kola postavlja stroge granice tolerancija planarnosti da bi se zadovoljili zahtevi za dubinom fokusa u litografskom postupku. Planarizacija se vrši postupkom hemijsko-mehaničkog poliranja (CMP), koji može postići željenu planarnost samo ukoliko se površinska gustina metala nalazi u određenim granicama. Opseg prihvatljivih gustina metala je sve manji sa skaliranjem tehnologija, kao i sa porastom broja metala. Ograničenja po pitanju gustine metala, koja ne postoje u tehnologiji štampanih veza, mogu značajno promeniti postupak projektovanja.

Tipičan opseg prihvatljivih gustina metala u 90 nm procesu je 20% do 70% na prostoru veličine 200x200 μm , dok je u naprednijim procesima još manji. Pored lokalnih pravila o gustini metala, mora se ispuniti i globalna gustina metala na nivou celog integrisanog kola. Problem sa malom gustinom metala se može javiti kod fizički velikih struktura, kao što su vodovi ili integrisani kalemovi, dok se problem sa prevelikom gustinom metala može javiti kod struktura kao što su vodovi za napajanje i globalna masa za signale visoke učestanosti. Postupci za postizanje optimalne gustine metala uz minimalnu degradaciju performansi su proučavani u literaturi [47, 48, 49], kao i u izvesnom broju teza [50, 51].

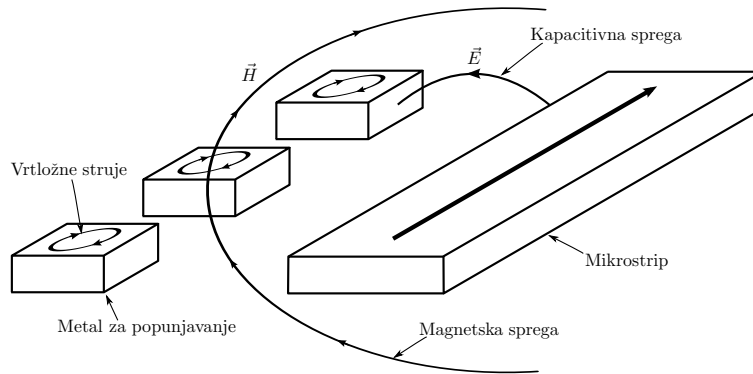
Gustina metala se može dovesti u zahtevani opseg popunjavanjem oblasti sa malom, i prosecanjem u oblastima sa prevelikom gustinom. Oba postupka se mogu izvršiti automatski pomoću pravila koje je odredio proizvođač integrisanih kola, što se uglavnom i radi u slučaju integrisanih kola koja rade na niskim učestanostima. Međutim, dodavanje metala za popunjavanje i/ili prosecanje metala može imati značajnog uticaja na performanse mikrotalasnih integrisanih kola. Stoga je potrebno kvalitativno i kvantitativno razmotriti uticaj dodavanja ili prosecanja metala na performanse.

Postizanje minimalne gustine metala se može ostvariti popunjavanjem metalom projektovanog integrisanog kola ili projektovanjem integrisanog kola sa strukturama koje unapred zadovoljavaju potrebnu gustinu. Popunjavanje metalom projektovanog integrisanog kola raspoređuje postupak projektovanja od ograničenja fizičke realizacije, i moguće ga je primeniti u zavisnosti od tehnoloških parametara i radne učestanosti. Čak i kada je moguće primeniti ovaj pristup, potrebno je razumeti uticaj metala za popunjavanje na performanse. U slučajevima kada usled tehnoloških ograničenja ili radne učestanosti nije moguće raspregnuti postupak projektovanja od fizičkih

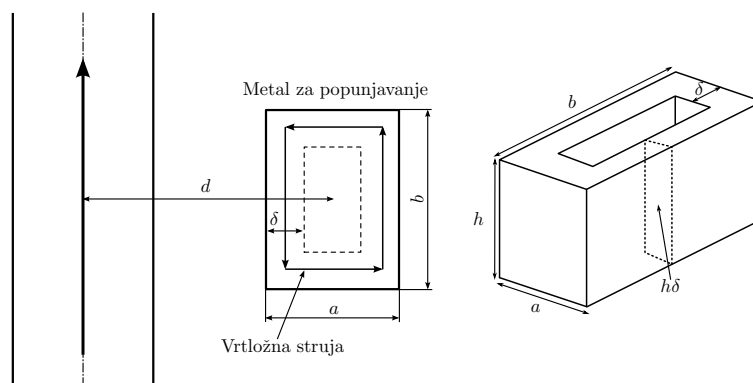
ograničenja, potrebno je pristupiti projektovanju koje u svakoj fazi uzima u obzir tehnološka ograničenja.

Povećanje gustine metala se postiže dodavanjem metalnih ostrva, uglavnom pravougaonog oblika. Metal za popunjavanje u blizini mikrostrip voda menja njegove karakteristike putem elektromagnetske interakcije [52], kao što je prikazano na slici 12.

Interakcija putem električnog polja menja kapacitivnost mikrostrip voda, a sa tim i njegovu karakterističnu impedansu. Promena kapacitivnosti se može korigovati smanjenjem širine voda, ali time se povećavaju gubici. Interakcija putem magnetskog polja indukuje vrtložne struje u metalnim ostrvima, koje takođe povećavaju gubitke. U zavisnosti od dimenzija ostrva, može doći i do parazitnih rezonancija [53]. Detalj indukovane vrtložne struje je prikazan na slici 13.



Slika 12: Elektromagnetska interakcija mikrostrip voda sa metalom za popunjavanje.



Slika 13: Indukovana vrtložna struja u metalu za popunjavanje.

Centar metala za popunjavanje dimenzija a i b i debljine h se nalazi na rastojanju d od centra voda. Ako se pretpostavi da je usled skin efekta vrtložna struja ograni-

čena na oblast uz površ provodnika do dubine prodiranja δ , kao što je prikazano na slici 13, međusobna induktivnost voda i metala za popunjavanje je [54]:

$$M = (b - \delta) \int_{d - \frac{a - \delta}{2}}^{d + \frac{a - \delta}{2}} \frac{\mu}{2\pi x} dx = \frac{\mu(b - \delta)}{2\pi} \ln \left(\frac{2d + (a - \delta)}{2d - (a - \delta)} \right). \quad (17)$$

Pod pretpostavkom da je vrtložna struja ograničena na dubinu prodiranja, poprečni presek konture je $h\delta$, dok je dužina konture $2(a + b - 2\delta)$, otpornost konture u metalu za popunjavanje je:

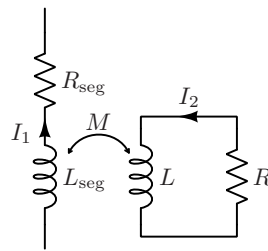
$$R = \rho \frac{2(a + b - 2\delta)}{h\delta}. \quad (18)$$

Samoinduktivnost konture vrtložne struje se može izraziti kao [54]:

$$L = \alpha\delta + \beta, \quad (19)$$

gde α i β zavise od dimenzija a i b . Elektromagnetskom simulacijom je u literaturi [54] određeno da za ostrvo veličine $2 \times 2 \mu\text{m}$ parametri imaju vrednosti $\alpha = -2.3 \cdot 10^{-6}$ i $\beta = 2.5 \cdot 10^{-12}$, dok za ostrvo veličine $4 \times 4 \mu\text{m}$ imaju vrednosti $\alpha = -2.6 \cdot 10^{-6}$ i $\beta = 6.2 \cdot 10^{-12}$.

Metal za popunjavanje se može predstaviti konturom induktivnosti L (19) i otpornosti R (18), koja predstavlja gubitke usled vrtložne struje. Elektromagnetska sprega sekcije voda i metala za popunjavanje se modeluje spregom induktivnosti sekcije voda i metala za popunjavanje, kao što je prikazano na slici 14.



Slika 14: Ekvivalentno kolo interakcije sa metalom za popunjavanje.

Ukupan gubitak sekcije voda je:

$$\begin{aligned}
 P_J &= R_{\text{seg}}|I_1|^2 + R|I_2|^2 \\
 &= R_{\text{seg}}|I_1|^2 + R \left| \frac{\omega M}{R + j\omega L} I_1 \right|^2 \\
 &= \left(R_{\text{seg}} + R \frac{\omega^2 M^2}{R^2 + \omega^2 L^2} \right) |I_1|^2.
 \end{aligned} \tag{20}$$

Iz izraza (20) se može videti da se otpornost sekcije voda u prisustvu metala za popunjavanje uvećava za:

$$R_{\text{fill}} = R \frac{\omega^2 M^2}{R^2 + \omega^2 L^2}. \tag{21}$$

Povećanje otpornosti sekcije voda rezultuje većim gubicima, tako da je potrebno razmotriti uticaj metala za popunjavanje na koeficijent slabljenja voda. Izraz (21) se može upotrebiti za procenu dimenzija i rastojanja struktura za povećavanje gustine metala za koje je njihov uticaj zanemarljiv. Eksperimentalna provera modela gubitaka usled metala za popunjavanje je predstavljena u literaturi [55].

U slučaju kada naknadno popunjavanje metalom već projektovanog integrisanog kola nije moguće usled tehnoloških ograničenja, ili u neprihvatljivoj meri degradira performanse, potrebno je koristiti strukture koje imaju potrebnu gustinu metala. Pojačavač u 65 nm CMOS procesu koji radi na učestanosti od 150 GHz i koristi popunjene mikrostrip vodove je prikazan u literaturi [56]. Potrebna lokalna gustina metala u korišćenom procesu zahteva ubacivanje metala za popunjavanje u blizini, pa čak i ispod mikrotalasnih struktura, čime bi se značajno promenile njihove karakteristike. Autori su doneli odluku da od početka postupka projektovanja uzmu u obzir zahteve za gustinom metala, tako što su proučavali efekte popunjavanja mikrostrip vodova metalom, kako bi izbegli nepredviđene efekte automatskog popunjavanja metalom softverskim alatima proizvođača.

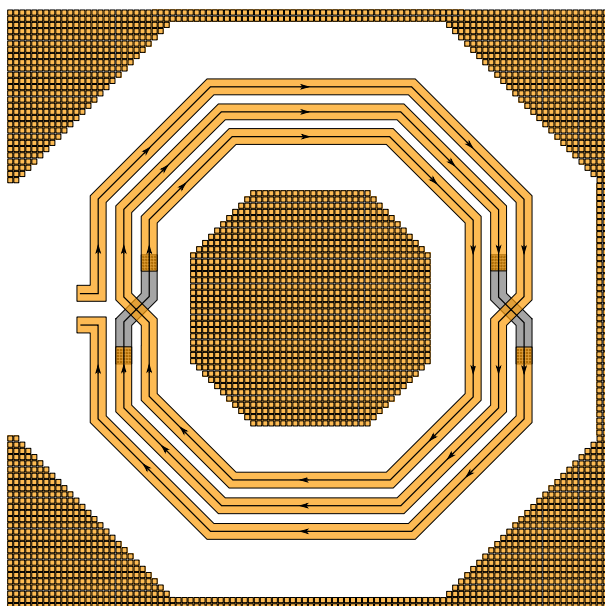
Karakterizacijom uticaja metala za popunjavanje veličine $2 \times 2 \mu\text{m}$ i $1 \times 1 \mu\text{m}$ na karakteristike mikrostrip voda utvrđeno je da podužna kapacitivnost C' gotovo linearno raste sa gustinom popune, dok podužna induktivnost blago opada. Uticaj promene podužnih parametara na karakterističnu impedansu i konstantu propagacije se može aproksimirati kao [56]:

$$\frac{\Delta Z_0}{Z_0} = \left(\frac{\Delta L'}{L'} - \frac{\Delta C'}{C'} \right) / 2, \tag{22}$$

$$\frac{\Delta\beta}{\beta} = \left(\frac{\Delta L'}{L'} + \frac{\Delta C'}{C'} \right) / 2. \quad (23)$$

U literaturi [56] je navedeno da se karakteristična impedansa Z_0 smanjuje 8% za gustinu popune od 25%, odnosno 16% za gustinu popune od 56%, dok se konstanta propagacije β povećava za isti procenat. Popunjavanje mikrostrip voda metalom utiče i na gubitke voda, ali nije navedeno koliki bi se gubici mogli očekivati bez popune, već je data samo izmerena vrednost od 2.2 dB/mm na učestanosti od 150 GHz.

Problem postizanja minimalne gustine metala je izražen kod integrisanih kalemova zbog toga što su njihove dimenzije samerljive ili veće od prozora na kojem se računa gustina. Minimalna potrebna gustina metala se postiže ubacivanjem metala za popunjavanje, kao što je prikazano na slici 15. Intenzitet magnetskog polja je najveći u centru kalemova, tako da gubici mogu biti veliki ukoliko se popunjavanje metalom ne uradi na adekvatan način. Metode popunjavanja integrisanih kalemova u cilju postizanja minimalne potrebne gustine uz minimalnu degradaciju performansi su razmatrane u literaturi [57, 58, 59]. Prediktivni modeli uticaja metala za popunjavanje su razmatrani u referenci [60]. Rezultati eksperimentalne karakterizacije uticaja metala za popunjavanje na performanse kalemova su razmatrani u [61]. Eksperimentalni rezultati pokazuju 10% niži faktor dobrote Q i smanjenje rezonantne učestanosti usled dodatnog metala za popunu.

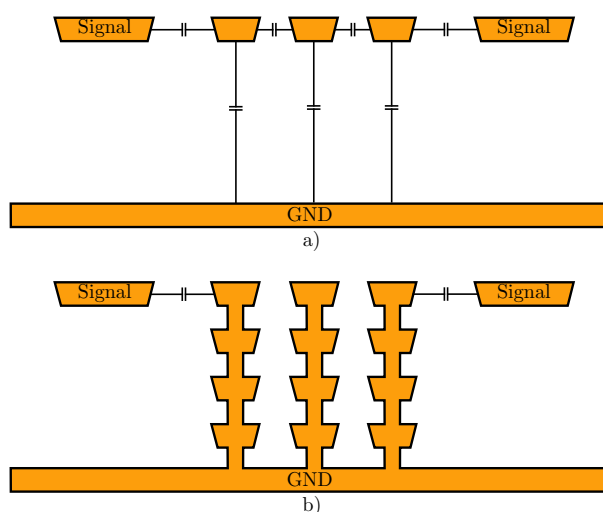


Slika 15: Integrisani kalem sa metalom za popunjavanje.

Smanjenje faktora dobrote kalemova usled dodatnog metala nepovoljno utiče na

fazni šum oscilatora, faktor šuma niskošumnih pojačavača i ostalih kola čije performanse direktno zavise od Q faktora pasivnih struktura. Postizanje maksimalnih performansi u datoj tehnologiji zahteva pažljivu analizu uticaja geometrije kalema na faktor dobrote, uzimajući u obzir tehnološka ograničenja poput minimalne gustine metala i uticaja provodnog supstrata [62]. Poboľšanje performansi se može postići i pravilnim izborom topologije. Poznato je da integrisani kalemovi imaju i do 50% veći faktor dobrote u diferencijalnoj konfiguraciji, kada se simetrični pobudni napon primenjuje na oba priključka kalema, u odnosu na jednostranu, kada je jedan priključak kalema vezan na konstantni potencijal [63]. Usled toga je realno očekivati da oscilator sa kalemom u diferencijalnoj konfiguraciji ima značajno bolji fazni šum od jednostrane konfiguracije.

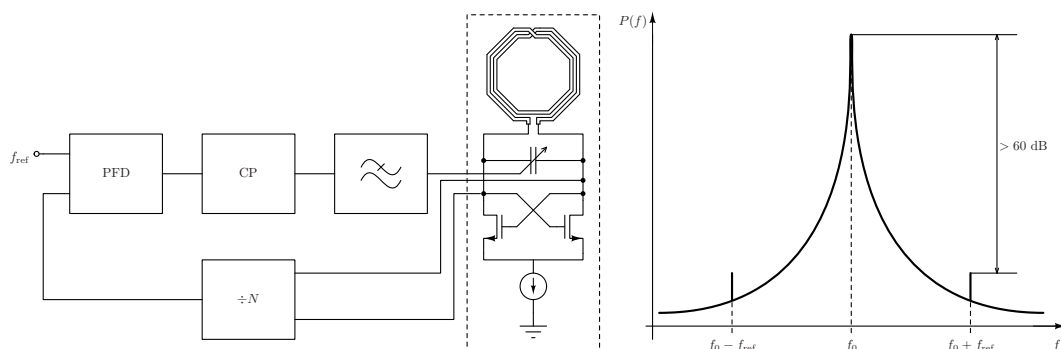
Uvećanje kapacitivnosti usled popunjavanja metalom zavisi od geometrijskih parametara, kao što su rastojanje i veličina metalnih ploča za popunjavanje, ali i od toga da li su uzemljene ili ne [64], slika 16. Popunjavanje neuzemljenim metalom, što odgovara slučaju a) na slici 16, povećava se ukupna kapacitivnost ali i međusobna kapacitivnost vodova, čime se povećava preslušavanje. U drugom slučaju popunjavanje se vrši uzemljenim metalom, čime se takođe povećava ukupna kapacitivnost, ali se smanjuje preslušavanje. Dimenzije provodnika u integrisanim kolima su takve da je bočna komponenta kapacitivnosti značajno veća od kapacitivnosti donje stranice provodnika. Usled toga je povećanje ukupne kapacitivnosti veće u slučaju uzemljenih metala za popunjavanje [64], tako da postoji kompromis između povećanja kapacitivnosti voda i preslušavanja.



Slika 16: Popunjavanje a) neuzemljenim i b) uzemljenim metalom.

Utica j povećanja ukupne kapacitivnosti ili preslušavanja na performanse nije jednoznačno određen, već zavisi od tipa kola. U slučaju potpuno digitalnog kola prioritet je uglavnom na smanjenju ukupne parazitne kapacitivnosti interkonekcija, čime se postiže maksimalna radna učestanost. U veoma specifičnim slučajevima povećano preslušavanje može prozrokovati neželjenu promenu logičkog stanja. Povećano preslušavanje u RF kolima može biti od presudnog značaja da li ceo sistem zadovoljava specifikacije ili ne. U određenim slučajevima čak i nivo preslušavanja od -60 dB ili manji, može degradirati performanse predajnika do nivoa neupotrebljivog u smislu neusklađenosti sa zakonskom regulativom.

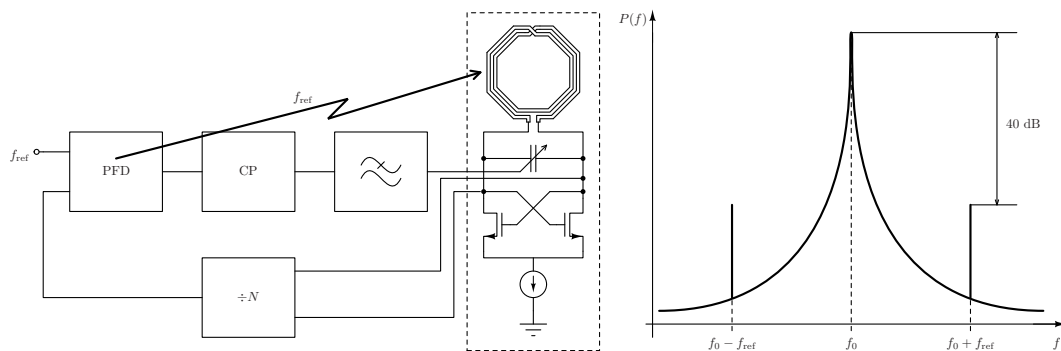
Utica j preslušavanja na spektar nosioca sintetizovanog fazno sinhronisanom petljom (engl. *Phase Locked Loop* - PLL) se može razmotriti na primeru sa slike 17. Pod pretpostavkom da je referentna učestanost 24 MHz, potreban je faktor množenja učestanosti 100 da bi se dobio nosioc od 2.4 GHz. U ustaljenom stanju učestanost sintetizovanog nosioca je određena odnosom deljenja učestanosti N , dok spektar u okolini nosioca izgleda kao na slici 17. Fazni šum reference je dominantan u propusnom opsegu petlje, usled niskopropusne prirode prenosne funkcije od reference do izlaza. Van propusnog opsega petlje fazni šum je određen faznim šumom naponski kontrolisanog oscilatora (engl. *Voltage Controlled Oscillator* - VCO), čija je maksimalna vrednost ograničena zakonskom regulativom radi kontrolisanog uticaja na susedne radio kanale. Neželjene spektralne komponente referentne učestanosti u okolini nosioca (engl. *Spurious*) se pojavljuju usled neidealnosti, i njihova amplituda zavisi od gubitaka niskopropusnog filtra i uparenosti strujnih izvora u strujnoj pumpi. Red i granična učestanost niskopropusnog filtra se biraju tako da se dobije željena dinamika odziva i potiskivanje neželjenih spektralnih komponenti, kako bi spektar signala predajnika bio u okviru zadatih specifikacija.



Slika 17: Blok dijagram sintetizatora učestanosti.

Nekontrolisano ubacivanje metala za popunu može povećati preslušavanje signala

referentne učestanosti i digitalne logike u fazno-frekvencijskom detektoru sa naponski kontrolisanim oscilatorom, slika 18. Na prvi pogled to ne predstavlja problem pošto su referentna učestanost od 24 MHz i sintetizovana učestanost od 2.4 GHz razdvojene faktorom 100. Međutim, izrazita nelinearnost radnog režima tranzistora u naponski kontrolisanom oscilatoru translira spektar digitalnih signala u okolinu sintetizovane učestanosti putem istog mehanizma kojim se $1/f$ šum pretvara u fazni šum. Translacija digitalnih smetnji na sintetizovanu učestanost može značajno povećati amplitudu neželjenih spektralnih komponenti. Smetnje na referentnoj učestanosti se nalaze van propusnog opsega petlje sintetizatora učestanosti, zbog toga što se granična učestanost regulacione petlje bira tako da ih potiskuje. Stoga se one ne potiskuju u povratnoj sprezi, već se direktno preslikavaju u spektar sintetizovanog nosioca. Pošto se u većini komunikacionih sistema zahteva da neželjene spektralne komponente budu bar 60 dB ispod nivoa nosioca, čak i veoma mali nivo preslušavanja putem metala za popunjavanje može prouzrokovati da spektar signala predajnika ne bude u skladu sa regulativom.



Slika 18: Blok dijagram sintetizatora učestanosti sa preslušavanjem.

Prethodni primer pokazuje značaj kontrolisanog popunjavanja metalom, kao i potencijalnu degradaciju performansi. Problem preslušavanja je izraženiji u naprednijim procesima usled zahteva za većom minimalnom gustinom metala. Preslušavanje usled dodavanja metala za popunjavanje se može svesti na prihvatljivo malu vrednost upotrebom uzemljenih struktura. Umesto uzemljenih struktura za popunjavanje, od dodatnog metala se mogu napraviti kondenzatori za raspredanje napajanja. Međutim, sprega putem metala za popunjavanje nije jedini mehanizam preslušavanja i stoga postoji konačna vrednost ostvarive izolacije, koja zavisi od fizičke realizacije i tehnoloških parametara, o čemu će još biti reči.

Pored minimalne gustine metala, proces hemijsko-mehaničkog poliranja ograničava i maksimalnu gustinu metala, kao i maksimalnu širinu metalnog voda bez

proreza. Prekoračenje maksimalne gustine i širine metala se često javlja u strukturama za distribuciju napajanja, kao i u globalnoj RF masi. Gustina metala već projektovanog integrisanog kola se može smanjiti na prihvatljivu meru automatskim prosecanjem, ali to može prouzrokovati nepredviđene efekte. Na primer, prosecanje RF mase ispod trake mikrostrip voda menja raspodelu povratne struje, a samim tim i induktivnost, čime se menjaju karakteristike voda. Rešenje za prevazilaženje problema prevelike gustine metala RF mase, predloženo u literaturi [56], koristi komplementarne strukture u najniža dva metala. Na taj način se dobija RF masa koja je potpuno ispunjena, ali se smanjuje rastojanje najvišeg metala do mase, zbog čega se mora smanjiti širina mikrostrip trake voda kako bi se održala vrednost karakteristične impedanse. Međutim, smanjenjem mikrostrip trake voda se povećavaju gubici. Alternativno rešenje je da se prosecanje RF mase izvrši u toku projektovanja integrisanog kola i time izbegnu neočekivani efekti.

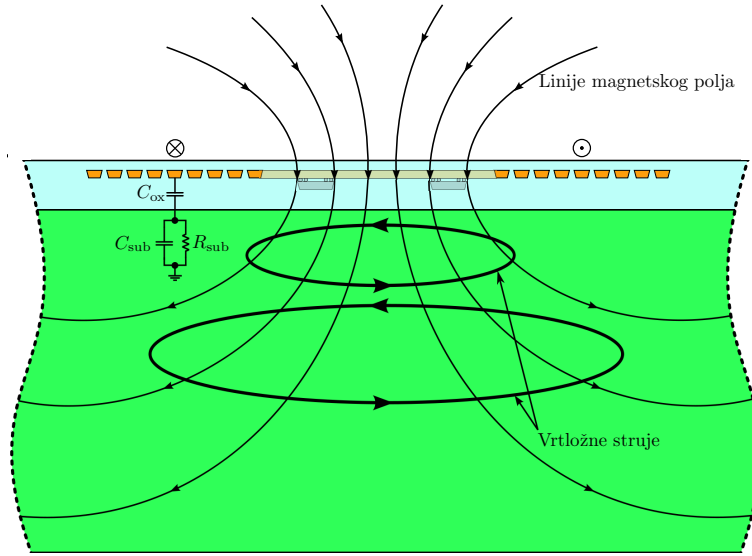
2.3 Uticaj provodnog supstrata na performanse

Mikrotalasna kola napravljena u tehnologiji štampanih veza ili integrisanih u GaAs koriste neprovodni supstrat, za razliku od silicijumskih kod kojih je supstrat provodan, osim tankog sloja SiO₂. Provodan supstrat ograničava ostvarive performanse pasivnih komponenti, kao što su integrisani kalemovi i transformatori, i prouzrokuje parazitno preslušavanje. Ovi faktori postavljaju fundamentalna ograničenja na ostvarive performanse integrisanih mikrotalasnih kola, a mogu i uticati i na arhitekturu celog sistema.

Provodni supstrat u CMOS i BiCMOS tehnologijama povećava gubitke pasivnih struktura kroz električnu i magnetsku spregu - slika 19. Kapacitivna sprega između navojaka kalema ili transformatora i supstrata preko C_{ox} unosi gubitke usled provodnosti supstrata, koja je modelovana otpornikom R_{sub} .

Ekvivalentni model integrisanog kalema je prikazan na slici 20. Zavisnost induktivnosti, unutrašnje samoinduktivnosti, i otpornosti od učestanosti usled skin efekta se može modelovati kolom sa slike 11. Faktor dobrote integrisanog kalema sa jednim uzemljenim krajem se razlikuje od faktora dobrote redne grane usled uticaja provodnog supstrata i iznosi [65]:

$$R_p = \frac{1}{\omega^2 C_{\text{ox}}^2 R_{\text{sub}}} + \frac{R_{\text{sub}}(C_{\text{ox}} + C_{\text{sub}})^2}{C_{\text{ox}}^2}, \quad (24)$$

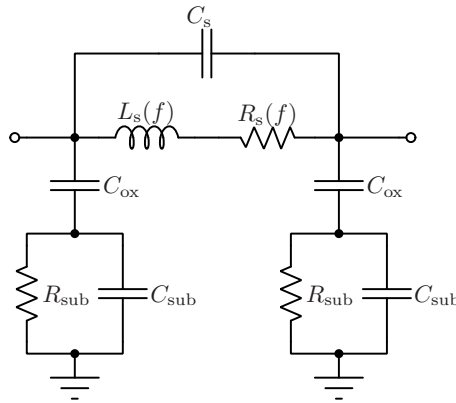


Slika 19: Uticaj provodnog supstrata na pasivne komponente.

$$C_p = C_{ox} \frac{1 + \omega^2(C_{ox} + C_{sub})C_{sub}R_{sub}^2}{1 + \omega^2(C_{ox} + C_{sub})^2R_{sub}^2}, \quad (25)$$

$$Q = \frac{\omega L_s}{R_s} \cdot \frac{R_p}{R_p + [(\omega L_s/R_s)^2 + 1]R_s} \cdot \left[1 - \frac{R_s^2(C_s + C_p)}{L_s} - \omega^2 L_s(C_s + C_p) \right]$$

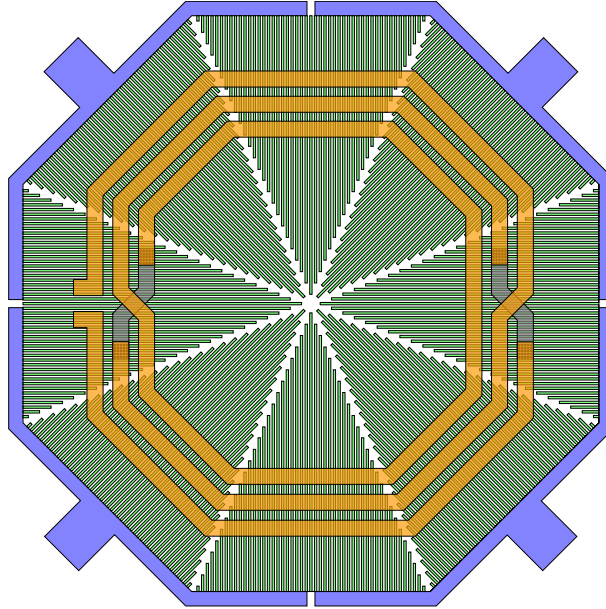
$$= (Q \text{ redne grane}) \cdot (\text{gubici supstrata}) \cdot (\text{faktor rezonantnog kola}). \quad (26)$$



Slika 20: Model integrisanog kalema.

Gubici usled kapacitivne sprege sa provodnim supstratom se minimizuju u dva slučaja, kada $R_{sub} \rightarrow 0$ ili kada $R_{sub} \rightarrow \infty$. Slučaj kada ekvivalentna otpornost supstrata teži beskonačnosti odgovara neprovodnom supstratu, i zahteva lokalno uklanjanje supstrata tehnološkim postupcima koji nisu dostupni u standardnim teh-

nologijama. Drugi slučaj, kada $R_{\text{sub}} \rightarrow 0$, se može postići ubacivanjem ispresecane mase (engl. *Patterned Ground Shield* -PGS) u najnižem sloju metala ili polisilicijumu, kao što je prikazano na slici 21.



Slika 21: Povećavanje faktora dobrote integrisanog kalema PGS-om.

Ubacivanjem PGS električno polje se zatvara prema metalu ili polisilicijumu umesto prema otpornom supstratu, čime se R_{sub} smanjuje sa nekoliko stotina na nekoliko Oma i smanjuju gubici, odnosno povećava Q faktor. Istovremeno se povećava kapacitivnost C_{ox} i smanjuje sopstvena rezonantna učestanost. Zatvaranje linija električnog polja prema metalu bi se moglo postići i punim provodnikom ispod kalema, ali bi se u tom slučaju indukovale vrtložne struje, koje bi unosile gubitke i umanjivale vrednost samoinduktivnosti. Prikazanim rešenjem PSG-a magnetsko polje se minimalno menja, dok se sprečava prodiranje električnog polja u supstrat. Gubici usled vrtložnih stuja u supstratu su ipak prisutni usled prodiranja magnet-skog polja u provodni supstrat i mogu se smanjiti samo smanjivanjem provodnosti supstrata.

Povećani gubici pasivnih komponenti usled uticaja provodnog supstrata degradiraju performanse kao što su faktor šuma malošumnih pojačavača, fazni šum oscilatora itd. Međutim, preslušavanje kroz provodni supstrat može u još većoj meri degradirati performanse, čak i do nivoa da sistem nije upotrebljiv. Mehanizam preslikavanja niskofrekventnih smetnji u izlazni spektar sintetizatora učestanosti, koji je opisan u odeljku uticaja popunjavanja metalom na performanse, je takođe moguć

i putem preslušavanja kroz supstrat.

Preslušavanje kroz supstrat može biti od presudnog značaja u slučaju homodina predajnika. Signal velike snage na izlazu pojačavača snage je u tom slučaju na istoj učestanosti kao i sintetizator učestanosti. Usled velike osetljivosti oscilatora na smetnje bliske učestanosti oscilovanja putem mehanizma injekcione sinhronizacije (engl. *Injection Locking*) spektar oscilatora može sadržati više bliskih spektralnih komponenti [66]. Povratna sprega u sintetizatoru učestanosti se ne može koristiti za rešavanje ovog problema, pošto su smetnje van propusnog opsega regulacije. Preslušavanje kroz supstrat je jedno od glavnih ograničenja zbog kojih homodina arhitektura predajnika nije postala dominantna u tehnologiji integrisanih kola, već se koriste i druge. Uticaj provodnog supstrata na performanse je zbog svog značaja ekstenzivno proučavan [67].

2.4 Uticaj pakovanja na performanse

Strukture za povezivanje integrisanog kola sa ostatkom sistema, kao što su stopice i žice za povezivanje, mogu imati veliki uticaj na performanse kola koja rade na visokim učestanostima. Stoga je potrebno razmotriti njihov uticaj na postupak projektovanja i načine kompenzacije.

Osnovni problem mikrotalasnih merenja je gde se nalazi referentna ravan. U slučaju integrisanih kola pitanje referentne ravni se odnosi na razmatranje da li se stopice i žice za povezivanje smatraju delom integrisanog kola ili ne.

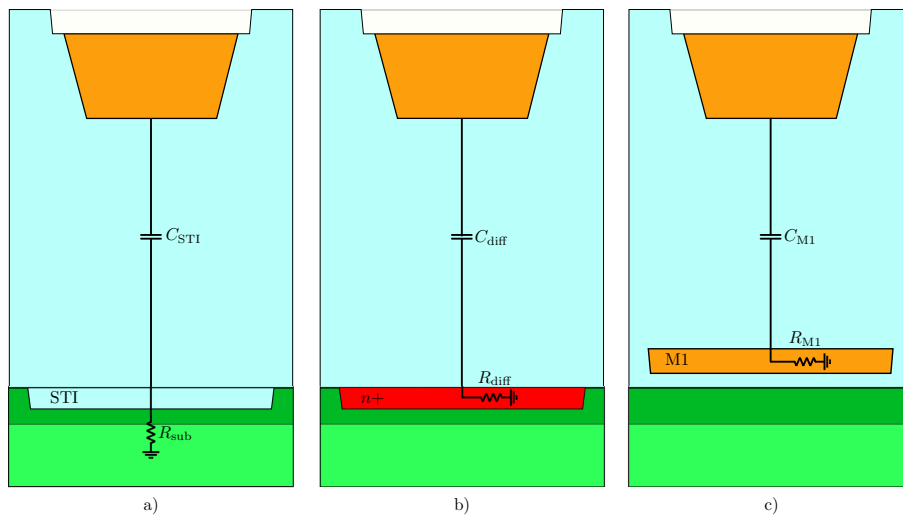
Integrisano kolo se uglavnom povezuje na štampanu ploču, tako da bi izbor referentne ravni na ploči bio logičan. Takav izbor bi zahtevao da se integrisano kolo projektuje tako da kada se poveže žicama na štampano kolo ili pakovanje bude prilagođeno na 50Ω . Implicitno bi se zahtevalo da žice za povezivanje imaju tačno određen oblik i dužinu, čime se smanjuje fleksibilnost. Karakterizacija merenjima direktno na stopicama integrisanog kola bi zahtevala preračunavanje parametara (engl. *de-embedding*).

Preračunavanje parametara je moguće izvršiti samo za S parametre, kada kolo radi u linearnom režimu. Parametri u nelinearnom režimu, kao što su snaga pri kojoj dolazi do kompresije, se ne mogu preračunati pošto zavise od impedanse opterećenja. Karakterizacija u nelinearnom režimu bi se mogla izvršiti merenjima sa promenljivim opterećenjem (engl. *Load Pull*), ali takva merenja zahtevaju složenu mernu postavku, posebno na učestanostima oko 60 GHz.

Kada je referentna ravan na stopicama integrisanog kola, moguće je izvršiti

direktna merenja u linearnom i nelinearnom režimu. U tom slučaju potrebno je kompenzovati kapacitivnost stopica za povezivanje strukturama na integrisanom kolu, dok se induktivnost žica za povezivanje kompenzuje strukturama na štampanoj ploči.

Stopica za povezivanje se uvek nalazi u najvišem metalu, i njena kapacitivnost zavisi od BEOL-a korišćenog procesa i struktura koje se nalaze ispod nje - slika 22, (a) STI oblast, (b) $n+$ difuzija i (c) metal M1. Dimenzije stopica za povezivanje su ograničene tehnologijom bondovanja (engl. *bonding*) i ne preporučuje se da budu manje od $60 \times 60 \mu\text{m}$ radi postizanja pouzdanog spoja.



Slika 22: Stopica za povezivanje a) iznad supstrata, b) $n+$ difuzije i c) metala 1.

Kapacitivnost stopice nije ista u sva tri slučaja, pošto se menja visina dielektrika, i važi $C_{\text{STI}} < C_{\text{diff}} < C_{\text{M1}}$. Na prvi pogled izbor (a), koji rezultuje najmanjom kapacitivnošću stopice, je najbolji. Međutim, generalno važi da je $R_{\text{sub}} > R_{\text{diff}} > R_{\text{M1}}$, tako da kapacitivnost stopice iznad STI oblasti ima najmanji faktor dobrote Q . Gubici stopice iznad supstrata na 60 GHz iznose oko 0.8 dB [68], i direktno utiču na faktor šuma niskošumnih pojačavača i efikasnost pojačavača snage. Pored toga, stopica bi bila kapacitivno spregnuta sa provodnim supstratom, tako da bi se smetnje iz supstrata superponirale na ulazni signal. Spektralna gustina snage šuma u supstratu, u zavisnosti od provodnosti i fizičke realizacije, može biti značajno veća od -174 dBm/Hz, kolika je spektralna gustina snage termičkog šuma 50Ω -skog generatora na temperaturi od 290 K, čime bi se značajno degradirala osetljivost prijemnika. Degradacija osetljivosti prijemnika smanjuje ostvarivi domet komunikacije i dinamički opseg. Sprega stopice pojačavača snage sa supstratom rezultuje i injekcijom

smetnji.

Smanjenje preslušavanja sa supstratom i poboljšanje faktora dobrote se mogu postići rešenjima (b) i (c). Difuzija n tipa formira pn spoj sa supstratom, čime se povećava izolacija uz minimalno moguće povećanje kapacitivnosti. Istovremeno se smanjuje otpornost usled veće dopiranosti i povećava Q faktor. Još veći Q faktor se može postići korišćenjem metala M1 ispod stopice, uz istovremeno povećanje izolacije prema smetnjama iz supstrata, uz neznatno povećanje kapacitivnosti u tipičnim procesima.

Kapacitivnost kvadratne stopice iznad metala M1 u SG25H1 procesu, koji je korišćen za izradu integrisanih kola predstavljenih u ovoj disertaciji, iznosi 28 fF i ima značajan uticaj na performanse. Dodavanjem kapacitivnosti stopice od 'samo' 28 fF prema masi na ulaz idealno prilagođenog integrisanog kola ($\Gamma = 0$), koeficijent refleksije na učestanosti od 60 GHz se značajno degradira i iznosi:

$$|\Gamma| \Big|_{f=60 \text{ GHz}} = \left| \frac{(50 \parallel 1/(j2\pi fC)) - 50}{(50 \parallel 1/(j2\pi fC)) + 50} \right| = 0.26 \quad (-11.8 \text{ dB}). \quad (27)$$

Iz navedenog primera je jasno da se kapacitivnost stopice mora uzeti u obzir u toku projektovanja integrisanog kola koje radi u milimetarskom opsegu učestanosti.

Induktivnost žica za povezivanje takođe ima veliki uticaj na performanse kola i mora se uzeti u obzir. Podužna induktivnost zlatne žice za povezivanje prečnika od 15 do 35 μm , standardnog profila bondovanja u tipičnom pakovanju integrisanih kola iznad provodne ravni, se kreće u opsegu 0.6 do 1.0 nH/mm [69]. Pretpostavimo da je idealno prilagođeno integrisano kolo povezano žicom dužine 300 μm na 50 Ω vod. Induktivnost žice je u najboljem slučaju $L = 0.6 \text{ nH/mm} \cdot 0.3 \text{ mm} = 180 \text{ pH}$, koja rezultuje koeficijentom refleksije:

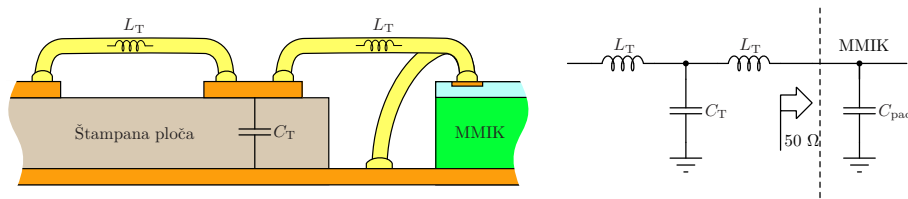
$$|\Gamma| \Big|_{f=60 \text{ GHz}} = \left| \frac{j2\pi fL}{100 + j2\pi fL} \right| = 0.56 \quad (-5.0 \text{ dB}). \quad (28)$$

Prethodni primer ilustruje da čak i veoma kratka žica za povezivanje, koja je na granici tehnički izvodljive, degradira koeficijent refleksije idealno prilagođenog kola do nivoa neupotrebljivog.

Veliki uticaj kapacitivnosti stopice za povezivanje i induktivnosti žice za povezivanje na koeficijent refleksije zahteva da se u toku procesa projektovanja predvidi kompenzacija njihovog uticaja. Tip mreže za kompenzaciju je određen izborom pozicije referentne ravni, o čemu je bilo reči na početku odeljka. U slučaju kada je

referentna ravan na stopicama integrisanog kola, kapacitivnost stopice za povezivanje se kompenzuje interno i potrebno je samo izvršiti kompenzaciju induktivnosti žice za povezivanje T sekcijom. U drugom slučaju referentna ravan se nalazi na štampanoj ploči i potrebno je izvršiti kompenzaciju kapacitivnosti stopice i induktivnosti žice za povezivanje II sekcijom.

Fizička realizacija i ekvivalentno kolo T sekcije su prikazani na slici 23. Dielektrik je uklonjen u okolini integrisanog kola da bi se minimizovala dužina žica za povezivanje. Pored žica za povezivanje signala sa štampanom pločom, prikazana je i žica za povezivanje mase.



Slika 23: Fizička realizacija i ekvivalentno kolo T sekcije.

ABCD matrica T sekcije, uz oznake $Z_L = jZ_0X_L = j\omega L_T$ i $Y_C = jB_C/Z_0 = j\omega C_T$ je [70]:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 1 & jX_L \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jB_C & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & jX_L \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} 1 - X_L B_C & jX_L(2 - X_L B_C) \\ jB_C & 1 - X_L B_C \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (29)$$

Uslovi za idealno prilagođenje T sekcije se mogu odrediti iz veze ABCD i S parametara:

$$S_{11} = \frac{A + B - C - D}{A + B + C + D} = 0, \quad (30)$$

$$S_{22} = \frac{-A + B - C + D}{A + B + C + D} = 0. \quad (31)$$

Rešavanjem (30) ili (31) dobija se uslov za idealno prilagođenje $B=C$. Iz (29) se vidi da je $A=D$, odakle se uz uslov $B=C$ dobija veza za idealno prilagođenje:

$$B_C = \frac{2X_L}{1 + X_L^2}. \quad (32)$$

Parametar S_{21} T mreže se može izraziti preko ABCD parametara kao:

$$S_{21} = \frac{2}{A + B + C + D}, \quad (33)$$

odakle je doprinos faze ϕ :

$$\phi = \angle S_{21} = \tan^{-1} \left(\frac{X_L^2 B_C - 2X_L - 2B_C}{2 - 2X_L B_C} \right). \quad (34)$$

Zamenom (32) u (34) dobija se:

$$\tan \phi = \frac{-2X_L}{1 - X_L^2}, \quad (35)$$

$$X_L = -\tan\left(\frac{\phi}{2}\right). \quad (36)$$

Vrednosti elemenata idealno prilagođene T sekcije se mogu direktno izraziti kao funkcija radne učestanosti, karakterične impedanse i doprinosa faze:

$$L_T = -\frac{Z_0}{\omega} \tan\left(\frac{\phi}{2}\right), \quad (37)$$

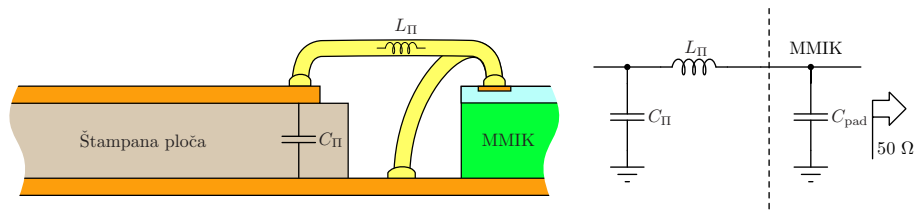
$$C_T = -\frac{1}{\omega Z_0} \sin(\phi). \quad (38)$$

Idealno prilagođenje se postiže samo na radnoj učestanosti ω , dok prilagođenje na ostalim učestanostima zavisi od izabranog doprinosa faze. Za opseg doprinosa faze $0 > \phi > -\pi/2$ mreža se ponaša kao prilagođeni niskopropusni filter, dok za faze manje od $-\pi/2$ poprima karakter propusnika opsega učestanosti. Praktično ostvarive dužine žica za povezivanje rezultuju fazama manjim od $-\pi/2$ u 60 GHz-om opsegu, usled čega je ograničen opseg učestanosti u kojem se ostvaruje prihvatljiv koeficijent refleksije.

U slučaju kada je referenta ravan na štampanoj ploči, kapacitivnost stopice za povezivanje se može apsorbovati u Π mreži za prilagođenje, koja je prikazana na slici 24. Kapacitivnost na štampanoj ploči C_{Π} se realizuje bakarnom stopicom odgovarajućih dimenzija.

Sličnim postupkom izvođenja, kao onom prikazanim na primeru T mreže, se mogu dobiti vrednosti elemenata Π mreže za idealno prilagođenje pod uslovom $C_{\text{pad}} = C_{\Pi}$ [71]:

$$L_{\Pi} = -\frac{Z_0}{\omega} \sin(\phi), \quad (39)$$



Slika 24: Fizička realizacija i ekvivalentno kolo II sekcije.

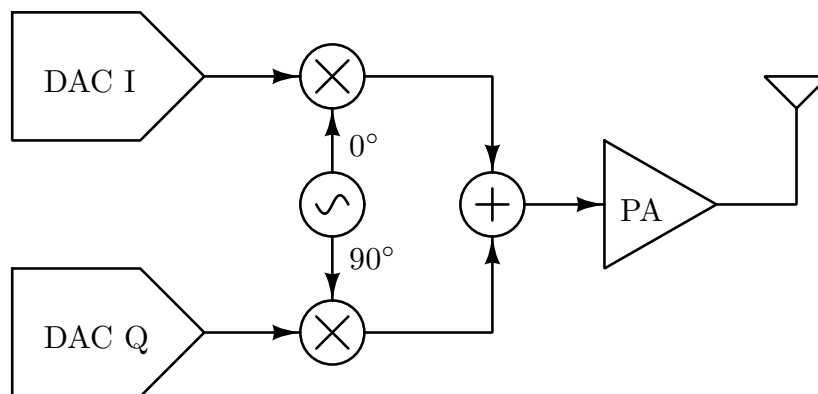
$$C_{\Pi} = -\frac{1}{\omega Z_0} \tan\left(\frac{\phi}{2}\right). \quad (40)$$

Prilagođenje je idealno samo na jednoj učestanosti, kao i u slučaju T mreže, i prenosna funkcija ima karakter niskopropusnog ili filtra propusnika učestanosti u zavisnosti od vrednosti doprinosa faze.

Obe prikazane mreže za kompenzaciju povezivanja integrisanog kola imaju svoje prednosti i nedostatke. Prednost T mreže je da omogućava direktna merenja na stopicama integrisanog kola, ali zahteva dve žice za povezivanje što povećava broj operacija pri montiranju. U ovom pogledu II mreža je bolja pošto je potrebna samo jedna žica za povezivanje, ali u tom slučaju nije moguće izvršiti sva merenja direktno na čipu. Direktna merenja su veoma bitna u početnim fazama razvoja integrisanog kola zbog potpune karakterizacije performansi. Sva kola predstavljena u ovoj disertaciji su projektovana tako da se mogu direktno meriti, odnosno da se na štampanu ploču povezuju T mrežom.

3 Projektovanje pojačavača snage

Pojačavač snage (engl. *Power Amplifier* - PA) je sastavni deo sistema za bežični prenos podataka, kao što je prikazano na slici 25. Uloga PA je da pojača RF signal i obezbedi potrebnu izlaznu snagu, da bi se obezbedio željeni domet. Pojačavači snage učestvuju sa značajnim procentom u ukupnoj potrošnji predajnika, zbog čega se velika pažnja poklanja povećanju njihove efikasnosti. Povećanje efikasnosti se može izvršiti na sistemskom nivou, izborom tipa modulacije, kao i na tranzistorskom nivou, optimizacijom u toku projektovanja. Pregled uticaja skaliranja tehnologija na performanse PA je dat u odeljku 3.1. Fundamentalna ograničenja mreža za prilagođenje su izložena u odeljku 3.2, dok su tehnike za povećanje probojnog napona i kombinovanja snage prikazane u odeljcima 3.3 i 3.4.



Slika 25: Pojačavač snage u homodinom predajniku.

Tip izabrane modulacije u velikoj meri utiče na klasu PA koji se može koristiti, odnosno na ostvarivu efikasnost. Za modulacije sa konstantnom anvelopom, kao što je BPSK, mogu se koristiti prekidački pojačavači iz klase E, F, inverzne F i slično, koji teorijski mogu imati efikasnost 100 %. Usled izrazito nelinearnog režima rada tranzistora, koji je veoma teško analitički modelovati, kao i gubitaka u pasivnim strukturama, praktično ostvarive efikasnosti su značajno niže. Inicijalno rešenje na tranzistorskom nivou se dobija korišćenjem uprošćenih analitičkih modela tranzistora i pasivnih struktura. Poboljšanje performansi se zatim postiže upotrebom optimizatora koji koristi rezultate simulacija za maksimizaciju zadatih ciljeva. Primer upotrebe diferencijalne evolucije za optimizaciju PA u klasi E je dat u literaturi

[72], gde je postignuta PAE efikasnost od 66 %.

Potreba za sve većim brzinama prenosa podataka zahteva upotrebu kompleksnih tipova modulacija, kao što su OFDM i QAM, koje nemaju konstantnu amplitudu. U gotovo svim primenama koje zahtevaju brzo promenljivu anvelopu koriste se linearni pojačavači snage. Pored toga, kompleksne modulacije obično imaju veliki odnos vršne i srednje snage (enlg. *Peak to Average Power Ratio* - PAPR). Veliki PAPR zahteva da se PA koristi za srednju snagu koja je značajno ispod tačke 1 dB kompresije snage (P_{1dB}), čak i 10 dB ispod. Posledica je da PA radi sa veoma malim stepenom iskorišćenja. Iz navedenog se može zaključiti da je za zadatu potrošnju PA poželjno da ima što veći P_{1dB} , pošto će u tom slučaju biti linearan za veći opseg ulaznih snaga. Drugim rečima, za kompleksne modulacije PA se uglavnom koristi duboko u linearnoj oblasti, ali se projektuje za što veći P_{1dB} . U daljem tekstu biće razmatrani isključivo linearni pojačavači u klasi A.

Pojačavači snage projektovani za maksimalnu izlaznu snagu, odnosno linearnost, su uglavnom loše prilagođeni, pošto se impedanse za konjugovano kompleksno prilagođenje i maksimalnu izlaznu snagu uglavnom značajno razlikuju. Veliki koeficijent refleksije na izlazu PA može dovesti do neželjene intersimbolske interferencije, pošto vreme propagacije signala kroz vodove za povezivanje sa antenom nije zanemarljivo u odnosu na vreme trajanja simbola u gigabitnim komunikacionim sistemima. Stoga su mogući kompromisi prilagođenja, izlazne snage i efikasnosti pojačavača snage od velikog praktičnog interesa.

Teorija projektovanja pojačavača snage je izložena u odeljku 3.5. Odeljci 3.5.1 i 3.5.2 sadrže pregled modela pojačavača za mali i veliki signal iz postojeće literature. U odeljku 3.5.3 razmatrana je veza parametara pojačavača snage za mali i veliki signal, mogući kompromisi prilagođenja, izlazne snage i efikasnosti, i predstavlja doprinos teze. Pokazano je da se poboljšanje prilagođenja u određenim granicama može izvršiti skaliranjem struje polarizacije bez uticaja na kolektorsku efikasnost, dok se dalje poboljšanje može izvršiti samo smanjenjem efikasnosti. Uveden je novi kvantitativni pokazatelj performansi tehnologije p_{CM} , koji pokazuje odnos maksimalne raspoložive snage i raspoložive snage konjugovano kompleksno prilagođenog pojačavača. U specijalnom slučaju $p_{CM} = 1$ impedansa opterećenja tranzistora za maksimalnu izlaznu snagu je istovremeno i impedansa za konjugovano kompleksno prilagođenje. Istovremeno prilagođenje i maksimalna izlazna snaga ($p_{CM} = 1$) se može ostvariti ukoliko su tehnološki parametri u određenom odnosu, koji je izveden.

Novi postupak projektovanja pojačavača snage, koji uzima u obzir kompromise

prilagođenja, izlazne snage i efikasnosti, je primenjen u odeljku 3.6 na projektovanje dva pojačavača snage predviđenih za rad sa signalima učestanosti oko 60 GHz. Projektovani su pojačavači snage za maksimalnu izlaznu snagu (PA1) i poboljšano prilagođenje (PA2). Elektromagnetski model pojačavača je particionisan na lokalno povezivanje tranzistora i vodove, čime je značajno smanjeno vreme simulacije uz očuvanje tačnosti. Particionisanje elektromagnetskog modela je prikazano u odeljku 3.6.2, i predstavlja doprinos ove teze. Ispravnost primenjenog pristupa je verifikovana odličnim slaganjem rezultata simulacije i merenja [73]. Značaj elektromagnetske simulacije lokalnog povezivanja tranzistora i particionisanja modela se može videti iz literature [74], u kojoj je prikazano da se rezultati simulacije i merenja tačke 1 dB kompresije razlikuju za 2 dB. Pojačavač snage iz literature [74] je projektovan u istom procesu kao i pojačavači prikazani u ovoj tezi, i korišćeni su isti modeli tranzistora. Razlika u rezultatima simulacije i merenja verovatno potiče iz neadekvatnog modelovanja lokalnog povezivanja tranzistora.

Detalji fizičke realizacije pojačavača snage su razmatrani u odeljku 3.7. Uticaj tehnoloških ograničenja na performanse, razmatran u poglavlju 2, je uzet u obzir. Utvrđeno je da ograničenja maksimalne i minimalne površinske gustine metala imaju uticaja na karakteristike mikrostip vodova. Pravila projektovanja maksimalne lokalne površinske gustine metala zahtevaju regularno prosecanje mase u najnižem sloju metala M1, koje je u okolini mikrostrip vodova izvršeno ručno. Pravila projektovanja minimalne lokalne površinske gustine metala su manje restriktivna, i dozvoljavaju da se metal za popunu dovoljno udalji od trake mikrostrip voda.

Projektovani pojačavači snage su fabrikovani u SG25H1 procesu proizvođača IHP Microelectronics. Merenja na stopicama integrisanih kola, izvršena u laboratorijama Technische Universität Dresden, su data u odeljku 3.8. Odlično slaganje rezultata simulacije i merenja je potvrda validnosti nove metodologije projektovanja, koja uzima u obzir tehnološka ograničenja i u kojoj se primenjuje particionisanje elektromagnetskog modela.

Primena projektovanog pojačavača snage PA1 u 60 GHz-om komunikacionom sistemu je prikazana u odeljku 3.9. Komunikacioni sistem je razvijen u firmi TES Electronic Solutions, i koristi integrisana kola projektovana u ovoj tezi, kao i njihove modifikacije za specifičnu primenu.

3.1 Uticaj skaliranja tehnologija na projektovanje PA

Skaliranje SiGe i CMOS tehnologija [75, 76, 77, 78] omogućilo je da presečna učestanost f_T bipolarnih i MOS tranzistora bude dovoljno velika da se mogu koristiti u milimetarskom opsegu učestanosti.

Već u začetku bipolarne tehnologije postalo je jasno da, usled lavinske multiplikacije na spoju kolektor-baza, postoji fundamentalni kompromis između f_T i probojnog napona BV_{CEO} [79]. U radu iz 1965. godine postavljena je Džonsonova granica:

$$f_T \cdot BV_{CEO} = \frac{E_C v_S}{2\pi} = \begin{cases} 200 \text{ GHzV} & \text{za Si,} \\ 100 \text{ GHzV} & \text{za Ge} \end{cases}, \quad (41)$$

gde su E_C kritično probojno polje za dati materijal i v_S maksimalna (u zasićenju) brzina drifta elektrona i šupljina. Danas postoje SiGe:C HBT tranzistori koji prevazilaze Džonsonovu granicu, ali trend inverzne proporcionalnosti f_T i BV_{CEO} je potvrđen. Noviji radovi koji procenjuju Džonsonovu granicu [80] uglavnom prate istu ideju u izvođenju, ali koriste nova saznanja o transportnim modelima, korigovane vrednosti v_S , kao i zavisnosti E_C od dopiranja. Korigovana Džonsonova granica [80] za koncentraciju dopiranja kolektora od $N_C = 10^{16} \text{ cm}^{-3}$ je:

$$f_T \cdot BV_{CEO} = \left. \frac{E_C v_S}{2\pi} \right|_{N_C=10^{16} \text{ cm}^{-3}} = 300 \text{ GHzV}, \quad (42)$$

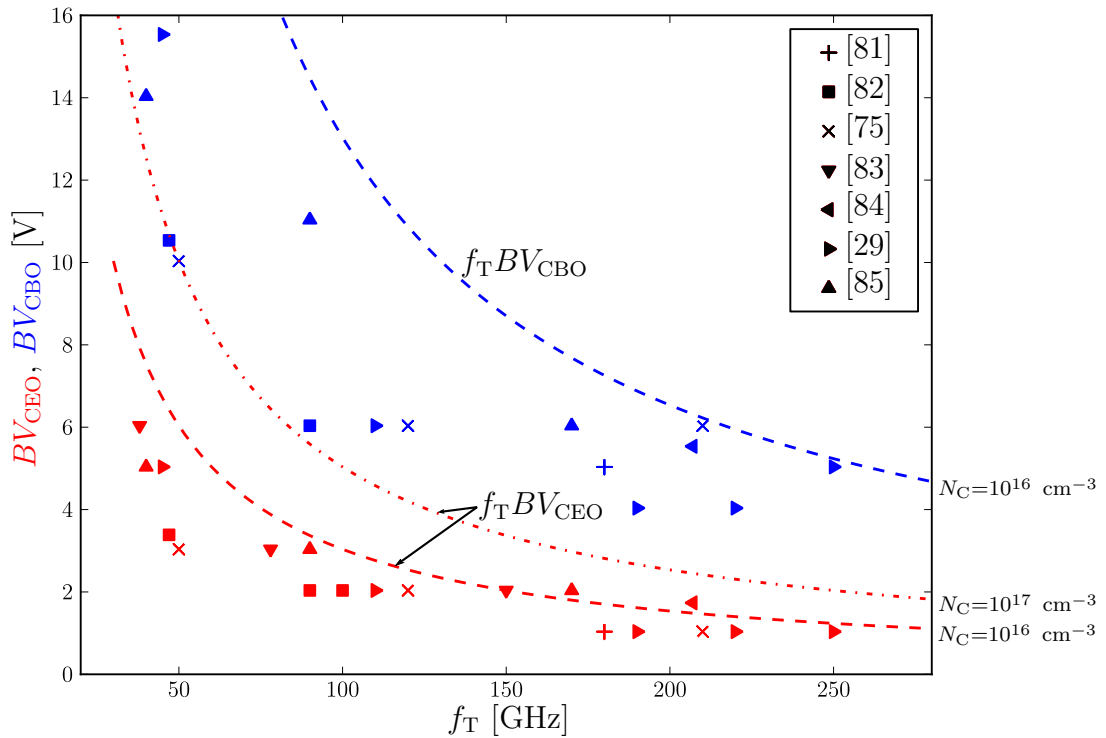
dok je za $N_C = 10^{17}$:

$$f_T \cdot BV_{CEO} = \left. \frac{E_C v_S}{2\pi} \right|_{N_C=10^{17} \text{ cm}^{-3}} = 500 \text{ GHzV}. \quad (43)$$

Većina razmatranih procesa u [80] je ispod 300 GHzV granice, dok su svi ispod 500 GHzV granice. Razlika u odnosu na originalni rezultat se ogleda i u tome da se razmatra i proizvod $f_T \cdot BV_{CES}$:

$$f_T \cdot BV_{CES} \Big|_{N_C=10^{16} \text{ cm}^{-3}} = 1300 \text{ GHzV}. \quad (44)$$

Imajući u vidu da su BV_{CEO} i BV_{CES} ($=BV_{CBO}$) donja i gornja granica probojnog napona bipolarnog tranzistora, granice (42)-(44) predstavljaju prostor u kojem će se naći proizvod $f_T \cdot BV_{CER}$ svih SiGe bipolarnih tehnologija. Na slici 26 prikazane su vrednosti Džonsonovog proizvoda iz publikovanih izvora.



Slika 26: Džonsonov proizvod za SiGe HBT procese iz publikovanih izvora.

Skaliranje CMOS tehnologija doprinelo je povećanju f_T , kod tranzistora sa dugim kanalom u trendu $f_T \sim 1/L^2$, dok je za tranzistore sa kratkim kanalom $f_T \sim 1/L$. Vrlo gruba aproksimacija za vršni f_T NMOS tranzistora sa kratkim kanalom je data sa [86]:

$$f_T|_{\text{NMOS,max}} = \frac{10 \text{ THz nm}}{L_{\text{min}}}. \quad (45)$$

Povećanje f_T se dobija smanjivanjem minimalne dužine gejta tranzistora, kao i debljine oksida gejta, koji su u vezi [87]:

$$t_{\text{ox}} \approx \frac{L_{\text{min}}}{50}. \quad (46)$$

Veza data u (46) važi za CMOS procese do 90 nm, koje imaju polisilicijumski gejt sa silicijum-dioksidom za izolaciju. U 90 i 65 nm procesima skaliranje oksida gejta je minimalno, pošto bi proporcionalno skaliranje debljine oksida gejta prouzrokovalo značajno povećanje struje curenja gejta usled kvantnomehaničkog efekta tunelovanja. Umesto skaliranjem oksida gejta, uvećanje f_T u 90 i 65 nm procesima postiže se

uvođenjem kompresivnog stresa u kanal radi povećanja pokretljivosti. Kompresivni stres se dobija ubacivanjem SiGe implanta u oblasti sorsa i drejna [88]. Skaliranje debljine silicijum-dioksida u gejtu više nije bilo moguće, tako da se u 45 nm i novijim procesima u gejtu koriste materijali sa velikim dielektričnim konstantama (hi-K), uglavnom bazirani na oksidima Hafnijuma [89]. Velika dielektrična konstanta HfO_2 $\epsilon_{r,\text{HfO}_2} = 25$ omogućava veću debljinu gejta za istu površinsku kapacitivnost C_{ox} , čime je značajno smanjena struja curenja gejta i omogućeno dalje skaliranje debljine oksida. Pored promene materijala oksida gejta u 45 nm i novijim procesima, uveden je i metalni gejt, umesto polisilicijumskog.

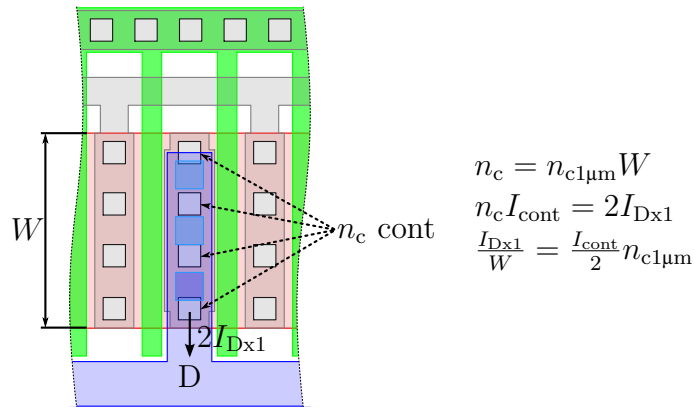
Kod MOS tranzistora postoji više mehanizama proboja [90], od kojih su neki trenutni, kao što su proboj oksida gejta, a drugi imaju dugoročni efekat, kao što je vremenski zavisni dielektrični proboj (engl. *time-dependent dielectric breakdown* - TDDB). Za razliku od bipolarnih tranzistora, kod kojih rad na višim naponima, ukoliko ne dođe do lavinskog proboja, nema trajnih posledica, ograničavajući faktor kod MOS tranzistora je dugoročni kumulativni efekat TDDB [91]. Postepena degradacija performansi tranzistora usled TDDB zahteva da se maksimalni radni napon MOS tranzistora bira po kriterijumu pouzdanosti. Kumulativni karakter proboja kod MOS tranzistora je veliki nedostatak u odnosu na bipolarne tranzistore, posebno kod prekidačkih pojačavača snage gde trenutni napon drejna može biti višestruko veći od napona u mirnoj radnoj tački. Usled skaliranja MOS tranzistora, maksimalni napon drejna za pouzdan rad ima tendenciju $1/f_T$, odnosno skalira se proporcionalno sa dužinom kanala i debljinom oksida gejta za procese do 90 nm [91].

Skaliranje CMOS tehnologija po konstantnom polju, koje preporučuje organizacija ITRS i koristi većina proizvođača, ima za posledicu da je gustina struje za maksimalno f_T invarijantna u odnosu na tehnološki nod. Literatura [92] prezentuje rezultate merenja f_T u zavisnosti od gustine struje za CMOS procese od 0.5 μm do 90 nm, ali i 150 nm GaAS pHEMT i 100 nm InP HEMT. Za sve procese je izmereno da se gustina struje za maksimalno f_T nalazi u opsegu:

$$I_{D,\text{max}f_T}/W = 0.2 - 0.3 \text{ mA}/\mu\text{m}. \quad (47)$$

Ovaj rezultat je značajan zbog toga što predviđa da širina tranzistora polarisanog za maksimalno f_T zavisi samo od struje polarizacije, a ne od tehnološkog noda. Kako je maksimalni napon drejna u naprednijim procesima manji usled skaliranja, za istu izlaznu snagu PA potrebna je veća struja polarizacije, odnosno širi tranzistor.

Polarizacija manjom gustinom struje će rezultovati još širim tranzistorom, dok je polarizacija većom gustinom struje od vrednosti za maksimalno f_T rizična zbog toga što se dovodi u pitanje tačnost modela. Pored toga, velika gustina struje polarizacije može biti neostvariva zbog ograničenja po pitanju elektromigracije. Sa slike 27 se može videti da je elektromigracijska granica gustine struje određena isključivo tehnološkim parametrima: brojem kontakata po mikrometru $n_{c1\mu m}$ i maksimalnom strujom po kontaktu I_{cont} .



Slika 27: Gustina struje drejna ograničena elektromigracijom.

Može se zaključiti da za datu radnu učestanost i izlaznu snagu napredniji tehnološki proces nije nužno bolji za projektovanje PA. Usled manjeg probojnog napona u naprednijem procesu, odnosno manje optimalne otpornosti, potreban je veći odnos transformacije impedanse. Veći odnos transformacije impedanse unosi veće gubitke i zahteva kompleksniju mrežu za prilagođenje. Međutim, napredniji tehnološki proces nije ni nužno lošiji za projektovanje PA, pošto dozvoljava da tranzistor bude polarisan manjom gustinom struje. Skaliranje struje polarizacije se može iskoristiti za povećanje efikasnosti u slučaju da se pored izlazne snage zahteva i zadato prilagođenje, o čemu će biti reči u daljem tekstu.

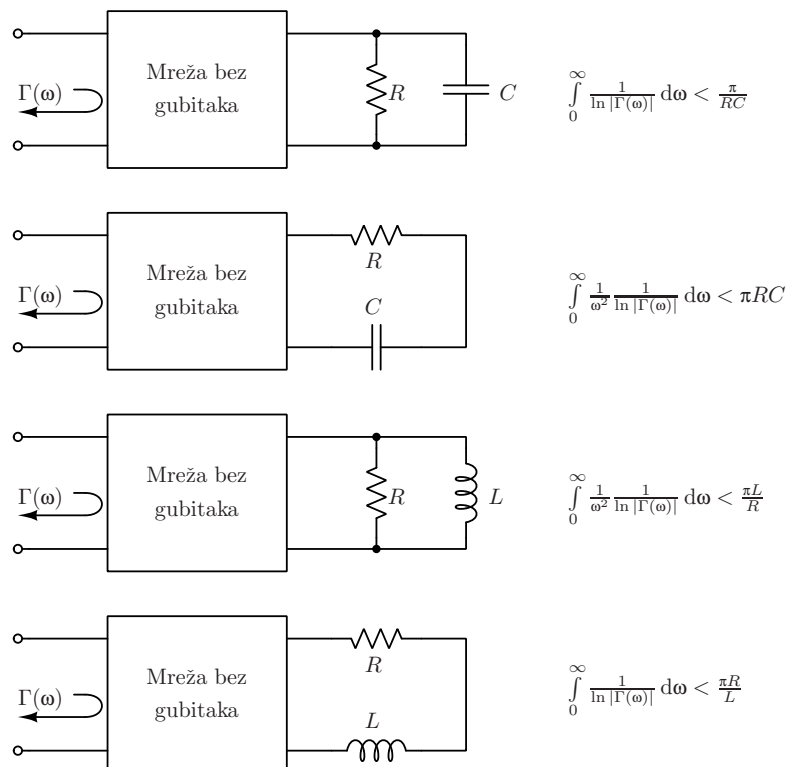
Smanjivanje probojnog napona tranzistora usled skaliranja tehnologija zahteva da se razmotre načini na koje je moguće ostvariti željenu izlaznu snagu. Potencijalnih rešenja ima mnogo, ali od interesa su ona koja su kompatibilna sa tehnologijom integrisanih kola i koja su publikovana u referentnoj literaturi.

3.2 Fundamentalna ograničenja mreža za prilagođenje

Fundamentalna ograničenja mreža za prilagođenje postavljaju maksimalne granice ostvarivih performansi. Neka od ograničenja su generalna, bez obzira na topologiju i složenost mreže, dok su druga izvedena za određeni tip mreže. U narednim odeljcima biće predstavljene teorijske granice ostvarivog prilagođenja i efikasnosti.

3.2.1 Fundamentalno ograničenje ostvarivog prilagođenja

Rezistivna opterećenja se teorijski mogu prilagoditi na svim učestanostima upotrebom idealnog transformatora. U slučaju kada postoji i reaktivna komponenta opterećenja, teorijsko ograničenje za koeficijent refleksije Γ je dato Bode-Fano kriterijumom [93, 94]. Bode-Fano kriterijum važi za mrežu sa dva para priključaka proizvoljne kompleksnosti, pod pretpostavkom da je mreža bez gubitaka. Karakteristični primeri, kao i odgovarajuće granice dati su na slici 28.



Slika 28: Bode-Fano kriterijum.

Značaj Bode-Fano kriterijuma je u tome što pokazuje da, ukoliko postoji reaktivna komponenta opterećenja, nije moguće ostvariti proizvoljno mali koeficijent

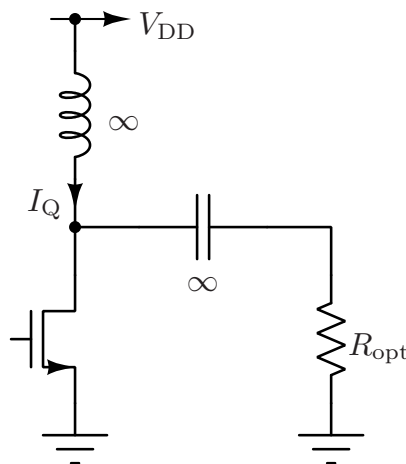
refleksije u proizvoljnom opsegu učestanosti. Implikacija ovog rezultata je da širokopojasni pojačavači moraju imati veći koeficijent refleksije od uskopojasnih za isto kapacitivno opterećenje, odnosno dimenzije tranzistora.

Dodatna implikacija ovog rezultata je da se povećanje kapacitivnosti u jednoj tački ne može kompenzovati čak ni proizvoljno kompleksnom mrežom za prilagođenje. Stoga je podela tranzistora na više delova, odnosno distribuiranje parazitnih kapacitivnosti, i uvođenje odgovarajućih induktivnosti, od fundamentalnog značaja za širokopojasne pojačavače. Primer širokopojasnog pojačavača snage koji koristi princip distribuirane kapacitivnosti u sklopu mreže za prilagođenje i kombinovanje snage je dat u literaturi [95]. Pojačavač je napravljen u $0.13 \mu\text{m}$ SiGe procesu ($f_T \approx 200 \text{ GHz}$). Ostvareni 3 dB opseg je od 73 do 97 GHz uz izlaznu snagu od 125 mW na 85 GHz.

Ukoliko se dozvoli da mreža ima više priključaka, ili da bude disipativna, principski je moguće smanjiti koeficijent refleksije. U tom slučaju se refleksije disipiraju na resistivnom opterećenju, čime se smanjuje efikasnost. Balansni pojačavač je primer takvog načina smanjivanja koeficijenta refleksije.

3.2.2 Efikasnost LC mreža za transformaciju impedanse

Posmatrajmo pojačavač u klasi A sa slike 29, koji je u mirnoj radnoj tački polarisan strujom I_Q i naponom $V_{DS} = V_{DD}$. Maksimalna amplituda neizobličenog sinusoidalnog signala na opterećenju je $v_{rf} \approx V_{DD} - V_{DSsat}$.



Slika 29: Optimalna otpornost PA.

Za zadatu RF snagu P_{RF} potrebno je da opterećenje ima vrednost:

$$R_{\text{opt}} = \frac{v_{\text{rf}}^2}{2P_{\text{RF}}} = \frac{(V_{\text{DD}} - V_{\text{DSsat}})^2}{2P_{\text{RF}}}, \quad (48)$$

dok je potrebna struja polarizacije:

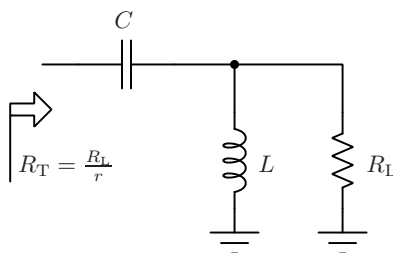
$$I_{\text{Q}} = \frac{2P_{\text{RF}}}{v_{\text{rf}}} = \frac{2P_{\text{RF}}}{V_{\text{DD}} - V_{\text{DSsat}}}. \quad (49)$$

Na primer, za 90 nm CMOS proces gde je $V_{\text{DD}} = 1.2$ V, $V_{\text{DSsat}} = 0.3$ V i zadata snaga P_{RF} od 20 dBm (100 mW), optimalna vrednost otpornog opterećenja iznosi $R_{\text{opt}} \approx 4 \Omega$, dok je potrebna struja polarizacije $I_{\text{Q}} = 222$ mA. Da bi pojačavač isporučio zadatu snagu potrebno je transformisati RF opterećenje od 50Ω na optimalnu otpornost za maksimalnu snagu, odnosno transformacije impedanse:

$$r = \frac{50 \Omega}{R_{\text{opt}}} = \frac{100 \Omega P_{\text{RF}}}{(V_{\text{DD}} - V_{\text{DSsat}})^2}, \quad (50)$$

koji iznosi $r \approx 12.5$ za dati primer. Skaliranje tehnologija smanjuje probojni napon tranzistora, a samim tim i optimalnu otpornost za maksimalnu snagu, dok se karakteristična impedansa od 50Ω ne menja. Posledica je da za istu zadatu snagu napredniji proces zahteva veći odnos transformacije impedansi.

Transformacija impedanse na niže vrednosti se može izvršiti LC mrežom prikazanom na slici 30 [96].



Slika 30: LC mreža za transformaciju impedanse.

Za odnos transformacije impedansi r potrebno je da LC mreža ima Q faktor:

$$Q = \sqrt{r - 1}. \quad (51)$$

U slučaju idealnih elemenata, proizvoljna transformacija impedanse se može izvršiti bez gubitaka. Integrisani kalemovi u CMOS i BiCMOS tehnologijama imaju

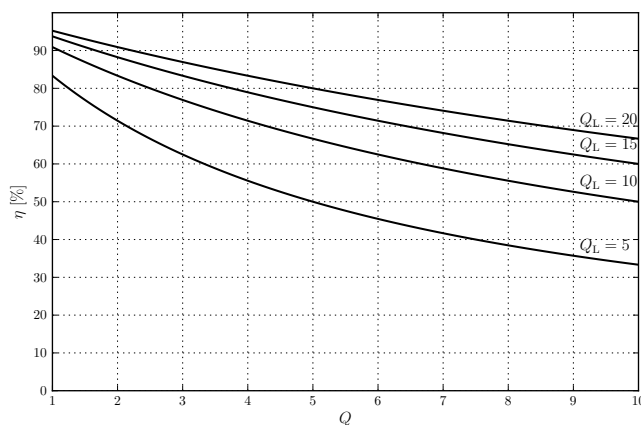
male Q faktore usled gubitaka u provodnicima, ali i usled gubitaka u provodnom supstratu [97]. Efikasnost LC mreže za transformaciju impedanse sa realnim kondenzatorima i kalemovima, koji imaju faktore dobrote Q_C i Q_L je [96]:

$$\eta_{LC} = \frac{P_L}{P_{IN}} = \frac{1}{1 + Q(Q_L^{-1} + Q_C^{-1}) + \frac{Q^2}{Q_L Q_C}}. \quad (52)$$

Na slici 31 je prikazana zavisnost efikasnosti η od Q faktora LC mreže za transformaciju impedanse za nekoliko vrednosti faktora dobrote kalema Q_L , gde je pretpostavljeno da $Q_C \rightarrow \infty$. Za navedeni primer 90 nm pojačavača snage efikasnost LC mreže bi bila oko 80 % za $Q_L = 15$.

Iz jednačine (52) i sa slike 31 se vidi da efikasnost η LC sekcije drastično opada kada se Q faktor mreže izjednači sa faktorom dobrote pasivnih komponenti. Povećanje efikasnosti se može postići kaskadiraanjem N LC mreža, gde svaka transformiše impedansu u odnosu $\sqrt[N]{r}$. Na taj način se Q faktor pojedinačne sekcije smanjuje na $\sqrt{\sqrt[N]{r} - 1}$, čime se povećava efikasnost. Ukupna efikasnost za N sekcija, sa faktorom dobrote kalema Q_L je [96]:

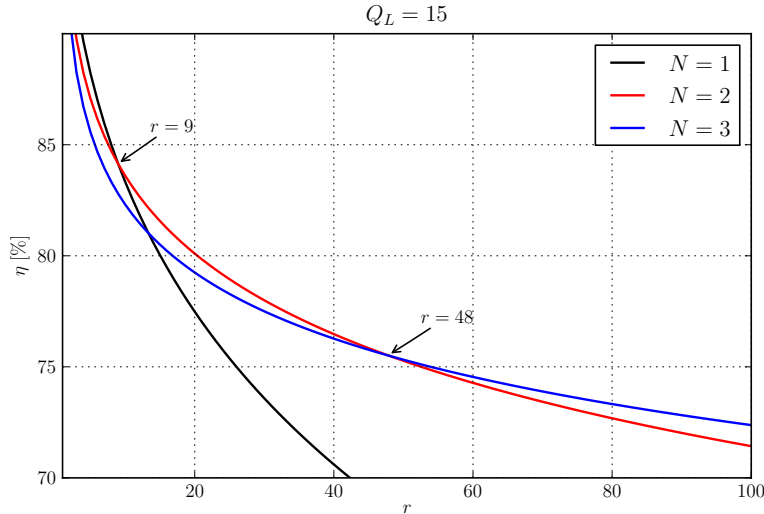
$$\eta_{LC,N} = \frac{1}{1 + \frac{N}{Q_L} \sqrt{\sqrt[N]{r} - 1}}. \quad (53)$$



Slika 31: Efikasnost LC mreže za transformaciju impedanse.

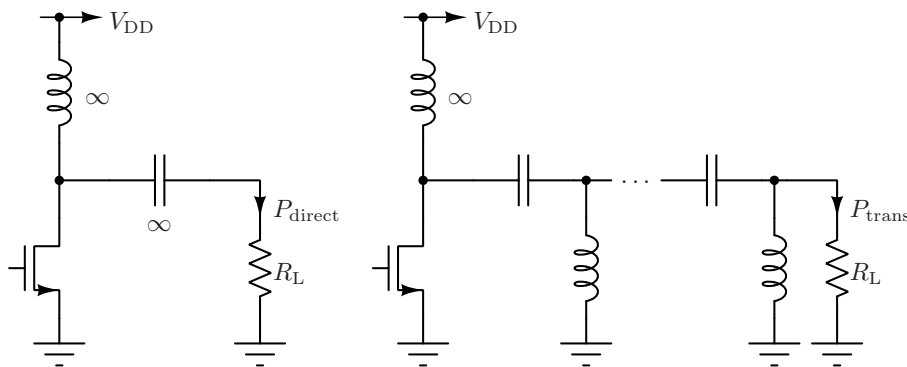
Za zadati odnos transformacije r i faktor dobrote kalema Q_L postoji optimalno N koje rezultuje maksimalnom efikasnošću. Na slici 32 prikazane su efikasnosti mreža sa $N = 1, 2, 3$ za $Q_L = 15$, u zavisnosti od odnosa transformacije impedanse. Sa slike se može videti da je, u slučaju $Q_L = 15$, za odnos transformacije impedanse

$r < 9$ bolje koristiti jednu LC sekciju, dok za $9 < r < 48$ dvostepena LC mreža rezultuje najmanjim gubicima.



Slika 32: Efikasnost LC mreže za transformaciju impedanse u zavisnosti od broja sekcija.

Projektovanje mreže za prilagođenje na osnovu odnosa transformacije impedanse ne uzima u obzir gubitke. Usled toga, izlazna snaga će biti manja od željene za iznos gubitaka, tako da se postupak projektovanja mora ponoviti za veću struju polarizacije, odnosno manju optimalnu otpornost i veći transformacioni odnos. U literaturi [98] je predložen postupak projektovanja koji uzima u obzir gubitke mreže, i koji u prvoj iteraciji daje željenu izlaznu snagu. Na slici 33 prikazana su dva slučaja PA: bez mreže za prilagođenje (levo) i sa mrežom za prilagođenje (desno).



Slika 33: Slika uz definiciju PER.

Usvojimo da su u oba slučaja tranzistori polarisani istom i dovoljnom strujom, tako da je izlazna snaga ograničena amplitudom napona na drejnu. Pojačavač bez

mreže za prilagođenje direktno pogoni opterećenje, i usled ograničene amplitude napona na drejnu može da isporuči snagu P_{direct} . U drugom slučaju postoji mreža za prilagođenje, koja ima odnos transformacije impedanse r , i sa kojom se opterećenju isporučuje snaga P_{trans} . Odnos poboljšanja snage (engl. *Power Enhancement Ratio* - PER) se definiše kao [98]:

$$E \equiv \frac{P_{\text{trans}}}{P_{\text{direct}}} = \frac{P_{\text{direct}} r \eta}{P_{\text{direct}}} = r \eta. \quad (54)$$

Termin 'poboljšanje snage' treba shvatiti uslovno, pošto je mreža za prilagođenje pasivna, i samo unosi slabljenje. Poboljšanje se odnosi na transformaciju impedanse na optimalnu vrednost, tako da PA može isporučiti maksimalnu snagu.

Snaga P_{direct} , kada je tranzistor direktno povezan na 50Ω opterećenje zavisi samo od ostvarive amplitude napona, odnosno od izabrane tehnologije, i za optimalno polarisani tranzistor iznosi:

$$P_{\text{direct}} = \frac{v_{\text{rf}}^2}{2 \cdot 50 \Omega} = \frac{\left(\frac{V_{\text{BD}} - V_{\text{SAT}}}{2}\right)^2}{2 \cdot 50 \Omega}, \quad (55)$$

gde su V_{BD} probojni napon i V_{SAT} minimalni napon za koji je tranzistor u zasićenju, odnosno direktnom aktivnom režimu. Specificiranjem željene izlazne snage $P_{\text{trans}} = P_{\text{out}}$ određen je odnos poboljšanja snage PER (54).

Efikasnost LC mreže za prilagođenje, u zavisnosti od željenog PER E , broja sekcija N i faktora dobrote kalema Q_L je:

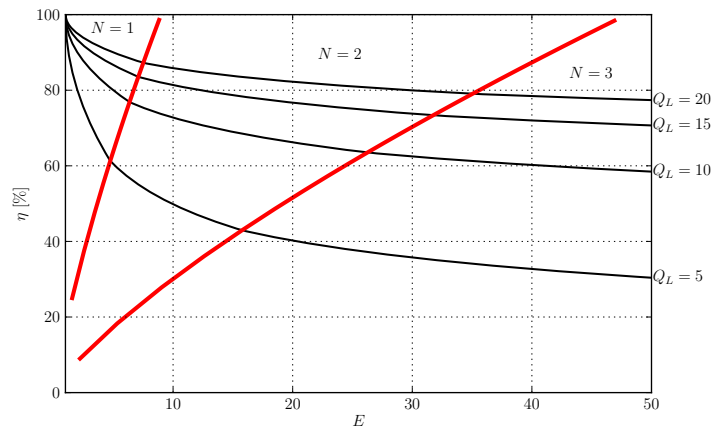
$$\eta_{\text{PER},N} = \left(1 - \frac{\sqrt{\sqrt[N]{E} - 1}}{Q_L}\right)^N. \quad (56)$$

Na slici 34 prikazana je efikasnost u zavisnosti od PER, za različite faktore dobrote kalema, kao i oblasti u kojima određeni broj sekcija N daje maksimalnu efikasnost, koje su razdvojene crvenim linijama.

Zavisnost efikasnosti od PER kod LC mreža za prilagođenje je fundamentalno ograničenje za ostvarive snage sa porastom učestanosti, pošto se sa porastom f_T tranzistora smanjuje probojni napon. Ekvivalentno, povećanje izlazne snage u datoj tehnologiji nužno smanjuje efikasnost PA, čak i sa proizvoljno kompleksnom LC mrežom za prilagođenje.

U milimetarskom opsegu moguće je umesto spiralnog kalema koristiti kratku sekciju kratkospojenog mikrostrip voda. Na taj način mogu se eliminisati gubici u

provodnom supstratu i ostvariti nešto veći faktor dobrote. Pored toga, induktivnost je definisana fizičkom dužinom voda i karakterističnom impedansom, tako da se sa velikom sigurnošću može dobiti željena vrednost. Za razliku od elemenata sa koncentrisanim parametrima, kalem realizovan kratkospojenim vodom ima jednoznačno definisanu putanju povratne struje, čime se izbegavaju parazitni efekti koji potiču iz konkretne fizičke realizacije.



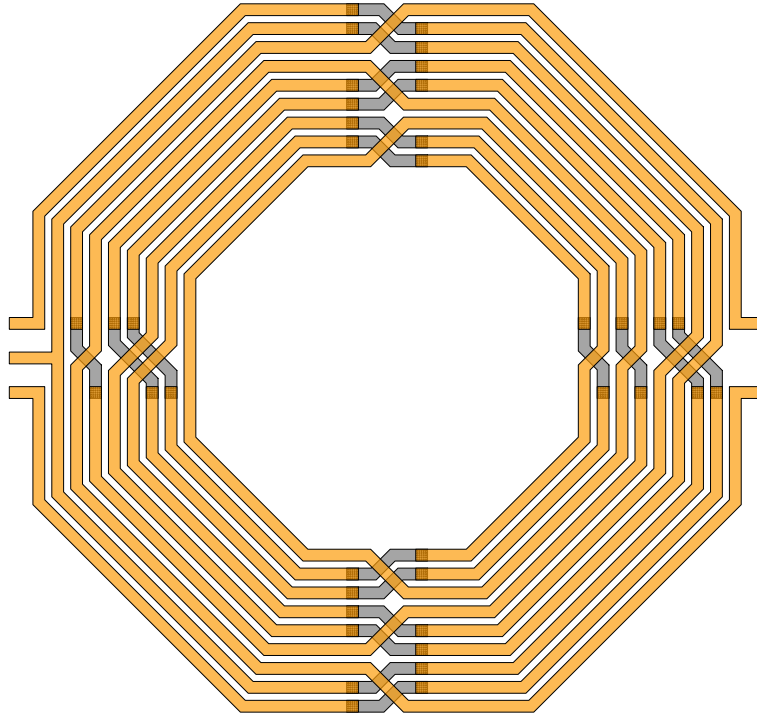
Slika 34: Efikasnost u zavisnosti od PER i reda LC mreže.

3.2.3 Efikasnost i ograničenja integrisanih transformatora

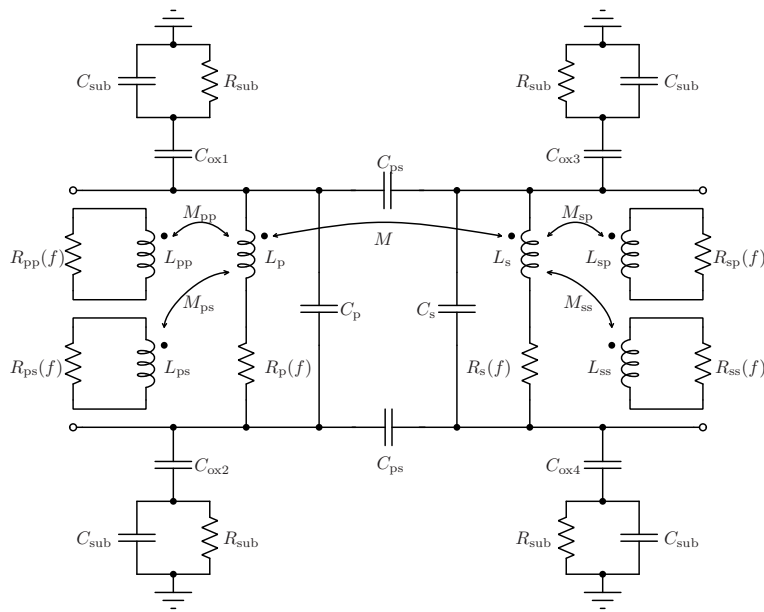
Transformatori u tehnologiji integrisanih kola se usled specifičnosti tehnologije izrade značajno razlikuju od diskretnih. Tipičan integrisani transformator sa srednjim izvodom i odnosom transformacije 4:1 je prikazan na slici 35. Planarna struktura transformatora ograničava praktično ostvarivi odnos transformacije, i zahteva da navojci budu isprepletani da bi bili simetrični. Sa slike se može videti da je fizička realizacija veoma kompleksna čak i za odnos transformacije 4. Koeficijent sprege k integrisanih transformatora se tipično kreće od 0.7 do 0.9, usled nedostatka jezgra sa velikom permeabilnošću. Posledica malog koeficijenta sprege je da se rasipne induktivnosti ne mogu zanemariti, kao i da se smanjuje efikasnost prenosa snage.

Modeli integrisanih transformatora [99, 100], slika 36, uzimaju u obzir uticaj provodnog supstrata, skin i efekta blizine susednih navojaka, kao i međusobnih kapacitivnosti navojaka. Ekstrakcija parametara modela se može izvršiti iz rezultata merenja ili elektromagnetske simulacije. Analitički prediktivni modeli transformatora postoje, ali usled veoma kompleksne strukture i različitih načina fizičke realizacije, ne daju pouzdane rezultate.

Model sa slike 36 se može uprostiti izbacivanjem spregnutih kola koja modeluju uticaj efekta blizine i vrtložnih struja u supstratu. Ponovnom ekstrakcijom parametara za uprošćeni model zanemareni efekti će se donekle modelovati frekvencijski zavisnim otpornicima R_p i R_s , uz smanjenu tačnost.



Slika 35: Tipični integrisani 4:1 transformator sa srednjim izvodom.



Slika 36: Ekvivalentni model integrisanog transformatora.

Efikasnost transformatora kao mreže za transformaciju impedanse ne zavisi eksplicitno od odnosa transformacije r [98]:

$$\eta_{\text{TR}} = \frac{1}{1 + 2\sqrt{\left(1 + \frac{1}{Q_1 Q_2 k^2}\right) \frac{1}{Q_1 Q_2 k^2} + \frac{2}{Q_1 Q_2 k^2}}}, \quad (57)$$

gde su Q_1 i Q_2 faktori dobrote primara i sekundara, i k faktor sprege primara i sekundara. Međutim faktori dobrote primara i sekundara, kao i ostvarivi faktor sprege zavise od odnosa transformacije. Takođe, praktično ostvarivi odnos transformacije je određen tehnološkim i fizičkim ograničenjima.

Odnos transformacije impedanse je određen odnosom induktivnosti primara L_p i sekundara L_s . Optimalna induktivnost sekundara L_s je određena radnom učestanošću i otpornošću potrošača [98], koja je u slučaju RF sistema 50Ω . Stoga se povećanje odnosa transformacije može postići samo smanjivanjem induktivnosti primara L_p , koja vrlo brzo postaje nepraktično mala, reda nekoliko stotina pH. Pored toga, veliki odnos induktivnosti sekundara i primara bi, usled fizičkih ograničenja, zahtevao da metalni tragovi budu tanki, čime bi se povećali gubici u provodnicima. Druga mogućnost je da se povećaju dimenzije transformatora i debljine metalnih tragova, čime bi se povećale kapacitivnosti C_{ox} , a samim tim i smanjila sopstvena rezonantna učestanost. Pri tome, faktor dobrote se nužno ne povećava povećanjem dimenzija transformatora i debljine metalnih tragova, već postoji optimum.

Opseg praktično ostvarivih odnosa transformacije impedanse ograničava upotrebu transformatora na odnose 1:2 ili 1:4, za konverziju diferencijalnog u jednostrani signal i kombinovanje snage. Primer upotrebe transformatora za konverziju diferencijalnog u jednostrani signal je 60 GHz PA u 65 nm CMOS tehnologiji, koji isporučuje 11.5 dBm snage sa 1 V napajanja, i maksimalnim PAE od 11% [101]. Rasipne induktivnosti transformatora se mogu iskoristiti za formiranje filtra propusnika opsega učestanosti, koji u isto vreme vrši konverziju diferencijalnog u jednostrani signal i prilagođenje [102].

Transformatori za kombinovanje snage u 60 GHz opsegu, koji imaju gubitke od 1 dB, su prezentovani u literaturi [103]. Pojačavač snage koji koristi transformatore za kombinovanje snage u 130 nm SiGe procesu, sa izlaznom snagom od 20 dBm na 60 GHz uz 20% maksimalnog PAE, je opisan u [104].

3.3 Tehnike za povećanje amplitude napona

Smanjivanje probojnog napona sa skaliranjem tehnologija ograničava ostvarivu efikasnost PA, usled povećanja odnosa transformacije impedanse r . Tehnikama za povećavanje amplitude napona povećava se efikasnost mreže za prilagođenje. Potencijalno se povećava i efikasnost tranzistora η_T , koja za pojačavač u klasi A iznosi:

$$\eta_T = \frac{1}{2} \frac{V_{\max} - V_{\min}}{V_{\max} + V_{\min}}. \quad (58)$$

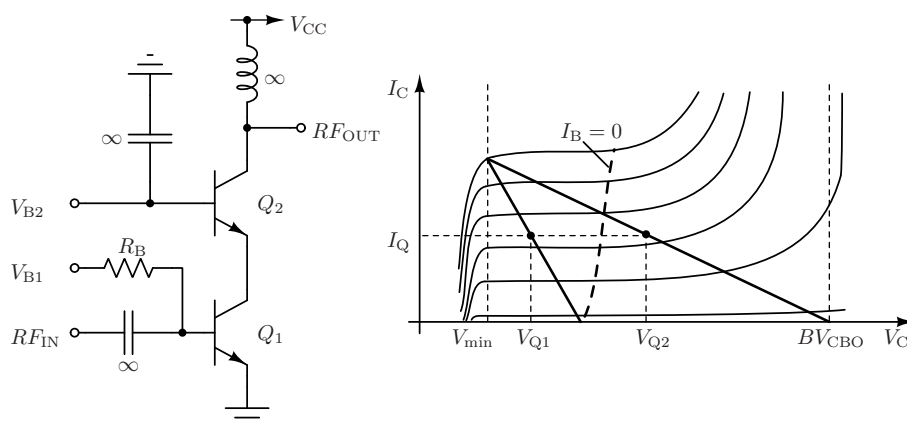
Probojni napon bipolarnih tranzistora zavisi od otpornosti R u bazi, i generalno važi:

$$BV_{CEO} < BV_{CER} < BV_{CES}. \quad (59)$$

Probojni napon pri otvorenoj bazi BV_{CEO} je najmanji usled multiplikacije lavinske struje, dok je probojni napon pri kratkospojenoj bazi BV_{CES} apsolutni maksimum ostvarivog napona [105]. U većini SiGe procesa BV_{CES} je dva do tri puta veće od BV_{CEO} , tako da je potencijal za povećanje probojnog napona značajan.

Povećanje amplitude izlaznog napona u slučaju bipolarnih tranzistora se može postići ubacivanjem kaskodnog tranzistora - slika 37. Probojni napon kaskodnog tranzistora je BV_{CBO} , pošto je baza na konstantnom naponu V_{B2} , čime je amplituda napona na izlazu značajno povećana. Probojni napon pojačavačkog tranzistora je veći od BV_{CEO} usled polarizacionog otpornika R_B i otpornosti izvora. Na slici 37 prikazana je i kriva na kojoj je struja baze kaskodnog tranzistora $I_B = 0$. Ona predstavlja graničnu vrednost napona kolektora pri kojoj dolazi do promene znaka

struje baze.



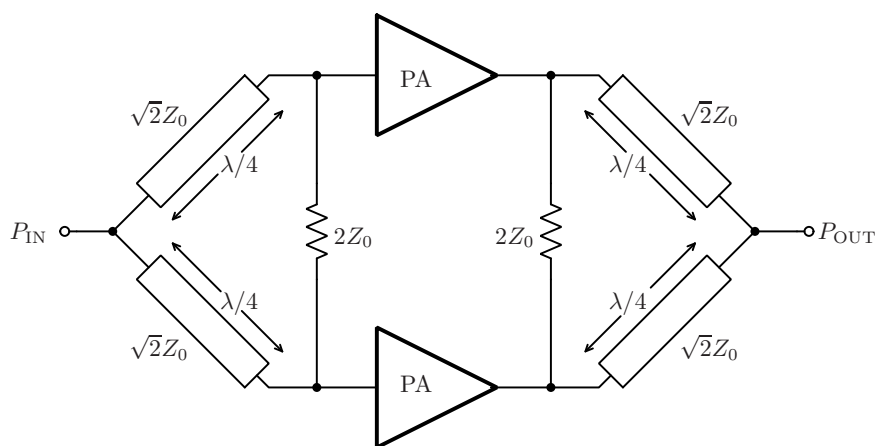
Slika 37: Povećanje amplitude napona kaskodiranjem bipolarnih tranzistora.

Korišćenjem kaskodne konfiguracije SiGe:C tranzistora moguće je dobiti značajno veće PAE efikasnosti u odnosu na slučaj pojačavača sa zajedničkim emiterom. Povećanje PAE proističe iz povećanja efikasnosti tranzistora, usled veće amplitude izlaznog napona, i efikasnosti mreže za prilagođenje, usled smanjivanja odnosa transformacije impedanse. Pored povećanja efikasnosti, kaskodna konfiguracija ima bolju izolaciju, odnosno manje reverzno pojačanje, i stabilnost. Iz navedenih razloga većina publikovanih PA u SiGe tehnologiji koristi kaskodnu konfiguraciju. Agresivnim polarisanjem kaskodne konfiguracije moguće je dobiti PAE od skoro 30% na 60 GHz u laboratorijskim uslovima [106].

Efekat povećanja probojnog napona kod MOS tranzistora ne postoji, pošto je probojni napon određen intenzitetom električnog polja u oblasti drejna. Povećanje probojnog napona se može postići jedino upotrebom tranzistora sa debljim gejtom u kaskodi. U tom slučaju pojačavački tranzistor bi imao minimalnu dužinu gejta, dok bi kaskodni imao veći probojni napon [102]. Hibridna kaskodna konfiguracija se može koristiti i u SiGe tehnologijama, pošto pored tranzistora sa velikim f_T uglavnom postoje i varijante sa većim probojnim naponom [75, 29]. Potencijalni nedostatak ove konfiguracije se ogleda u tome što tranzistori sa većim probojnim naponom imaju manje f_T , što ograničava maksimalnu radnu učestanost.

3.4 Klasična mikrotalasna rešenja za kombinovanje snage

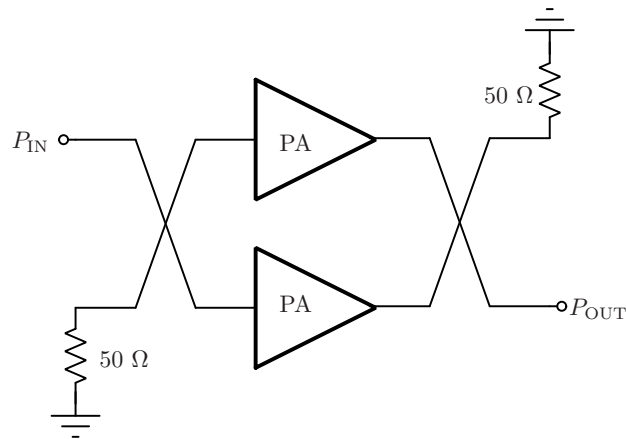
Talasna dužina signala učestanosti 60 GHz od samo 5 mm u vakuumu, odnosno $5 \text{ mm}/\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}$, gde je $\epsilon_{\text{eff}} = 3 \div 5$ u većini procesa, omogućava korišćenje $\lambda/4$ vodova u integrisanim kolima, a samim tim i klasičnih mikrotalasnih rešenja za kombinovanje snage. U klasična mikrotalasna rešenja spadaju kombinovanje snage Wilkinson-ovim deliteljima i balansni pojačavač sa 90° sprežnicima [107], koji su prikazani na slikama 38 i 39. Pretpostavimo da su svi pojačavači isti i da mogu isporučiti izlaznu snagu $P_{\text{OUT_PA}}$. U oba slučaja ulazna snaga P_{IN} će se ravnomerno podeliti među pojačavačima, i svaki od njih će na svom izlazu isporučivati po $P_{\text{OUT_PA}}$ koje se sabiraju, tako da je ukupna izlazna snaga $P_{\text{OUT}} = 2P_{\text{OUT_PA}}$. Principski je moguće sabrati snage i više od dva PA, ali u tom slučaju će zauzeće površine i gubici biti nepraktično veliki.



Slika 38: Kombinovanje snage Wilkinson-ovim deliteljima.

Oba prikazana rešenja kombinuju snagu PA, ali balansni pojačavač pri tome refleksije sa ulaza PA poništava na ulaznom priključku, dok ih sabira na 50Ω opterećenju. U idealnom slučaju poništavanje refleksija je potpuno, i balansni pojačavač je savršeno prilagođen. Refleksije koje potiču od opterećenja se disipiraju na 50Ω opterećenju u izlaznom sprežniku, i ne utiču na rad PA. Poništavanje refleksija je očigledno poželjna osobina, ali dolazi po cenu značajno složenije strukture sprežnika u odnosu na Wilkinson-ov delitelj.

Klasične tehnike za kombinovanje snage treba posmatrati kao sistemska rešenja, pošto ne ulaze u detalje projektovanja samih PA. Pored toga, ne koriste specifičnosti tehnologije integrisanih kola, koje se mogu iskoristiti za smanjenje zauzete površine i povećanje efikasnosti.

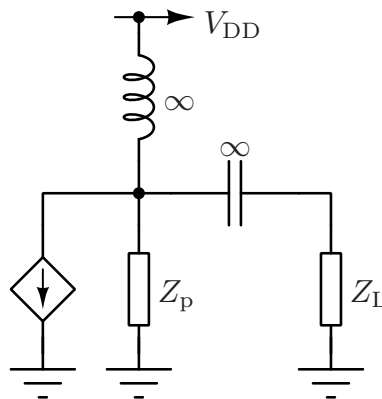


Slika 39: Balansni pojačavač.

3.5 Postupak projektovanja PA za zadatu izlaznu snagu i prilagođenje

3.5.1 Model PA za mali signal

Model pojačavača za mali signal koristi linearne modele komponenti, čiji su parametri sračunati u mirnoj radnoj tački. Linearizacijom se zanemaruju naponska i strujna ograničenja, kao i nelinearne karakteristike, zbog čega se efekti kao što su izobličenja, intermodulacije i transliranje učestanosti zanemaruju. Model za mali signal je važan zbog uvida u ponašanje pojačavača u linearnom režimu, kada nelinearni efekti ne dolaze do izražaja. Linearni model, prikazan na slici 40, je aproksimativno validan za snage koje su značajno ispod P_{1dB} , što je uglavnom slučaj kada se koriste kompleksne modulacije. Zavisni strujni generator je kontrolisan strujom u slučaju bipolarnih, odnosno naponom u slučaju MOS tranzistora.



Slika 40: Linearni model pojačavača.

Pod pretpostavkom da je pojačavač unilateralan, maksimalno pojačanje i najbolje prilagođenje na jednoj učestanosti se može ostvariti kada je $Z_p = Z_L^*$. Pojačanja manja od maksimalnog se mogu ostvariti impedansama Z_L koje odgovaraju krugovima konstantnog pojačanja na Smitovom dijagramu, koji su određeni centrom C_L i poluprečnikom R_L [94]:

$$C_L = \frac{g_L s_{22}^*}{1 - (1 - g_L) |s_{22}|^2}, \quad (60)$$

$$R_L = \frac{\sqrt{1 - g_L} (1 - |s_{22}|^2)}{1 - (1 - g_L) |s_{22}|^2}, \quad (61)$$

gde je $s_{22} = \frac{Z_p - Z_0}{Z_p + Z_0}$. U jednačinama (60) i (61) g_L je odnos pojačanja na krugu konstantnog pojačanja G_L i maksimalnog ostvarivog pojačanja G_{Lmax} :

$$g_L = \frac{|G_L|}{|G_{Lmax}|}, \quad (62)$$

gde je $G_{Lmax} = 1/(1 - |s_{22}|^2)$.

Smanjenje pojačanja se postiže uvođenjem refleksija, čime se u skladu sa Bode-Fano kriterijumom može postići veći propusni opseg. Interesantno je primetiti da krugovi konstantnog pojačanja i refleksija imaju isti oblik i u vezi su [108]:

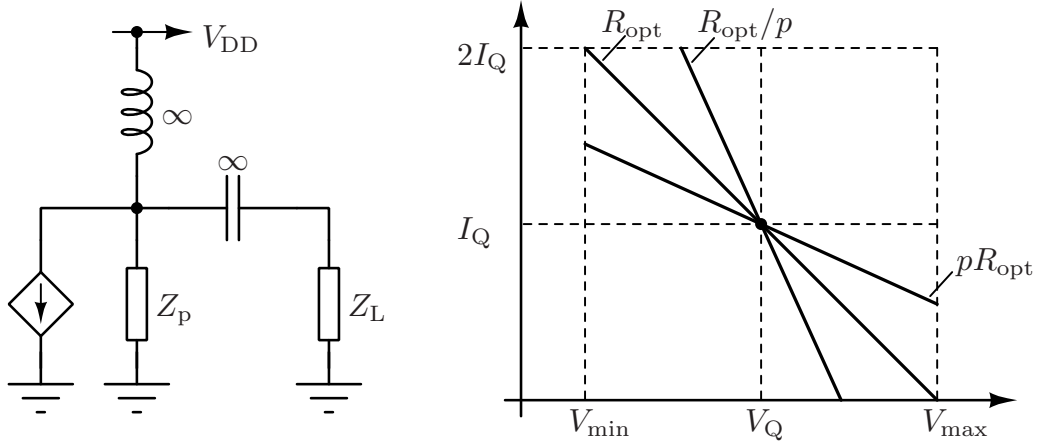
$$|\Gamma| = \sqrt{1 - g_L} = \sqrt{1 - \frac{|G_L|}{|G_{Lmax}|}}, \quad (63)$$

gde je $|\Gamma|$ koeficijent refleksije.

3.5.2 Model PA za veliki signal

Model pojačavača za veliki signal predložen u literaturi [109], prikazan na slici 41, uzima u obzir naponska i strujna ograničenja tranzistora. Napon na kolektoru ili drejnu tranzistora je ograničen probojnim naponom, i minimalnim naponom za koji je tranzistor u zasićenju, odnosno direktnom aktivnom režimu. Minimalna struja tranzistora je 0, dok je maksimalna struja jednaka dvostrukoj struji polarizacije. Uvođenjem navedenih strujnih i naponskih ograničenja u model pojačavača za mali signal dobija se model za veliki signal.

Ukoliko se zanemari parazitni element Z_p , maksimalna snaga se može preneti rezistivnom opterećenju za koje naponsko i strujno ograničenje nastupaju istovremeno,



Slika 41: Model pojačavača za veliki signal.

koje ima otpornost:

$$R_{\text{opt}} = \frac{(V_{\text{max}} - V_{\text{min}}) / 2}{I_Q}. \quad (64)$$

Maksimalna snaga je data sa:

$$P_{\text{out,max}} = \frac{1}{2} \frac{V_{\text{max}} - V_{\text{min}}}{2} I_Q. \quad (65)$$

Izlazna snaga za otpornost različitu od R_{opt} će biti manja usled naponskih ili strujnih ograničenja. Pojačavač opterećen sa pR_{opt} ili R_{opt}/p , gde je faktor smanjenja snage $p > 1$, će na izlazu davati p puta manju snagu od maksimalne $P_{\text{out,p}} = P_{\text{out,max}}/p$.

U slučaju opterećenja pR_{opt} izlazna amplituda napona je maksimalna, ali je amplituda struje manja od raspoloživih I_Q . Amplituda struje se može povećati, bez povećanja snage isporučene opterećenju, dodavanjem susceptanse $\pm jB$ u paraleli sa pR_{opt} . Susceptansa se može povećavati sve dok struja ne dostigne maksimalnu amplitudu I_Q , kada je:

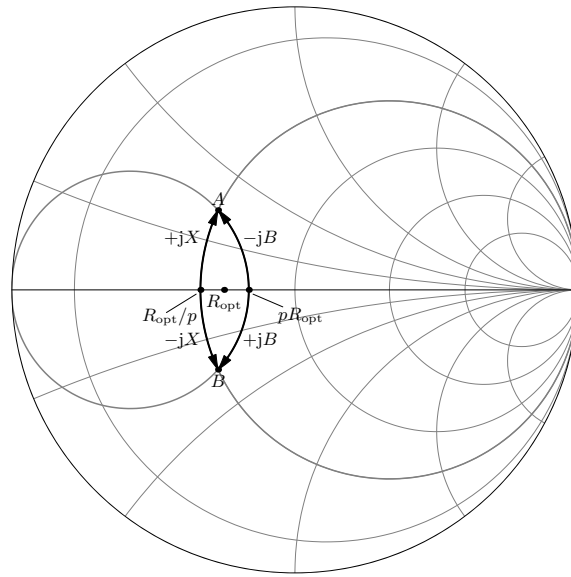
$$\left| \frac{1}{pR_{\text{opt}}} \pm jB_{\text{max}} \right| = \frac{1}{R_{\text{opt}}}. \quad (66)$$

Susceptansa $\pm jB$ transformiše pR_{opt} u luk koji se nalazi na krugu konstantne konduktanse na Smitovom dijagramu - slika 42.

Rešavanjem (66) dobija se maksimalna vrednost susceptanse:

$$B_{\text{max}} = \frac{1}{R_{\text{opt}}} \sqrt{1 - \frac{1}{p^2}}. \quad (67)$$

U slučaju opterećenja R_{opt}/p amplituda struje je maksimalna i iznosi I_Q , dok


 Slika 42: p kontura konstantne snage.

je amplituda napona manja od raspoloživih $(V_{\max} - V_{\min})/2$. Amplituda napona se, bez povećanja izlazne snage, može povećati dodavanjem reaktanse $\pm jX$ na red sa R_{opt}/p . Reaktansa se može povećavati sve dok napon ne dostigne maksimalnu amplitudu, kada je:

$$\left| \frac{R_{\text{opt}}}{p} \pm jX_{\max} \right| = R_{\text{opt}}. \quad (68)$$

Redna reaktansa $\pm jX$ transformiše R_{opt}/p u luk koji se nalazi na krugu konstantne rezistanse na Smitovom dijagramu. Rešavanjem (68) dobija se maksimalna vrednost reaktanse:

$$X_{\max} = R_{\text{opt}} \sqrt{1 - \frac{1}{p^2}} \quad (69)$$

Intuitivno je da lukovi dobijeni dodavanjem redne reaktanse $\pm jX$ opterećenju R_{opt}/p i paralelne susceptanse $\pm jB$ opterećenju pR_{opt} formiraju zatvorenu konturu. Ukoliko lukovi formiraju zatvorenu konturu, u tački A na slici 42 bi moralo da važi:

$$\frac{R_{\text{opt}}}{p} + jX_{\max} = \frac{1}{\frac{1}{pR_{\text{opt}}} - jB_{\max}}. \quad (70)$$

Zamenom (67) i (69) u (70) dobija se:

$$\frac{1}{p} + j\sqrt{1 - \frac{1}{p^2}} = \frac{1}{\frac{1}{p} - j\sqrt{1 - \frac{1}{p^2}}}. \quad (71)$$

Proširenjem desne strane jednačine dobija se:

$$\frac{1}{p} + j\sqrt{1 - \frac{1}{p^2}} = \frac{1}{\frac{1}{p} - j\sqrt{1 - \frac{1}{p^2}}} \frac{\frac{1}{\frac{1}{p} + j\sqrt{1 - \frac{1}{p^2}}}}{\frac{1}{\frac{1}{p} + j\sqrt{1 - \frac{1}{p^2}}}}. \quad (72)$$

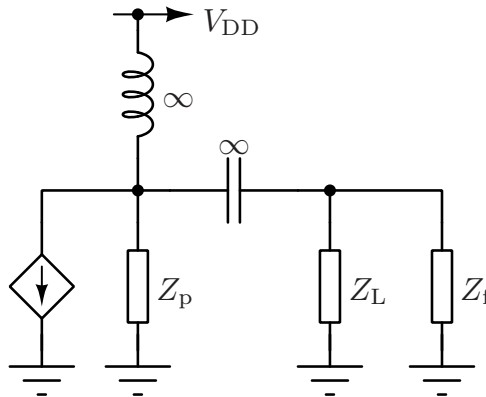
odakle je:

$$\frac{1}{p} + j\sqrt{1 - \frac{1}{p^2}} = \frac{\frac{1}{p} + j\sqrt{1 - \frac{1}{p^2}}}{\left(\frac{1}{p}\right)^2 + \left(\sqrt{1 - \frac{1}{p^2}}\right)^2}, \quad (73)$$

iz čega je očigledno da jednakost (70) važi. Ekvivalentno izvođenje važi i za tačku B, tako da lukovi formiraju zatvorenu konturu.

Dobijena kontura predstavlja geometrijsko mesto tačaka impedansi za koje pojačavač isporučuje p puta manju snagu od maksimalne uz p puta manju efikasnost, i naziva se p kontura. Površina obuhvaćena konturom predstavlja oblast impedansi za koje pojačavač isporučuje snage od P_{\max} do P_{\max}/p , i njen značaj će se videti u daljem tekstu.

Parazitni elementi tranzistora, predstavljeni impedansom Z_p , su zanemareni u prethodnom razmatranju. Slučaj kada postoje parazitni elementi se može svesti na prethodni uvođenjem dodatnog fiktivnog opterećenja Z_f , kao što je prikazano na slici 43.



Slika 43: Uvođenje fiktivnog opterećenja Z_f radi svođenja na prethodni slučaj.

Izborom $Z_f = -Z_p$ parazitni elementi se poništavaju i slučaj se svodi na prethodni. Optimalna impedansa za maksimalnu snagu se u slučaju parazitnih elemenata menja sa R_{opt} , koje je određeno strujno-naponskim ograničenjima u:

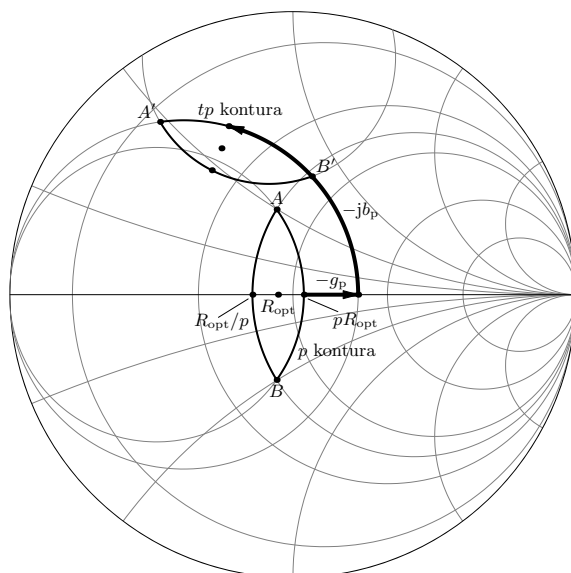
$$Z_{\text{opt}} = R_{\text{opt}} \parallel -Z_p, \quad (74)$$

odnosno optimalnu admitansu:

$$Y_{\text{opt}} = G_{\text{opt}} - Y_p = G_{\text{opt}} - G_p - jB_p. \quad (75)$$

Optimalna impedansa za maksimalnu snagu se razlikuje od impedanse za najbolje prilagođenje u modelu malog signala, usled naponsko-strujnih ograničenja tranzistora. Da bi PA isporučio maksimalnu snagu, mreža za prilagođenje treba da transformiše 50Ω opterećenje u Z_{opt} dato jednačinom (74).

Pored vrednosti optimalne admitanse, jednačina (75) daje uvid i u to kako se p konture preslikavaju u tp konture, što je prikazano na slici 44 za slučaj $Z_p = R_p + jX_p$, pri čemu je $X_p < 0$ - kapacitivnost.



Slika 44: Preslikavanje kontura konstantne snage usled parazitnih elemenata.

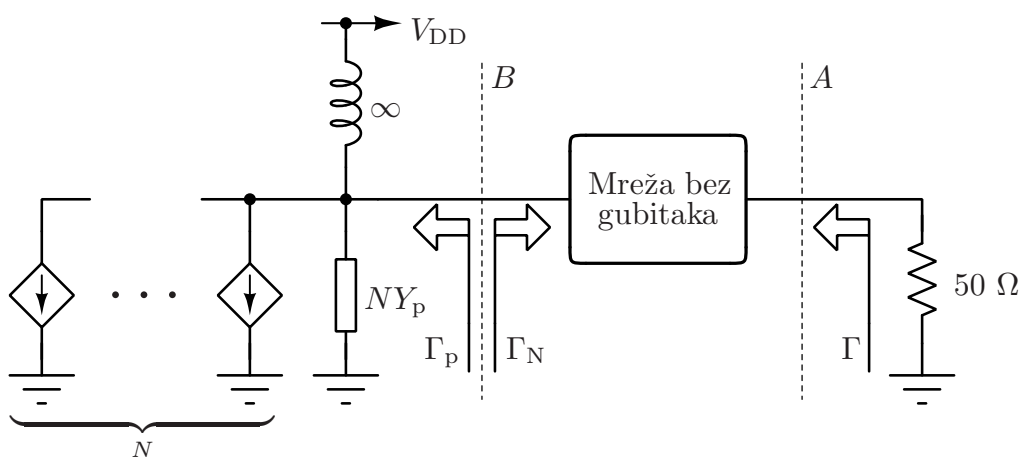
Reaktivni deo Z_p se menja sa učestanošću, tako da je preslikavanje p u tp konturu frekvencijski zavisno. Samim tim, tp konture se pomeraju sa učestanošću, što otežava projektovanje širokopoljnih pojačavača. Ukoliko se Z_p proglašuje fiksnim delom mreže za prilagođenje, umesto parazitnim elementom tranzistora, konture konstantne snage se ne transformišu, i samim tim ne pomeraju sa učestanošću. Projektovanjem mreže za prilagođenje koja sadrži Z_p i u opsegu $[f_1, f_2]$ transformiše 50Ω opterećenje u impedansu obuhvaćenu p konturom, obezbeđuje se da izlazna snaga bude u opsegu $[P_{\text{max}}/p, P_{\text{max}}]$. Na taj način se u postupku projektovanja mreže za prilagođenje obezbeđuje da PA može isporučiti željenu snagu u celom opsegu učestanosti od interesa.

3.5.3 Veza parametara za male i velike signale

Krugovi konstantnog pojačanja i konture konstantne snage pružaju mogućnost projektovanja pojačavača za zadato pojačanje za mali signal ili snagu, ali ne otkrivaju međusobne zavisnosti parametara. U velikom broju slučajeva pojačavači snage se projektuju za što veću linearnost, odnosno izlaznu snagu, a uglavnom se koriste u linearnoj oblasti. Stoga je od interesa naći vezu parametara za mali i veliki signal, kao i moguće kompromise koji se mogu praviti.

U ovom odeljku biće pokazano da su parametri velikog i malog signala povezani tehnološkim parametrima i uslovima polarizacije. Izvedene veze će pružiti uvid u kompromise između izlazne snage, efikasnosti i prilagođenja, kao i kvantitativne pokazatelje performansi (engl. *Figure of Merit* - FOM) tehnologije. U toku izvođenja impedansa, admitansa i koeficijent refleksije biće korišćeni u različitim izrazima, uz konvenciju da impedansa Z_X , admitansa Y_X i koeficijent refleksije Γ_X predstavljaju istu veličinu.

Model PA, predstavljen na slici 45, se sastoji iz N identičnih tranzistora u paraleli i mreže za prilagođenje. Jedinični tranzistor se modeluje naponski i strujno ograničenim zavisnim strujnim izvorom sa jednosmernom komponentom I_Q , i parazitnim elementom $Y_p = 1/Z_p$. Mreža za prilagođenje transformiše 50Ω opterećenje u Γ_N i može biti proizvoljne kompleksnosti, uz ograničenja da je pasivna, bez gubitaka i recipročna.



Slika 45: Model PA.

Koeficijent refleksije Γ_p je određen brojem tranzistora u paraleli N , geometrijom jediničnog tranzistora, tehnološkim parametrima i uslovima polarizacije. Mreža za prilagođenje može da preslika 50Ω opterećenje u proizvoljno $|\Gamma_N| \leq 1$, odno-

sno u proizvoljnu pasivnu impedansu. Najbolje prilagođenje za mali signal se postiže konjugovano kompleksnim prilagođenjem, kada je $Z_{CM} = Z_p^*$. Najveća izlazna snaga se postiže kada se mreža za prilagođenje projektuje tako da bude zadovoljeno $Z_{PM} = [R_{opt} || (-Z_p)]$. Očigledno je da se u generalnom slučaju ne mogu istovremeno postići najveća izlazna snaga, odnosno linearnost, i najbolje prilagođenje, usled čega je potrebno napraviti kompromis.

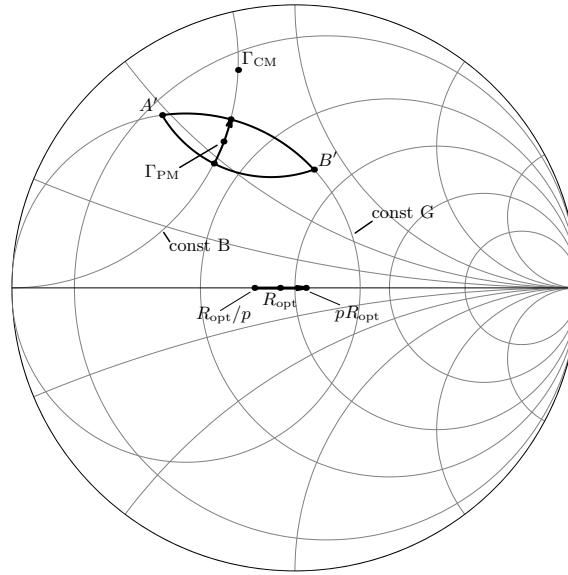
Povezanost parametara za mali i veliki signal se može uočiti ako se impedanse za najbolje prilagođenje Z_{CM} i najveću snagu Z_{PM} pretvore u admitanse:

$$\begin{aligned} Y_{CM} &= \frac{1}{Z_{CM}} = \frac{1}{Z_p^*} = \frac{Z_p}{|Z_p|^2} \\ &= \frac{R_p}{R_p^2 + X_p^2} + j \frac{X_p}{R_p^2 + X_p^2}, \end{aligned} \quad (76)$$

$$\begin{aligned} Y_{PM} &= \frac{1}{R_{opt} || (-Z_p)} = G_{opt} - \frac{1}{Z_p} = G_{opt} - \frac{Z_p^*}{|Z_p|^2} \\ &= G_{opt} - \frac{R_p}{R_p^2 + X_p^2} + j \frac{X_p}{R_p^2 + X_p^2}. \end{aligned} \quad (77)$$

Iz jednačine (76) se može videti da je $\text{Im}(Y_{CM}) = \text{Im}(Y_{PM})$, odnosno da su susceptanse jednake. Jednakost susceptansi znači da se tačke konjugovano-kompleksnog prilagođenja i maksimalne snage nalaze na krugu konstantne susceptanse na Smitovom dijagramu. Iz izraza (76) može se videti da jednakost susceptansi važi i za pG_{opt} i G_{opt}/p , odnosno da se sve tačke na realnoj osi između njih preslikavaju u luk na krugu konstantne susceptanse, kao što je prikazano na slici 46. Implikacija jednakosti susceptansi je da se tp konture i konture konstantnog prilagođenja pomeraju istovremeno prilikom promene parazitne kapacitivnosti tranzistora.

Dalji uvid u povezanost parametara za mali i veliki signal se može dobiti ukoliko se izračuna koeficijent refleksije Γ u slučaju kada je pojačavač projektovan za maksimalnu izlaznu snagu. U tom slučaju mreža za prilagođenje se projektuje tako da transformiše 50Ω u $Z_{PM} = [R_{opt} || (-Z_p)]$, odnosno da je $\Gamma_N = \Gamma_{PM}$ (slika 45). Mreža za prilagođenje može biti proizvoljne kompleksnosti, ali pošto je pretpostavljeno da je pasivna, recipročna i bez gubitaka, može se primeniti teorema invarijantnosti prilagođenja impedanse (engl. *impedance mismatch invariance property*) [108]. Po teoremi invarijantnosti prilagođenja impedanse koeficijent prilagođenja impedanse M je isti u ravnima A i B na slici 45. U ravni B koeficijent prilagođenja impedanse


 Slika 46: Slika uz izvođenje jednakosti susceptansi Γ_{CM} i Γ_{PM} .

ima vrednost:

$$M = 4 \frac{\operatorname{Re}\{Z_p\} \cdot \operatorname{Re}\{Z_N\}}{|Z_p + Z_N|^2}. \quad (78)$$

U ravni A koeficijent prilagođenja impedanse M je isti, i koeficijent refleksije (prilagođenje) na izlazu pojačavača je:

$$|\Gamma| = \sqrt{1 - M}. \quad (79)$$

Pod pretpostavkom da je za zadatu izlaznu snagu P_{out} potrebno upotrebiti N tranzistora u paraleli, šant impedansa koja potiče od parazitnih elemenata ima vrednost:

$$Z_{p,N} = \frac{Z_p}{N} = \frac{R_p + jX_p}{N}. \quad (80)$$

Da bi se dobila maksimalna snaga, mreža za prilagođenje treba da transformiše 50Ω opterećenje u $Z_{N,N} = Z_{PM,N}$:

$$Z_{N,N} = \left[\frac{R_{opt}}{N} \left\| \left(-\frac{Z_p}{N} \right) \right] = \frac{1}{N} \left[R_{opt} \left\| (-Z_p) \right]. \quad (81)$$

Zamenom vrednosti $Z_{p,N}$ i $Z_{N,N}$ u jednačinu (78) dobija se:

$$M = 4 \frac{R_p R_{opt} (|Z_p|^2 - R_p R_{opt})}{|Z_p|^4}, \quad (82)$$

odakle je koeficijent refleksije Γ na izlazu:

$$\Gamma = \sqrt{1 - 4 \frac{R_p R_{\text{opt}} (|Z_p|^2 - R_p R_{\text{opt}})}{|Z_p|^4}}. \quad (83)$$

Koeficijent refleksije na izlazu pojačavača projektovanog za maksimalnu snagu ne zavisi od broja tranzistora N , već je određen parazitnim elementima i optimalnom otpornošću za maksimalnu snagu, odnosno tehnološkim parametrima i polarizacijom. Ovaj rezultat se intuitivno mogao naslutiti iz jednakosti susceptansi optimalnih tačaka za mali i veliki signal. Povećanjem broja tranzistora u paraleli, radi povećanja izlazne snage, ne utiče na prilagođenje za mali signal, pošto se impedanse za najbolje prilagođenje i maksimalnu snagu istovremeno pomeraju, usled čega su M i Γ konstatni.

Izlazna snaga u razmatranom slučaju je:

$$P_{\text{max}} = \frac{1}{2} \frac{(V_{\text{max}} - V_{\text{min}})}{2} N I_{Q \times 1}, \quad (84)$$

gde I_Q struja polarizacije jediničnog tranzistora. Efikasnost je:

$$\eta_{P_{\text{max}}} = \frac{P_{\text{RF}}}{P_{\text{DC}}} = \frac{1}{2} \frac{V_{\text{max}} - V_{\text{min}}}{V_{\text{max}} + V_{\text{min}}}. \quad (85)$$

Izlazna snaga se u idealnom slučaju povećava linearno sa brojem tranzistora, dok se efikasnost ne menja, pod pretpostavkom da je mreža za prilagođenje bez gubitaka. Povećavanjem broja tranzistora i konsekvntno ukupne struje polarizacije smanjuje se R_{opt} , čime se povećava potrebnii odnos transformacije impedanse, a samim tim i smanjuje efikasnost mreže za prilagođenje.

U slučaju pojačavača projektovanog za maksimalnu snagu, jednačina za koeficijent prilagođenja impedanse M (82) sadrži samo jedan član koji zavisi od polarizacije (R_{opt}), dok su ostali određeni tehnološkim parametrima. Koeficijent prilagođenja impedanse u zavisnosti od R_{opt} je parabola, koja dostiže ekstremnu vrednost za vrednost R_{opt} :

$$\frac{\partial M}{\partial R_{\text{opt}}} = \frac{4}{|Z_p|^4} (R_p |Z_p|^2 - 2R_p^2 R_{\text{opt}}) = 0, \quad (86)$$

$$R_{\text{opt}} = \frac{|Z_p|^2}{2R_p}, \quad (87)$$

koja iznosi $M = 1$. Ispitivanjem drugog izvoda:

$$\frac{\partial^2 M}{\partial R_{\text{opt}}^2} = -\frac{8R_p^2}{|Z_p|^4} < 0, \quad (88)$$

je jasno da je u pitanju maksimum. Kako je koeficijent refleksije na izlazu pojačavača:

$$\Gamma = \sqrt{1 - M}, \quad (89)$$

slučaj $M = 1$ odgovara nultoj refleksiji, odnosno savršenom prilagođenju. Ukoliko je inicijalno $R_{\text{opt}} < |Z_p|^2/(2R_p)$, povećavanjem optimalne otpornosti jediničnog tranzistora se smanjuje koeficijent refleksije, u suprotnom se koeficijent refleksije smanjuje smanjenjem R_{opt} .

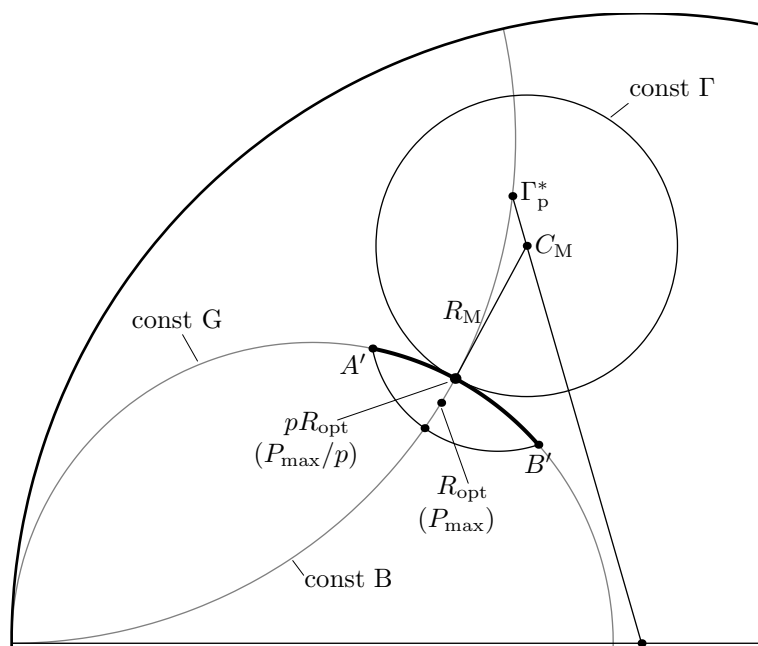
Optimalna otpornost jediničnog tranzistora je određena odnosom maksimalne amplitude napona i struje polarizacije (64). Iz izraza za efikasnost (85) se vidi da je poželjno imati maksimalnu amplitudu napona, kako bi se dobila najveća moguća efikasnost, ali i da efikasnost ne zavisi od struje polarizacije. Promenom struje polarizacije jediničnog tranzistora moguće je menjati optimalnu otpornost jediničnog tranzistora, a samim tim i poboljšavati prilagođenje pojačavača projektovanog za maksimalnu izlaznu snagu. Ukoliko se broj tranzistora u paraleli N menja tako da je $N \cdot I_{Q \times 1}$ konstantno, izlazna snaga je konstantna. Promenom broja tranzistora N se ne menja prilagođenje pošto M ne zavisi od N . Takođe, usled konstantne ukupne struje ($N \cdot I_{Q \times 1} = \text{const}$) ne menja se ni odnos transformacije impedanse, a samim tim ni efikasnost mreže za prilagođenje.

Tehnološki parametri su uglavnom takvi da poboljšanje prilagođenja zahteva povećanje R_{opt} , odnosno smanjenje struje polarizacije jediničnog tranzistora $I_{Q \times 1}$ i povećanje broja tranzistora u paraleli N . Iako se iz prethodnog izlaganja čini da se prilagođenje može poboljšati smanjenjem struje polarizacije jediničnog tranzistora, bez uticaja na ostale parametre pojačavača, to nije slučaj. Smanjenjem struje polarizacije jediničnog tranzistora smanjuje se f_T , čime se smanjuje pojačanje tranzistora. Povećanjem broja tranzistora u paraleli povećava se ukupna parazitna kapacitivnost, čime se smanjuje ostvarivi propusni opseg usled Bode-Fano kriterijuma. Iz navedenih razloga, praktično ostvarivo skaliranje struje nije proizvoljno veliko, ali se može iskoristiti za poboljšanje prilagođenja bez uticaja na efikasnost. Dodatno poboljšanje prilagođenja se može izvršiti samo smanjenjem efikasnosti, kao što će biti pokazano.

Koeficijentu refleksije na izlazu pojačavača Γ odgovara krug konstantnog prilagođenja

gođenja na Smitovom dijagramu, sa centrom C_M (60) i poluprečnikom R_M (61). Pretpostavićemo da tačka maksimalne snage, čak i uz skaliranje struje, ne leži na željenom krugu konstantnog prilagođenja, kao što je prikazano na slici 47. Svaka tačka na krugu konstantnog prilagođenja pripada tp konturi konstantne snage za neku vrednost faktora smanjenja snage p . Izborom bilo koje tačke na krugu pojačavač ima isti koeficijent refleksije, ali izlazna snaga varira u zavisnosti od faktora smanjenja snage p .

Od interesa je naći minimalnu vrednost faktora smanjenja snage p kojim se može postići željeno prilagođenje, kao i odgovarajuću vrednost impedanse na krugu konstantnog prilagođenja koja rezultuje minimalnim p . Projektovanjem mreže za prilagođenje da preslika 50Ω opterećenje u tako određenu impedansu rezultuje željenim prilagođenjem, uz minimalno smanjenje izlazne snage i efikasnosti.



Slika 47: Krugovi konstantnog prilagođenja i tp kontura konstantne snage.

Minimalna vrednost faktora smanjenja snage p , za koju pojačavač ima zadati koeficijent refleksije Γ , odgovara slučaju kada se tp kontura i krug konstantnog prilagođenja dodiruju, kao što je prikazano na slici 47. Dodirna tačka se nalazi na luku $A' - B'$ koji pripada krugu konstantne konduktanse G . Krugovi konstantne susceptanse B i konstantne konduktanse G su uvek ortogonalni [94]. Može se pokazati da su krugovi konstantnog prilagođenja, određeni sa Γ_p^* i Γ , uvek ortogonalni na krug konstantne susceptanse određen sa Γ_p^* . Pošto se preslikana realna osa p konture nalazi na istom krugu konstantne susceptanse - jednačina (76), tačka dodira je u

preslikanoj tački pR_{opt} .

Ortogonalnost krugova konstantnog prilagođenja i susceptanse se može pokazati uz pomoć slike 48.

Krug konstantne susceptanse na kome se nalazi $\Gamma_p^* = \Gamma_r + j\Gamma_i$ je određen sa:

$$C_B = -1 + j \frac{(1 + \Gamma_r)^2 + \Gamma_i^2}{2\Gamma_i}, \quad (90)$$

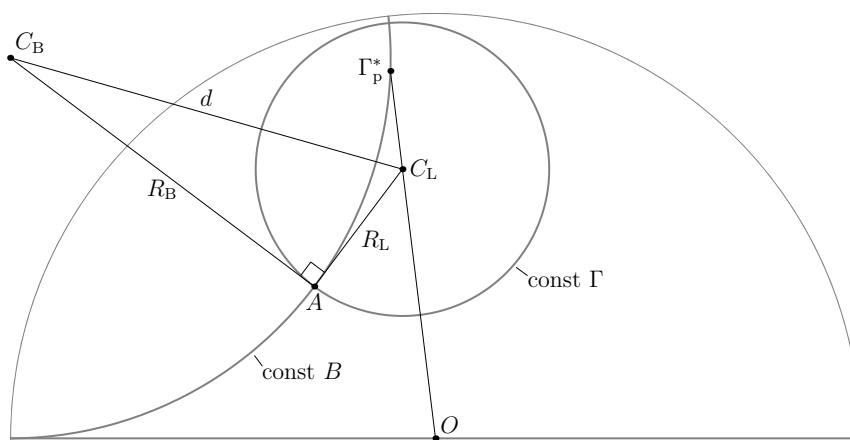
$$R_B = \frac{(1 + \Gamma_r)^2 + \Gamma_i^2}{2\Gamma_i}. \quad (91)$$

Krug konstantnog prilagođenja Γ je određen sa:

$$C_L = \frac{M\Gamma_p^*}{1 - (1 - M)|\Gamma_p|^2}, \quad (92)$$

$$R_L = \frac{\sqrt{1 - M}(1 - |\Gamma_p|^2)}{1 - (1 - M)|\Gamma_p|^2}, \quad (93)$$

pošto je na izlazu pojačavača $M = 1 - |\Gamma|^2 = g_L$.



Slika 48: Slika uz dokaz ortogonalnosti krugova konstantnog prilagođenja i susceptanse.

Ukoliko su krugovi ortogonalni, onda po Pitagorinoj teoremi važi:

$$d^2 = R_B^2 + R_L^2. \quad (94)$$

Principski je moguće pokazati ortogonalnost direktno izrazom (94), ali je postupak jednostavniji ukoliko se napiše u drugoj formi. Neka su centri krugova dati tačkama (a_1, b_1) i (a_2, b_2) , sa poluprečnicima r_1 i r_2 . U tom slučaju kriterijum ortogonalnosti

se može napisati kao:

$$2a_1a_2 + 2b_1b_2 = c_1 + c_2, \quad (95)$$

gde su :

$$c_1 = a_1^2 + b_1^2 - r_1^2, \quad (96)$$

$$c_2 = a_2^2 + b_2^2 - r_2^2. \quad (97)$$

Zamenom (90) i (91) koeficijenti za krug konstantne susceptanse su:

$$a_1 = -1, \quad (98)$$

$$b_1 = \frac{1}{2} \frac{(1 + \Gamma_r)^2 + \Gamma_i^2}{\Gamma_i}, \quad (99)$$

$$c_1 = 1. \quad (100)$$

Koeficijenti za krug konstantnog prilagođenja su:

$$a_2 = \frac{M\Gamma_r}{1 - (1 - M)(\Gamma_r^2 + \Gamma_i^2)}, \quad (101)$$

$$b_2 = \frac{M\Gamma_i}{1 - (1 - M)(\Gamma_r^2 + \Gamma_i^2)}, \quad (102)$$

$$c_2 = \frac{\Gamma_r^2 + \Gamma_i^2 + M - 1}{1 - (1 - M)(\Gamma_r^2 + \Gamma_i^2)}. \quad (103)$$

Iz koeficijenata krugova konstante susceptanse i prilagođenja dobija se:

$$c_1 + c_2 = \frac{M(1 + \Gamma_r^2 + \Gamma_i^2)}{1 - (1 - M)(\Gamma_r^2 + \Gamma_i^2)}, \quad (104)$$

$$2a_1a_2 + 2b_1b_2 = \frac{M(1 + \Gamma_r^2 + \Gamma_i^2)}{1 - (1 - M)(\Gamma_r^2 + \Gamma_i^2)}, \quad (105)$$

odakle sledi da su krugovi uvek ortogonalni, za bilo koju vrednost $M \in [0, 1]$.

Tačka u kojoj se krug konstantnog prilagođenja Γ dodiruje sa tp konturom odgovara preslikanoj pR_{opt} tački, odnosno:

$$Z_{\text{pmin},N} = \frac{1}{N} \left(pR_{\text{opt}} \left\| (-Z_p) \right\| \right). \quad (106)$$

Odgovarajuća vrednost p se može odrediti izračunavanjem koeficijenta prilagođenja

impedanse M za $Z_{p\min}$:

$$M = 4 \frac{pR_{\text{opt}}R_p \left(|Z_p|^2 - pR_{\text{opt}}R_p \right)}{|Z_p|^4}. \quad (107)$$

Rešavanjem po p dobijaju se dva rešenja:

$$p_{1,2} = |Z_p|^2 \frac{1 \pm \sqrt{1 - M}}{2R_{\text{opt}}R_p}. \quad (108)$$

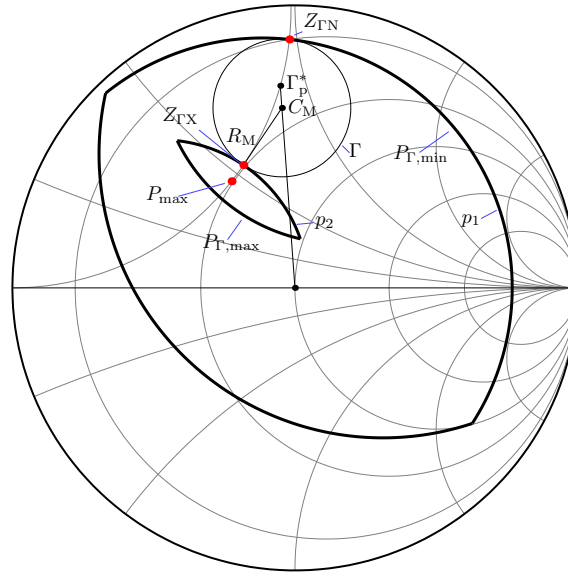
Koeficijent prilagođenja impedanse je određen željenim koeficijentom refleksije Γ , odakle je faktor smanjenja snage p :

$$p_1 = |Z_p|^2 \frac{1 + |\Gamma|}{2R_{\text{opt}}R_p}, \quad (109)$$

$$p_2 = |Z_p|^2 \frac{1 - |\Gamma|}{2R_{\text{opt}}R_p}. \quad (110)$$

Faktor smanjenja snage p ima dva rešenja, za koje su nacrtane odgovarajuće tp konture na slici 49. Rešenje p_1 odgovara maksimalnom smanjenju snage, odnosno minimalnoj snazi $P_{\Gamma,\min} = P_{\max}/p_1$, dok rešenje p_2 odgovara minimalnom smanjenju, odnosno maksimalnoj snazi $P_{\Gamma,\max} = P_{\max}/p_2$, koja se može ostvariti za željeno prilagođenje Γ . Impedanse Z_{TX} i Z_{TN} odgovaraju maksimalnoj i minimalnoj izlaznoj snazi, respektivno. Izborom bilo koje druge tačke na krugu konstantnog prilagođenja izlazna snaga je između ove dve granice, ali prilagođenje ostaje isto. Kako krug konstantnog prilagođenja obuhvata sve krugove sa manjim koeficijentom refleksije, izlazna snaga za impedanse obuhvaćene krugom Γ je ograničena sa $(P_{\Gamma,\min}, P_{\Gamma,\max})$, iz čega dolazimo do značajnog rezultata:

$$P_{\Gamma,\min} \leq P_{\Gamma_{\text{out}} \leq \Gamma} \leq P_{\Gamma,\max}. \quad (111)$$



Slika 49: Konture maksimalne i minimalne snage za zadato prilagođenje.

Za zadato prilagođenje Γ maksimalna izlazna snaga je:

$$\begin{aligned}
 P_{\Gamma, \max} &= \frac{P_{\max}}{p_2} = \frac{1}{2p_2} \frac{(V_{\max} - V_{\min})}{2} NI_{Q \times 1} \\
 &= \frac{R_{\text{opt}} R_p}{|Z_p|^2 (1 - |\Gamma|)} \frac{(V_{\max} - V_{\min})}{2} NI_{Q \times 1} . \\
 &= \frac{N}{1 - |\Gamma|} \frac{R_p}{|Z_p|^2} \frac{(V_{\max} - V_{\min})^2}{4} .
 \end{aligned} \tag{112}$$

U (112) prvi član predstavlja izabrane parametre - broj tranzistora i prilagođenje, drugi član predstavlja parazitne elemente jediničnog tranzistora, dok treći član predstavlja maksimalnu amplitudu napona. Minimalna izlazna snaga za zadato prilagođenje je data sa:

$$P_{\Gamma, \min} = \frac{N}{1 + |\Gamma|} \frac{R_p}{|Z_p|^2} \frac{(V_{\max} - V_{\min})^2}{4} . \tag{113}$$

Maksimalna efikasnost za zadati koeficijent refleksije Γ , koja odgovara maksimalnoj izlaznoj snazi $P_{\Gamma, \max}$, je:

$$\begin{aligned}
 \eta_{\Gamma, \max} &= \frac{1}{2p_2} \frac{V_{\max} - V_{\min}}{V_{\max} + V_{\min}} \\
 &= \frac{1}{1 - |\Gamma|} \frac{R_p}{2|Z_p|^2} \frac{(V_{\max} - V_{\min})^2}{V_{\max} + V_{\min}} \frac{1}{I_{Q \times 1}} .
 \end{aligned} \tag{114}$$

Iz jednačine za efikasnost $\eta_{\Gamma, \max}$ (114) se vidi da je za zadato prilagođenje član $V_{\max} - V_{\min}$ kvadratni, dok je za maksimalnu snagu (85) linearan, odnosno:

$$\eta_{\Gamma, \max} = \frac{1}{1 - |\Gamma|} \frac{R_p}{|Z_p|^2} \frac{V_{\max} - V_{\min}}{I_{Q \times 1}} \eta_{P_{\max}}. \quad (115)$$

Stoga je povećanje probojnog napona od presudne važnosti za istovremeno postizanje željenog prilagođenja i snage. Takođe se vidi da se efikasnost može poboljšati skaliranjem struje polarizacije jediničnog tranzistora $I_{Q \times 1}$.

Optimalna impedansa, za koju se postiže najveća snaga $P_{\Gamma, \max}$ i efikasnost $\eta_{\Gamma, \max}$ za zadato prilagođenje je preslikana tačka $p_2 R_{\text{opt}}$:

$$\begin{aligned} Z_{\Gamma X, N} &= \frac{1}{N} \left(p_2 R_{\text{opt}} \right) \Big| \Big| \left(-Z_p \right) \\ &= \frac{1}{N} \left(|Z_p|^2 \frac{1 - |\Gamma|}{2 R_{\text{opt}} R_p} R_{\text{opt}} \right) \Big| \Big| \left(-Z_p \right). \\ &= \frac{1}{N} \frac{(1 - |\Gamma|)(R_p^2 + X_p^2)}{(1 + |\Gamma|)R_p + j(1 - |\Gamma|)X_p} \end{aligned} \quad (116)$$

Optimalna impedansa za maksimalnu snagu pri zadatom prilagođenju $Z_{\Gamma X}$ ne zavisi od parametara za veliki signal, već samo od parazitnih elemenata, broja tranzistora u paraleli i željenog prilagođenja. Pošto se prilagođenje ne menja sa brojem tranzistora u paraleli N , svi proračuni impedansi se mogu izvršiti za $N = 1$ i na kraju skalirati.

Vrednost faktora smanjenja snage za konjugovano-kompleksno prilagođenje p_{CM} se može dobiti izračunavanjem (109) ili (110) za $\Gamma = 0$ i iznosi:

$$p_{\text{CM}} = \frac{|Z_p|^2}{2 R_{\text{opt}} R_p} = \frac{|Z_p|^2}{R_p} \frac{I_{Q \times 1}}{V_{\max} - V_{\min}}. \quad (117)$$

Izračunata vrednost p_{CM} pokazuje koliko puta manju snagu od maksimalne isporučuje konjugovano-kompleksno prilagođen pojačavač, i može se smatrati kvantitativnim pokazateljem performansi tehnologije (FOM).

Na osnovu p_{CM} se mogu izraziti $p_{1,2}$, $\Gamma \Big|_{P_{\max}}$ i impedansa za koju pojačavač isporučuje maksimalnu snagu $Z_{P_{\max}}$, N . Maksimalni i minimalni faktori smanjenja snage za zadati koeficijent refleksije Γ se mogu izraziti kao:

$$p_{1,2} = p_{\text{CM}} (1 \pm |\Gamma|). \quad (118)$$

Koeficijent refleksije pojačavača projektovanog za maksimalnu snagu se može izraziti kao:

$$\begin{aligned}
 \Gamma \Big|_{P_{\max}} &= \sqrt{1 - 4 \frac{R_p R_{\text{opt}} (|Z_p|^2 - R_p R_{\text{opt}})}{|Z_p|^4}} \\
 &= \sqrt{1 - 4 \frac{\left(\frac{2}{2} \frac{|Z_p|^2}{R_p R_{\text{opt}}} - 1\right)}{\frac{2^2}{2^2} \frac{|Z_p|^4}{(R_p R_{\text{opt}})^2}}} \quad , \quad (119) \\
 &= \sqrt{1 - \frac{2p_{\text{CM}} - 1}{p_{\text{CM}}^2}} \\
 &= 1 - \frac{1}{p_{\text{CM}}}
 \end{aligned}$$

odakle se dolazi do rezultata:

$$\left(1 - \Gamma \Big|_{P_{\max}}\right) p_{\text{CM}} = 1. \quad (120)$$

Impedansa za koju pojačavač isporučuje maksimalnu snagu se može dobiti zamenom veze p_{CM} i $\Gamma \Big|_{P_{\max}}$ u jednačinu (116), odakle se dobija:

$$Z_{P_{\max}, N} = \frac{1}{N} \frac{R_p^2 + X_p^2}{(2p_{\text{CM}} - 1)R_p + jX_p}. \quad (121)$$

Tehnologija kod koje bi se opterećenje za maksimalnu snagu poklapalo sa najboljim prilagođenjem bi imala $p_{\text{CM}} = 1$, što odgovara odnosu tehnoloških parametara:

$$\frac{V_{\max} - V_{\min}}{I_{Q \times 1}} = \frac{|Z_p|^2}{R_p}, \quad (122)$$

odnosno optimalna otpornost jediničnog tranzistora bi bila:

$$R_{\text{opt}} = \frac{|Z_p|^2}{2R_p}. \quad (123)$$

Tranzistori u pojačavačima snage se uglavnom polarišu strujom za koje imaju

najvišu presečnu učestanost f_T , odakle sledi:

$$\frac{V_{BD} - V_{knee}}{I_{max} f_T} = \frac{|Z_p|^2}{R_p}, \quad (124)$$

gde su V_{BD} probojni napon i V_{knee} napon kolena izlaznih karakteristika.

Jednačina (124) bi važila ukoliko bi pretpostavljeni model pojačavača važio za maksimalnu amplitudu izlaznog signala. Međutim, opseg izlaznog napona u kome je pretpostavljeni model validan je ograničen usled efekata i nelinearnosti koje nisu uzete u obzir. Na primer, parazitne kapacitivnosti inverzno polarisanih pn spojeva su naponski zavisne. U slučaju bipolarnih tranzistora spoj baza-kolektor je za velike amplitude napona direktno polarisan. Stoga je razlika $V_{max} - V_{min}$ biti manja od $V_{BD} - V_{knee}$.

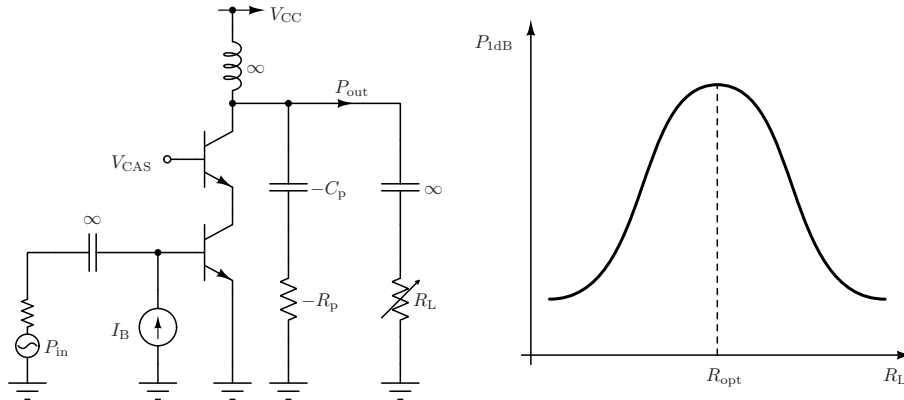
Pojačavači snage se obično karakterišu maksimalnom (zasićenom) izlaznom snagom P_{sat} i izlaznom snagom za koju pojačanje opadne za 1 dB P_{1dB} . U slučaju kompleksnih modulacija važniji parametar je P_{1dB} , pošto on određuje do koje snage se PA može koristiti. Pod pretpostavkom da kompresija pojačanja nastaje usled nelinearnih efekata na izlazu, a ne usled nelinearnosti pojačavačkog tranzistora, P_{1dB} je dobar pokazatelj kada pretpostavljeni model prestaje da važi. Na osnovu izlazne snage P_{1dB} može se odrediti opseg napona $V_{max} - V_{min}$ za koji model važi, a samim tim i R_{opt} . Sva izvođenja važe za izlaznu snagu P_{1dB} , što je poželjno, pošto se time postiže optimalni kompromis između linearnosti i prilagođenja.

Opseg napona za koji važi pretpostavljeni model, odnosno izlazna snaga za koju pojačavač ulazi u kompresiju, se veoma teško može analitički izračunati, ali se jednostavno može dobiti simulacijom kola sa slike 50. Impedansa:

$$-Z_p = -R_p - 1/(j\omega C_p) \quad (125)$$

poništava parazitni element tranzistora i vraća tačku maksimalne snage na realnu osu. Vrednost Z_p se može odrediti simulacijom linearizovanog modela pojačavača u mirnoj radnoj tački, pošto predstavlja parazitne elemente tranzistora za mali signal. Pojačanje za mali signal se može odrediti tako što se ulazna snaga P_{in} postavi na malu vrednost, na primer -50 dBm. Simulacijom u periodičnom ustaljenom režimu, HB ili PSS simulacijom, može se odrediti izlazna snaga u zavisnosti od ulazne. Izlazna snaga za koju se ekstrapolirana izlazna snaga u linearnom režimu i simulirana izlazna snaga razlikuju za 1 dB je P_{1dB} . Određivanjem P_{1dB} za različite vrednosti R_L dobija se grafik sa slike 50, sa kojeg se može odrediti optimalna vrednost otpornosti,

kao i maksimalna vrednost P_{1dB} . Maksimalna vrednost P_{1dB} je nešto veća od realno ostvarive pošto $-R_p$ nije pasivna komponenta i generiše energiju.



Slika 50: Kolo za određivanje R_{opt} .

Drugi način određivanja R_{opt} je simulacija P_{1dB} pojačavača sa kompleksnim opterećenjem. Iz dobijenih podataka se mogu nacrtati konture konstantne snage na Smitovom dijagramu, koje zapravo predstavljaju tp konture. Dodavanjem admittanse $-1/Z_p$ konture bi trebalo da se preslikaju tako da im centri budu na realnoj osi, odnosno da se preslikaju u p konture koje su frekvencijski nezavisne.

Za razliku od snage za 1 dB kompresiju, zasićena izlazna snaga se može odrediti iz izlaznih karakteristika tranzistora. U tom slučaju se postiže maksimalna amplituda napona, ali dolazi do značajnog izobličenja, generisanja harmonika i kompresije pojačanja.

3.6 Postupak projektovanja PA za 60 GHz opseg učestanosti

Postupci projektovanja za maksimalnu snagu i zadato prilagođenje će biti primenjeni za projektovanje dva PA za 60 GHz opseg učestanosti. Pojačavači su pseudo-diferencijalni, da bi se umanjio uticaj žica za povezivanje, i da bi se kombinovanjem snage dobila za 3 dB veća izlazna snaga.

3.6.1 Procena parametara tehnologije

Izabrani jedinični tranzistor u IHP 0.25 μm SiGe:C HBT BiCMOS procesu ima 6 emitera, ukupne površine emitera $A_E = 1.06 \mu\text{m}^2$. Struja polarizacije jediničnog tranzistora za maksimalno f_T je 12 mA, koja je ujedno i maksimalna dozvoljena

struja, dok su probojni naponi $BV_{CEO} = 1.9$ V i tipični $BV_{CBO} = 4.5$ V. Da bi se obezbedilo da struja polarizacije ne prelazi maksimalnu vrednost usled varijacija procesa, temperature i napajanja (PVT), struja polarizacije je smanjena na 9.8 mA, pošto polarizacija strujom koja je veća od maksimalne može dovesti do uništenja tranzistora.

Kaskodna konfiguracija se koristi da bi se dobila maksimalna amplituda napona na izlazu. Probojni napon BV_{CBO} od 4.5 V se može postići samo upotrebom idealnog kratkog spoja u bazi kaskodnog tranzistora, koji se praktično ne može ostvariti. Otpornost tragova za povezivanje, kao i parazitne induktivnosti, degradiraju ostvarivi probojni napon. Parazitna induktivnost od samo 10 pH na 60 GHz ima reaktansu od skoro 4 Ω , tako da i veoma male vrednosti parazitne induktivnosti mogu značajno da utiču na probojni napon. Pored toga, nemodelovane induktivnosti i otpornosti u bazi kaskodnog tranzistora mogu da izmene frekvencijski odziv.

Usled nemogućnosti ostvarivanja savršenog kratkog spoja u bazi kaskodnog tranzistora, u toku projektovanja usvojena je vrednost BV_{CBO} od 3.6 V koja se smatra za bezbednu. Baza kaskodnog tranzistora V_{CAS} u mirnoj radnoj tački je polarisana na 2.1 V, pošto u tom slučaju pojačavački tranzistor radi sa naponom kolektora za koji su izvršena merenja prilikom karakterizacije i pravljenja modela. Maksimalni bezbedni napon na kolektoru kaskodnog tranzistora je:

$$V_{Cmax, safe} = V_{CAS} + BV_{CBO, safe} = 5.7 \text{ V.} \quad (126)$$

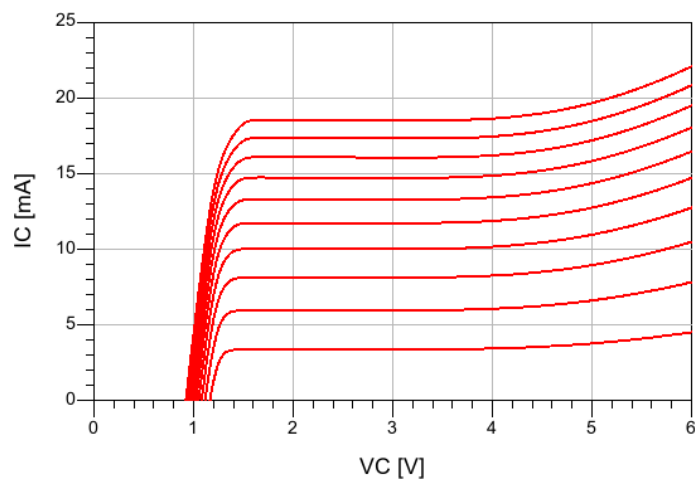
Napon direktno polarisanog spoja baza-emitor kod SiGe:C HBT tranzistora je veći nego kod silicijumskih bipolarnih tranzistora, i iznosi $V_{BE} \approx 900$ mV, dok napon kolektor-emiter za koji tranzistor ulazi u zasićenje iznosi $V_{CES} \approx 500$ mV.

Strujno naponske karakteristike kaskodnog tranzistora date su na slici 51. Koleno strujno naponske karakteristike se nalazi na $V_C = 1.6$ V. Napon mirne radne tačke, odnosno napajanja, se može izabrati kao:

$$V_{CC} = \frac{V_{Cmax, safe} - V_{knee}}{2} = 3.65 \text{ V.} \quad (127)$$

Minimalni izlazni napon je ograničen direktnom polarizacijom spoja baza-kolektor kaskodnog tranzistora. Povećanje snage u kompresiji je moguće postići samo povećanjem maksimalne vrednosti napona, koja je usled reaktivne komponente parazitne kapacitivnosti veća od maksimalne vrednosti napona na radnoj pravoj. Napon napajanja od 3.3 V je izabran kako bi se sprečilo da napon kolektora kaskodnog

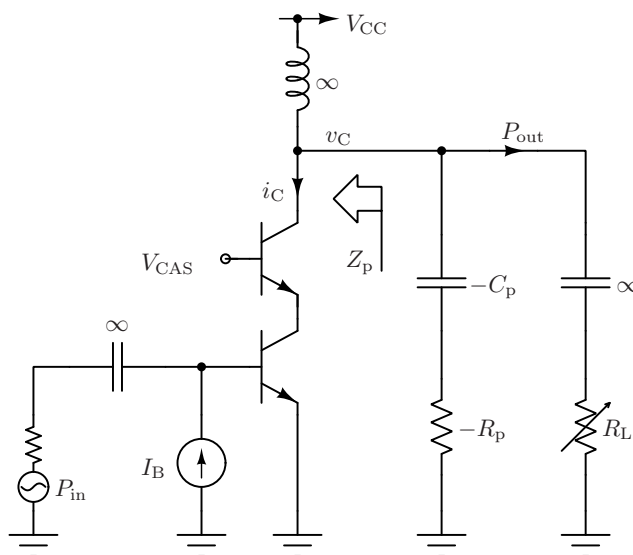
tranzistora bude veći od maksimalno dozvoljenog čak i kada pojačavač radi u kompresiji.



Slika 51: Strujno-naponske karakteristike kaskodnog tranzistora.

Optimalna otpornost jediničnog tranzistora $R_{opt \times 1}$ se može odrediti kolom sa slike 52. Impedansa parazitnog elementa jediničnog tranzistora $Z_{p \times 1}$ je određena simulacijom za mali signal i iznosi:

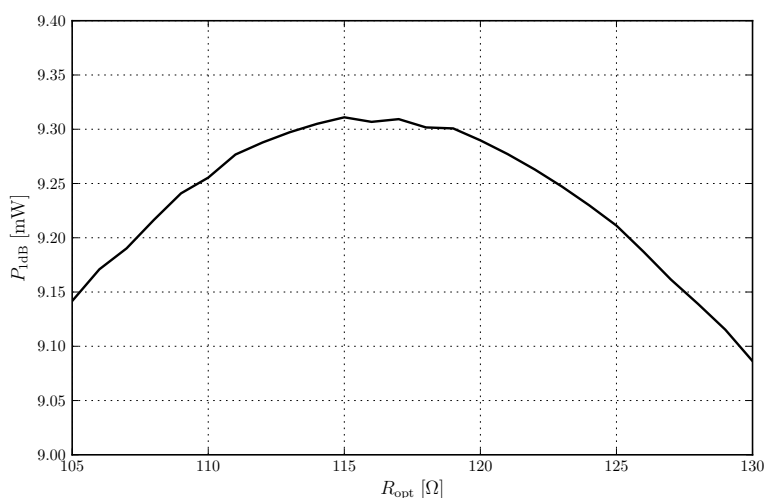
$$Z_{p \times 1} \Big|_{f=61.5 \text{ GHz}} = (20.7 - j115.7) \Omega \quad (128)$$



Slika 52: Kolo za određivanje optimalne otpornosti kaskodnog tranzistora.

Iz imaginarnog dela $Z_{p \times 1}$ može se odrediti parazitna kapacitivnost koja se vidi u kolektoru kaskodnog tranzistora, koja iznosi 22.4 fF. Rezultati HB simulacije za određivanja optimalne otpornosti jediničnog tranzistora prikazani su na slici 53. Simulacijom je određeno da optimalna otpornost jediničnog tranzistora iznosi 116 Ω , na osnovu čega se može odrediti amplituda napona pri kojoj dolazi do 1 dB kompresije:

$$\frac{V_{\max} - V_{\min}}{2} \Big|_{P1dB} = R_{\text{opt} \times 1} I_{Q \times 1} \approx 1.1 \text{ V} \quad (129)$$



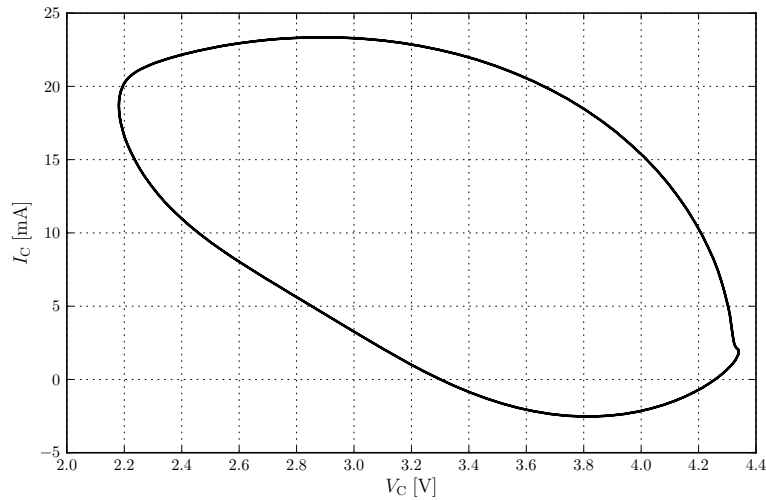
Slika 53: Određivanje R_{opt} jediničnog tranzistora.

Amplituda napona za koju važi pretpostavljeni model pojačavača od 1.1 V je značajno manja od maksimalne amplitude $V_{CC} - V_{\text{knee}} = 1.7 \text{ V}$, određene iz jednosmernih strujno-naponskih karakteristika. Razlika u amplitudama određenih iz jednosmernih karakteristika i simulacije za određivanje R_{opt} potiče od nelinearnih kapacitivnosti spoja baza-kolektor. Trajektorija napona i struja kaskodnog tranzistora za izlaznu snagu pri kojoj dolazi do 1 dB kompresije je prikazana na slici 54. Trajektorija je elipsa, usled reaktivne komponente parazitne kapacitivnosti.

Minimalni napon na kolektoru je približno 2.2 V, i odgovara inverznoj polarizaciji spoja baza-kolektor od 100 mV. Kapacitivnost inverzno polarisanog spoja baza-kolektor je data sa:

$$C_{\text{JBC}} = \frac{C_{\text{JBC0}}}{\left(1 - \frac{V_{\text{BC}}}{\phi_{\text{BC}}}\right)^{\frac{1}{n}}}, \quad (130)$$

gde je ugrađeni potencijal BC spoja $\phi_{\text{BC}} = 0.65 \text{ V}$. Pri malim naponima inverzne



Slika 54: Trajektorija napona i struje kaskodnog tranzistora za izlaznu snagu P_{1dB} .

polarizacije V_{BC} kapacitivnost brzo raste, tako da je očekivano da pojačavač ulazi u kompresiju. Za napone kolektora niže od V_{CAS} spoj BC bi bio direktno polarisan, čime bi dominantna kapacitivnost prešla iz kapacitivnosti oblasti osiromašenja u difuzionu.

Na osnovu određenog R_{opt} i Z_p može se izračunati faktor smanjenja snage za konjugovano-kompleksno prilagođen pojačavač:

$$p_{CM} = \frac{|Z_p|^2}{2R_{opt}R_p} = \frac{13815}{2 \cdot 116 \cdot 20.7} = 2.88, \quad (131)$$

odnosno maksimalni i minimalni faktor smanjenja snage za zadati koeficijent refleksije Γ :

$$p_{1,2} = p_{CM} (1 \pm |\Gamma|). \quad (132)$$

Koeficijent refleksije na izlazu pojačavača projektovanog za maksimalnu snagu se može izračunati iz (119) i iznosi:

$$\Gamma \Big|_{P_{max}} = 1 - \frac{1}{p_{CM}} = 0.652 \text{ } (-3.7 \text{ dB}). \quad (133)$$

Faktori smanjenja snage i koeficijent refleksije pojačavača projektovanog za maksimalnu snagu ne zavise od broja tranzistora u paraleli, i mogu se smatrati kvantitativnim pokazateljima performansi tehnologije (FOM).

Interesantno je izračunati probojni napon tranzistora za koji bi se tačke maksimalne snage i prilagođenja poklopile, odnosno da bi faktor smanjenja snage p_{CM} bio

1. U tom slučaju tehnologija bi trebalo da zadovolji:

$$V_{\max} - V_{\min} \Big|_{p_{\text{CM}}=1} = I_{\text{Q}\times 1} \frac{|Z_{\text{p}}|^2}{R_{\text{p}}} = 9.8 \cdot 10^{-3} \frac{13815}{20.7} = 6.5 \text{ V}. \quad (134)$$

Minimalni izlazni napon za 1 dB kompresiju je približno jednak naponu polarizacije baze kaskodnog tranzistora, tako da razlika $V_{\max} - V_{\min}$ predstavlja BV_{CBO} . Stoga je potrebno da tehnologija ima BV_{CBO} od bar 6.5 V da bi se tačke maksimalne snage i najboljeg prilagođenja poklopile. Usled neidealnosti kratkog spoja i većeg izlaznog napona za saturisanu snagu BV_{CBO} bi morao da bude bar 25% veći, odnosno bar 8 V. Odgovarajuća optimalna otpornost bi bila:

$$R_{\text{opt}} \Big|_{p_{\text{CM}}=1} = \frac{|Z_{\text{p}}|^2}{2R_{\text{p}}} = 333.7 \ \Omega. \quad (135)$$

Džonsonov proizvod $f_{\text{T}}BV_{\text{CBO}}$ bi u tom slučaju iznosio 1600 GHzV, što je iznad teorijske vrednosti od 1300 GHzV, tako da nije realno očekivati tehnologiju sa takvim parametrima. Alternativno rešenje bi bilo da se smanji struja polarizacije za maksimalno, odnosno dovoljno f_{T} , gde brže tehnologije mogu biti u prednosti pošto dozvoljavaju veće skaliranje struje.

Maksimalna snaga koju jedinični tranzistor može da isporuči je:

$$P_{\text{sat}\times 1} = \frac{1}{2} \frac{V_{\max} - V_{\min}}{2} I_{\text{Q}\times 1} = \frac{1}{2} \frac{5 - 1.6}{2} 9.8 \cdot 10^{-3} = 9.8 \text{ mW}, \quad (136)$$

dok je izlazna snaga jediničnog tranzistora za koju ulazi u 1 dB kompresiju:

$$P_{1\text{dB}\times 1} = \frac{1}{2} \frac{V_{\max} - V_{\min}}{2} \Big|_{\text{P1dB}} I_{\text{Q}\times 1} = \frac{1}{2} \frac{4.4 - 2.2}{2} 9.8 \cdot 10^{-3} = 5.4 \text{ mW}. \quad (137)$$

Broj tranzistora u paraleli se može odrediti iz zahtevane 1 dB izlazne snage od $P_{\text{out}} = 20 \text{ mW}$ na 60 GHz i procenjenih parametara tehnologije. Amplituda napona pri kojoj tranzistor ulazi u 1 dB kompresiju je određena u (129) i iznosi $v_{1\text{dB}} = 1.1 \text{ V}$, iz koje se može odrediti PER. Pod pretpostavkom da kompresija nastaje usled naponskog ograničenja imamo da je snaga P_{direct} :

$$P_{\text{direct}} = \frac{v_{1\text{dB}}^2}{2 \cdot 50\Omega} = 12.1 \text{ mW}. \quad (138)$$

Jedinični tranzistor ne može isporučiti snagu P_{direct} , ali je uvedena pretpostavka validna pošto se strujno ograničenje može prevazići korišćenjem više tranzistora u

paraleli. Potrebni odnos poboljšanja snage E je:

$$E = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{direct}}} = \frac{20 \text{ mW}}{12.1 \text{ mW}} \approx 1.65. \quad (139)$$

Red mreže za prilagođenje za izračunato E se može odrediti sa slike 34, sa koje se vidi da je optimalno koristiti mrežu prvog reda. Efikasnost mreže za prilagođenje prvog reda je:

$$\eta = 1 - \frac{\sqrt{E-1}}{Q_{\text{passive}}}, \quad (140)$$

i za procenjeni faktor dobrote pasivnih komponenti $Q_{\text{passive}} = 10$ iznosi $\eta = 0.92$. Odnos transformacije impedanse r se može odrediti iz:

$$r = \frac{E}{\eta} \approx 1.7, \quad (141)$$

odakle je optimalna otpornost PA:

$$R_{\text{opt}} = \frac{50 \Omega}{r} \approx 27 \Omega. \quad (142)$$

Potreban broj tranzistora u paraleli se može odrediti kao odnos optimalne otpornosti jediničnog tranzistora i potrebne optimalne otpornosti za zadatu snagu:

$$n = \frac{R_{\text{opt} \times 1}}{R_{\text{opt}}} = \frac{116 \Omega}{27 \Omega} \approx 4.3. \quad (143)$$

Usvojen je broj tranzistora $n = 4$, pošto je procena faktora dobrote pasivnih komponenti $Q_{\text{passive}} = 10$ konzervativna.

Procenjeno je da će temperatura tranzistora biti oko 40 °C viša od ambijenta usled disipacije. Iz tog razloga pojačavač je projektovan za rad na temperaturi od 65 °C.

U razmatranju je izračunato da su potrebna četiri tranzistora u paraleli za željenu izlaznu snagu. Inspekcijom fizičkih dimenzija tranzistora utvrđeno je da njihova ukupna električna dužina iznosi 7° na 60 GHz, tako da se lokalno povezivanje tranzistora mora tretirati kao mreža sa raspodeljenim parametrima. Stoga je particionisanju projektovanja PA posvećena značajna pažnja.

3.6.2 Particionisanje PA

Talasna dužina signala učestanosti 60 GHz od samo 5 mm u vakuumu, odnosno 2.8 mm u integrisanom kolu, omogućava i zahteva korišćenje struktura sa raspodeljenim parametrima u MMIK-u. Usled male talasne dužine potrebno je odrediti granice domena sa raspodeljenim i koncentrisanim parametrima, kao i njihovu interakciju na granicama domena. Na nižim učestanostima uobičajeno je da se tranzistori i njihovo lokalno povezivanje tretiraju kao mreže sa koncentrisanim parametrima. U klasičnoj mikrotalasnoj metodologiji koriste se izmereni S parametri tranzistora za određene uslove polarizacije. Izmereni S parametri sadrže sve efekte koji potiču usled raspodeljenosti parametara, ali se ne mogu koristiti u nelinearnim simulacijama pošto su S parametri linearni.

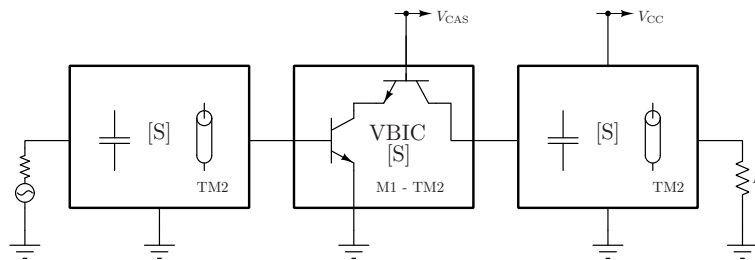
Sa porastom učestanosti električna dužina lokalnog povezivanja tranzistora u MMIC postaje dovoljno velika da se više ne može smatrati mrežom sa koncentrisanim parametrima. U razmatranom slučaju električna dužina lokalnog povezivanja tranzistora je 7° na 60 GHz. Pojedinačni tranzistori se mogu smatrati elementima sa koncentrisanim parametrima, dok se raspodeljenost parametara mreže za povezivanje mora uzeti u obzir. Kombinovanjem nelinearnih modela tranzistora i S parametara lokalnog povezivanja uzima se u obzir raspodeljenost parametara, ali se ne gubi mogućnost simulacije nelinearnih efekata.

Elektromagnetska simulacija celog integrisanog kola bi zahtevala da opis supstrata sadrži svih pet metala, kao i odgovarajuće dielektrične slojeve između njih. Usled prosecanja M1, opis supstrata bi morao da sadrži i dielektrične slojeve ispod M1, kao i novu globalnu masu ispod njih. Složenost elektromagnetske simulacije se može značajno smanjiti particionisanjem PA na mreže za prilagođenje i lokalno povezivanje tranzistora. Mreže za prilagođenje sadrže jednostavne ali električno dugačke strukture, dok lokalno povezivanje tranzistora sadrži kompleksnu geometriju, ali električno kratke strukture.

Particionisanje elektromagnetskog modela PA na mreže za prilagođenje i lokalno povezivanje tranzistora je prikazano na slici 55. Mreže za prilagođenje su pasivne strukture i mogu se u potpunosti opisati S parametrima. Jednostavna geometrija i samo jedan metalni sloj omogućava da se koriste planarni MoM EM simulatori. Usled velike brzine simulacije i direktnog generisanja elektromagnetskog modela iz 2D leajuta, moguće je sprovesti i optimizacioni postupak radi postizanja boljih performansi.

Lokalno povezivanje tranzistora koristi sve metalne slojeve i zahteva da se glo-

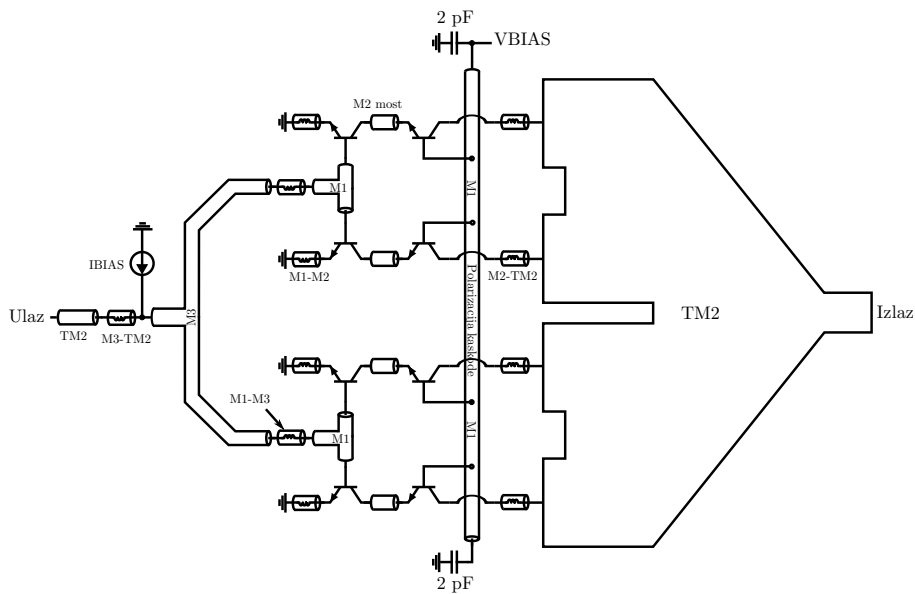
balna masa prekida na mestima gde su priključci komponentni. Veliki broj metalnih i dielektričnih slojeva, kompleksna geometrija, kao i veliki broj elektromagnetskih portova zahteva posebnu pažnju pri projektovanju. Kompozitni model tranzistora koji se sastoji iz S parametara mreže za povezivanje i električnih VBIC modela u potpunosti opisuje ponašanje tranzistora u svim režimima.



Slika 55: Particionisanje PA.

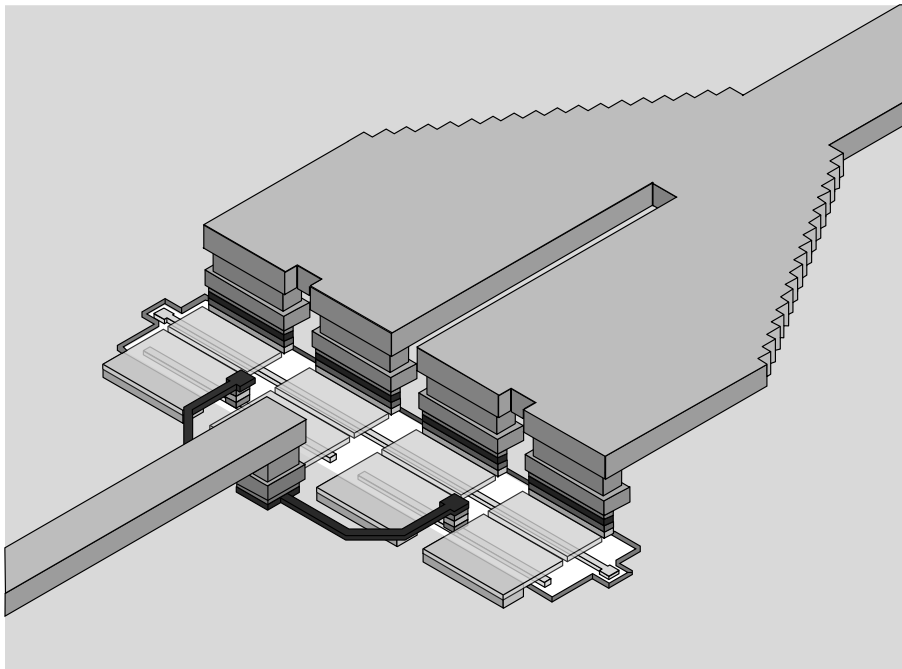
Projektovanje lokalnog povezivanja tranzistora ima za cilj da svi tranzistori budu podjednako opterećeni, kao i da se njihove struje sabiraju u fazi. Drugim rečima, potrebno je da prenosne funkcije po svim putanjama signala imaju iste amplitude i faze. Detaljna električna šema povezivanja kaskodnih tranzistora prikazana je na slici 56. Kompozitni model kaskodnog tranzistora sastoji se od po četiri pojačavača i kaskodna tranzistora i pasivne mreže sa 28 portova za njihovo povezivanje. Sa stanovišta projektanta, takav model predstavlja jedan veliki tranzistor koji ima priključke za masu, baze pojačavačkog i kaskodnog tranzistora i kolektor kaskodnog tranzistora.

Fizička realizacija lokalnog povezivanja kaskodnog tranzistora je prikazana na slici 57. Model za elektromagnetsku simulaciju u programskom paketu Ansoft HFSS sadrži ukupno 28 portova, na koje se povezuju priključci tranzistora (8 tranzistora po 3 priključka), dva porta za polarizaciju baza kaskodnih tranzistora i ulazni i izlazni port iz strukture. Ulaz i izlaz iz strukture su izvedeni mikrostrip vodovima u najvišem metalu TM2 referencirani na metal M1, koji su u elektromagnetskoj simulaciji predstavljeni polubeskonačnim talasnim portovima (engl. *wave port*), koji su prikazani na slici 58. Ostali portovi su modelovani kao generatori koji predstavljaju priključke tranzistora (slika 59), i ne mogu se referencirati na istu masu kao mikrostrip vod, pošto je metal M1 isečen u okolini tranzistora. Usled toga uvedena je nova lokalna idealna masa, na koju su referencirani svi generatorski portovi. Uvođenje nove lokalne mase, kao i potencijalni problemi koji mogu nastati usled toga su opisani u literaturi [110].

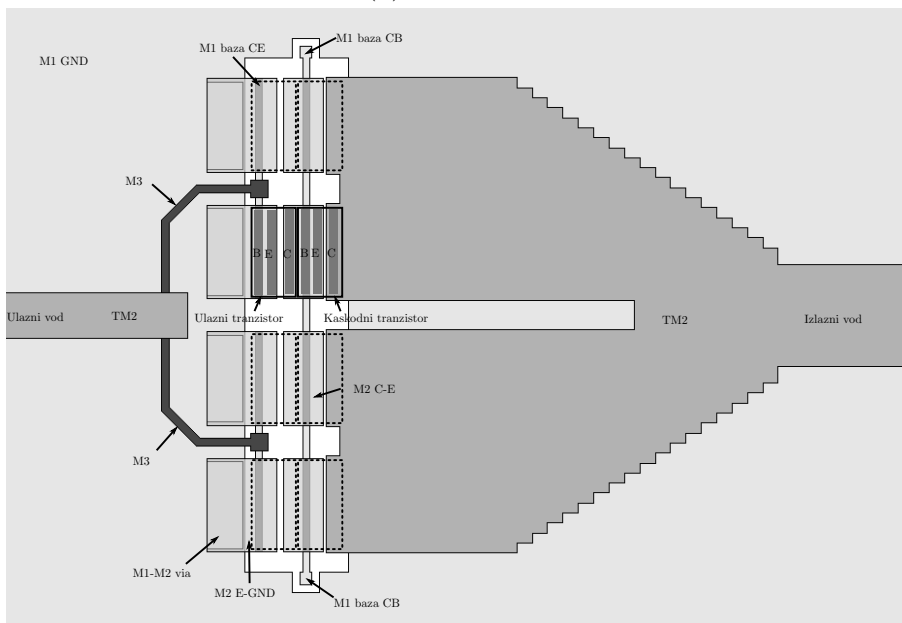


Slika 56: Detaljna električna šema povezivanja kaskodnih tranzistora.

Simulacija modela lokalnog povezivanja u 3D FEM simulatoru HFSS je rezultovala 28x28 matricom S parametara. Izvršena je i ekstrakcija otpornosti modela lokalnog povezivanja, na osnovu koje je formirana S matrica za jednosmernu komponentnu, zbog toga što FEM simulatori ne konvergiraju na niskim učestanostima. Matrica S parametara za jednosmernu komponentnu je bitna da bi se izbegla ekstrapolacija od strane simulatora i korektno izračunala radna tačka.



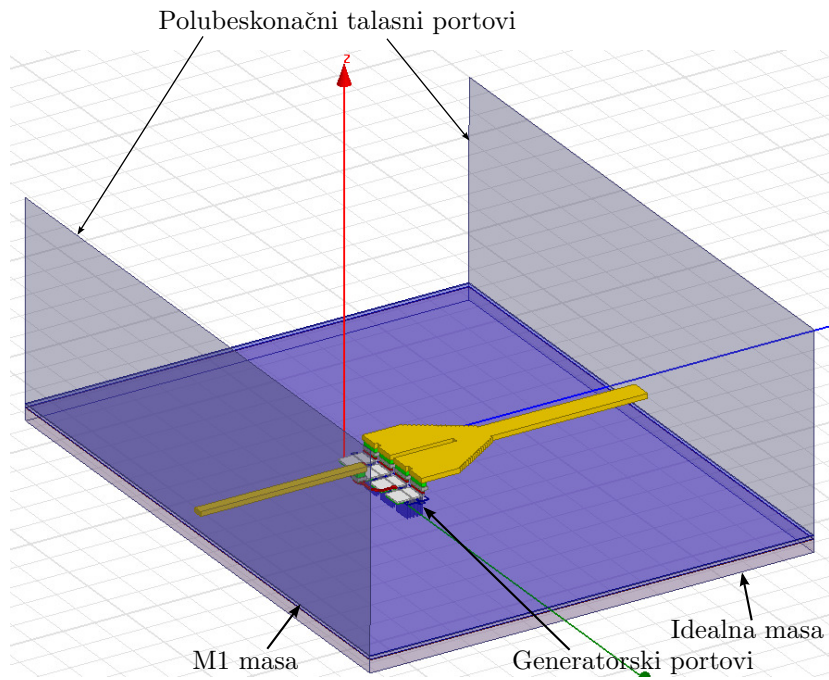
(a) 3D pogled.



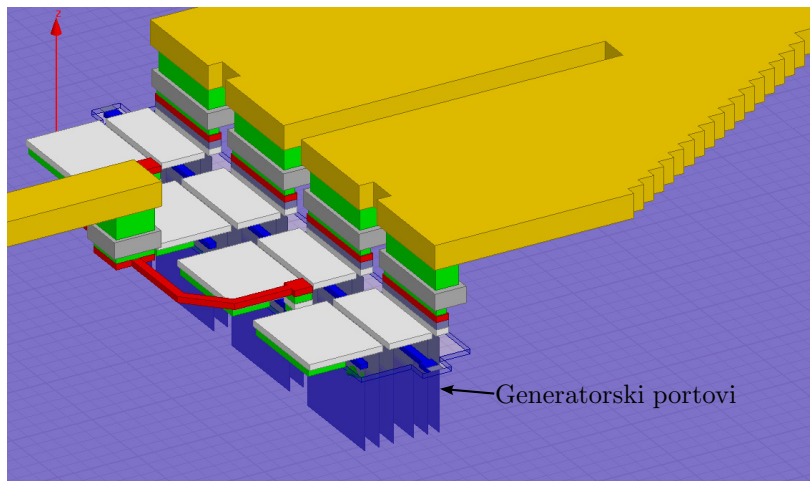
(b) Pogled odozgo

Slika 57: Lokalno povezivanje izlaznog kaskodnog tranzistora.

Kombinacija simuliranih S parametara i VBIC modela tranzistora formira kompozitni model tranzistora, koji sadrži sve efekte raspodeljenih parametara lokalnog povezivanja. Takav model se može koristiti i u nelinearnim simulacijama pošto sadrži nelinearne modele tranzistora.



Slika 58: Polubeskonačni talasni portovi u 3D modelu.



Slika 59: Generatorski portovi u 3D modelu.

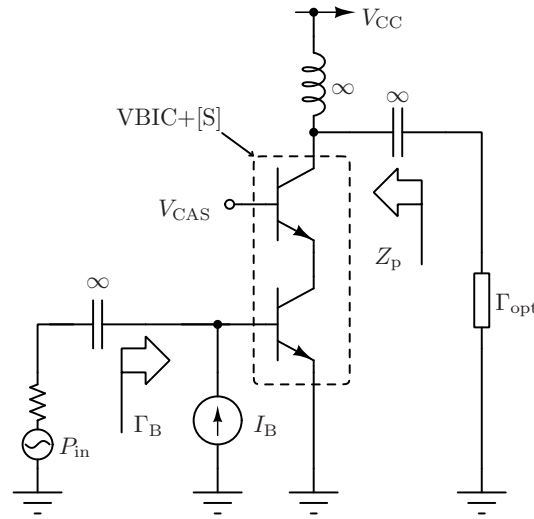
3.6.3 Projekovanje PA za maksimalnu snagu i zadato prilagođenje

U ovom odeljku biće primenjeni izvedeni rezultati na projektovanje dva PA, od kojih se jedan projektuje za maksimalnu izlaznu snagu, dok se drugi projektuje za poboljšano izlazno prilagođenje. Oba pojačavača će koristiti istu izlaznu kaskodnu strukturu, ali će biti polarisani na različite načine da bi se prilagodili zadatim ciljevima.

Kompozitni model tranzistora dobijen u prethodnom odeljku sadrži VBIC modele tranzistora i S parametre lokalnog povezivanja, i kao takav će se koristiti u projektovanju pojačavača snage. Parazitni elementi tranzistora su drugačiji usled efekata lokalnog povezivanja, ali je očekivano da vrednost optimalne otpornosti R_{opt} ostane ista, pošto zavisi od uslova polarizacije.

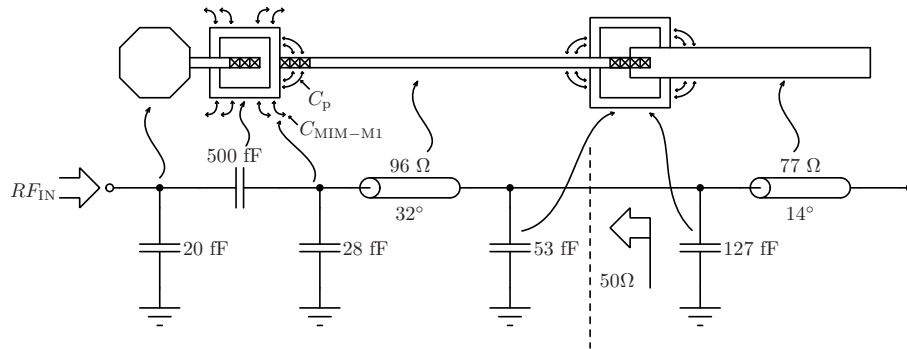
Kaskodna konfiguracija obezbeđuje dobru reverznu izolaciju, tako da se tranzistor može smatrati približno unilateralnim. Reverzna izolacija nije idealna, tako da će promena opterećenja u bazi pojačavačkog ili kolektoru kaskodnog tranzistora prouzrokovati malu promenu na drugom portu. Mala promena impedanse na strani baze pojačavačkog tranzistora će prouzrokovati malu promenu ulaznog prilagođenja, dok promena impedanse na kolektoru kaskodnog tranzistora može prouzrokovati značajnu promenu u izlaznoj snazi i efikasnosti. Stoga je doneta odluka da se prvo projektuje mreža za ulazno prilagođenje, a zatim izlazna mreža.

Ulazna impedansa tranzistora zavisi od izlaznog opterećenja usled konačne reverzne izolacije. Optimalno opterećenje za najveću snagu pri zadatom prilagođenju je unapred poznato, i može se izračunati na osnovu parazitnog elementa tranzistora Z_p i optimalne otpornosti R_{opt} . Stavljanjem optimalnog opterećenja na izlaz pri određivanju ulazne impedanse tranzistora značajno se umanjuje promena ulazne impedanse pri projektovanju izlazne mreže za prilagođenje, kao što je prikazano na slici 60.



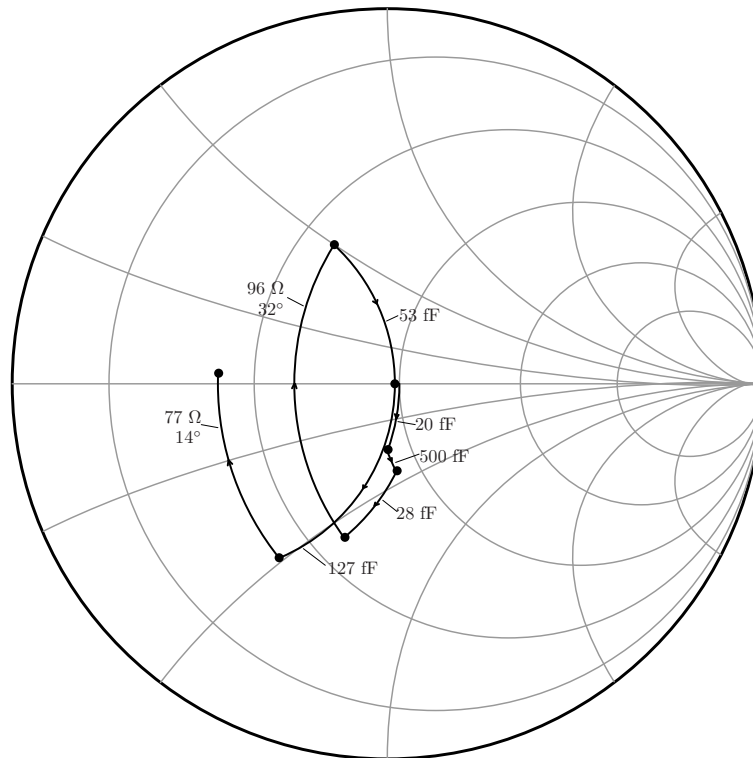
Slika 60: Određivanje ulazne impedanse kaskodnog pojačavača.

Električna i fizička reprezentacija mreže za ulazno prilagođenje jednostepenog PA je prikazana na slici 61, dok je dijagram preslikavanja impedanse dat na slici 62. U skladu sa razmatranjima iz odeljka 2.4 o povezivanju integrisanog kola na štampanu ploču, kapacitivnost stopica za povezivanje se smatra nepromenljivim delom ulazne mreže za prilagođenje.



Slika 61: Mreža za ulazno prilagođenje jednostepenog PA.

Osmougaona stopica u najvišem metalu TM2, čija je apotema $30 \mu\text{m}$, predstavlja parazitnu kapacitivnost od 20 fF. Parazitna kapacitivnost donje ploče MIM kondenzatora kapacitivnosti 500 fF, koji se koristi za raspredanje jednosmernog signala, prema masi u metalu 1 iznosi 28 fF, predstavljena je sa $C_{\text{MIM-M1}}$. Mikrostrip vod karakteristične impedanse 96Ω napravljen je u najvišem metalu TM2 trakom širine $3 \mu\text{m}$, koja savijena radi smanjivanja zauzete površine. Dodatna kapacitivnost na krajevima voda, označena sa C_p u fizičkoj realizaciji, potiče od interakcije električnog polja sa metalom MIM kondenzatora za raspredanje.



Slika 62: Mreža za ulazno prilagođenje jednostepenog PA na Smitovom dijagramu.

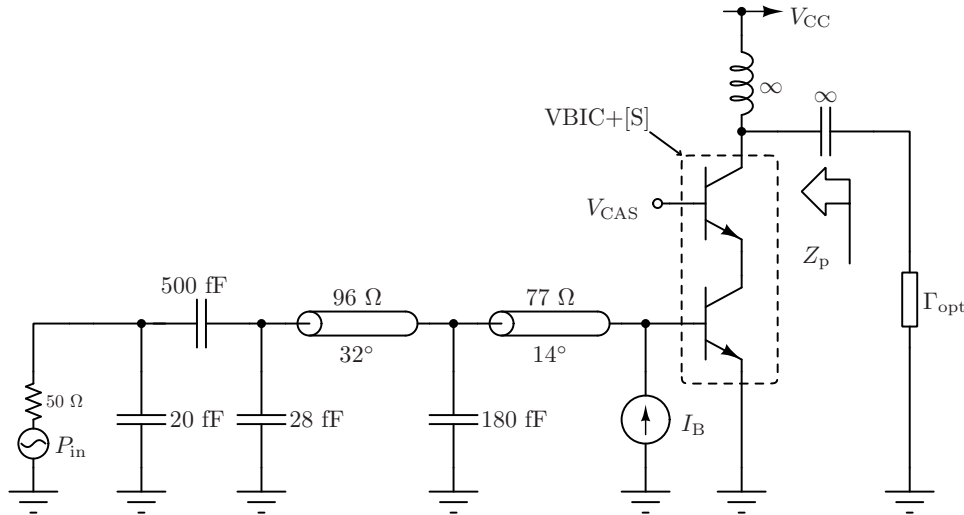
Uticaj dodatne kapacitivnosti je da efektivno produžava električnu dužinu mikrostrip voda, usled čega je potrebno skratiti fizičku dužinu, da bi se dobila željena električna dužina. Kapacitivnost prema masi od 53 fF kompletira mrežu za kompenzaciju parazitne kapacitivnosti stopice za povezivanje i parazitne kapacitivnosti rasprežnog kondenzatora, kao što je prikazano na slikama 61 i 62. Dodatna kapacitivnost prema masi od 127 fF i mikrostrip voda karakteristične impedanse 77Ω i električne dužine 14° preslikava impedansu u konjugovano-kompleksnu vrednost ulazne impedanse pojačavačkog tranzistora. Produženje električne dužine voda usled dodatne parazitne kapacitivnosti se računa samo sa jedne strane 77Ω mikrostrip voda, pošto je sa druge strane već uračunata u kompozitnom modelu tranzistora.

Polarizacija kaskodnog tranzistora je ista kao pri proceni parametara tehnologije: $V_{CC} = 3.3 \text{ V}$, $V_{CAS} = 2.1 \text{ V}$, $I_C = 39 \text{ mA}$. Usled uticaja lokalnog povezivanja i konačne reverzne izolacije vrednost parazitnog elementa Z_p se promenila u odnosu na slučaj gde se njihov uticaj nije uzimao u obzir. Promenjena vrednost Z_p određuje se S parametarskom simulacijom kompozitnog modela tranzistora i projektovane ulazne mreže za prilagođenje, kao što je prikazano na slici 63.

Simulacijom je određena vrednost $Z_{p,4} = (0.72 - j16) \Omega$, za koju je $p_{CM,PA1} \approx 6.7$,

koja je značajno veća od vrednosti određene bez mreža za ulazno prilagođenje i lokalno povezivanje. Očekivani koeficijent refleksije na izlazu pojačavača projektovanog za maksimalnu snagu je:

$$\Gamma \Big|_{P_{\max}} = 1 - \frac{1}{p_{\text{CM}}} = 0.86 \quad (-1.33 \text{ dB}). \quad (144)$$



Slika 63: Određivanje impedanse opterećenja za maksimalnu snagu jednostepenog PA.

Impedansa opterećenja za koju PA daje maksimalnu izlaznu snagu određena je jednačinom (121), koja je prepisana radi preglednosti:

$$Z_{P_{\max}, N} = \frac{1}{N} \frac{R_p^2 + X_p^2}{(2p_{\text{CM}} - 1)R_p + jX_p}, \quad (145)$$

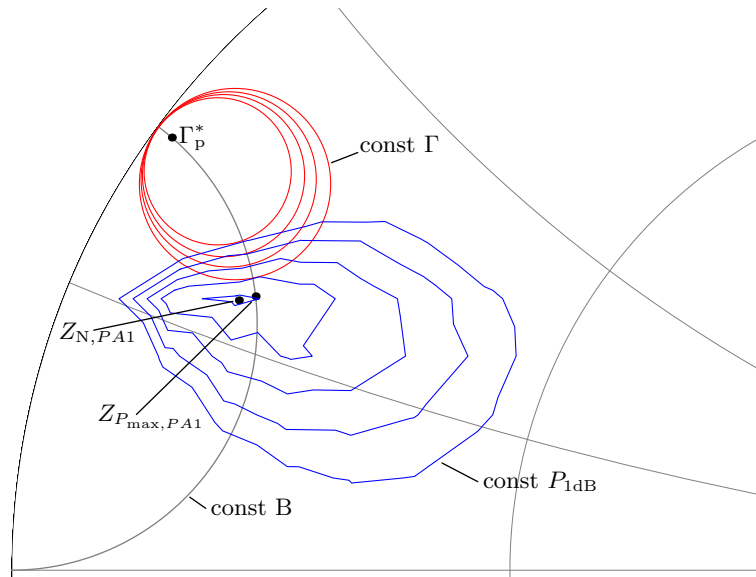
koja u razmatranom slučaju ima vrednost:

$$Z_{P_{\max}, PA1} = 6.9 + j12.7. \quad (146)$$

Određena vrednost impedanse predstavlja teorijsku vrednost i leži na istom krugu konstantne susceptanse kao i Z_p^* .

Validnost predstavljenih teorijskih razmatranja, kao i uvedenih pretpostavki, se može proveriti u simulatoru. Simulacijom $P_{1\text{dB}}$ za različite vrednosti opterećenja Γ_{opt} se mogu dobiti konture konstantne snage na Smitovom dijagramu (engl. *Load Pull* - *LP*), koje zapravo predstavljaju *tp* konture. Rezultat LP simulacije jedno-

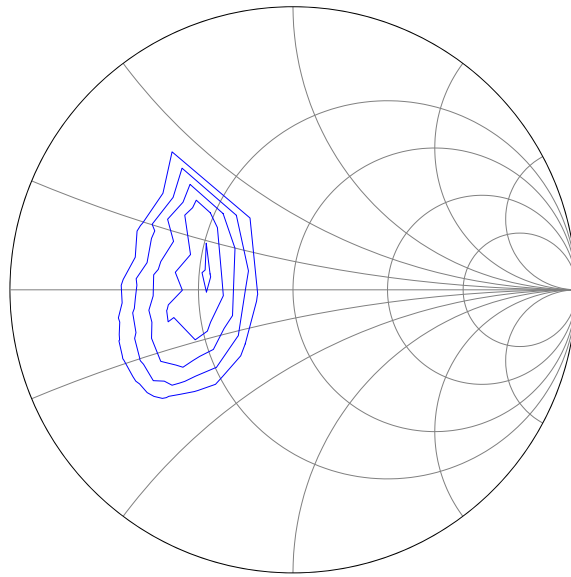
stepenog PA je prikazan na slici 64. Nacrtani su krugovi konstatnog opterećenja, teorijska vrednost impedanse za maksimalnu snagu $Z_{P_{\max},PA1}$ i impedansa projektovanog opterećenja $Z_{N,PA1}$. Sa slike se može videti da se tp konture dodiruju sa krugovima konstantnog prilagođenja na krugu konstantne susceptanse, kao što je teorijski predviđeno. Takođe se može videti da je tačka maksimalne snage veoma blizu kruga konstante susceptanse.



Slika 64: Rezultati LP simulacije jednostepenog PA.

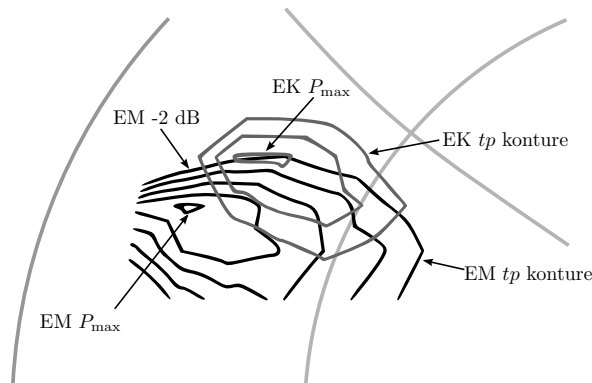
Dobro slaganje rezultata simulacije i teorijskih vrednosti potvrđuje da su pretpostavljeni model i uvedene pretpostavke validni, i da se mogu koristiti za nalaženje početnog rešenja pri projektovanju PA. Teorija predviđa da se dodavanjem admittanse Y_p dobijena kontura preslikava u p konturu, koja je frekvencijski nezavisna i čiji se centri nalaze na realnoj osi. Preslikane konture dobijene simulacijom su prikazane na slici 65. Iz preslikanih kontura se može odrediti da je vrednost optimalne otpornosti R_{opt} od 26Ω neznatno manja od vrednosti od 28Ω , određene prilikom procene parametara tehnologije.

Rezultati simulacije tp kontura za različite modele lokalnog povezivanja tranzistora prikazani su na slici 66. Konture označene sa EM predstavljaju rezultate simulacije dobijene korišćenjem S parametara lokalnog povezivanja dobijenih elektromagnetskom simulacijom, dok su sa EK označene konture dobijene ekstrakcijom parazita lokalnog povezivanja. Može se videti da tačka maksimalne snage predviđena EK modelom leži na -2 dB konturi EM modela lokalnog povezivanja tranzistora. Projektovanje PA za maksimalnu snagu na osnovu rezultata simulacije EK



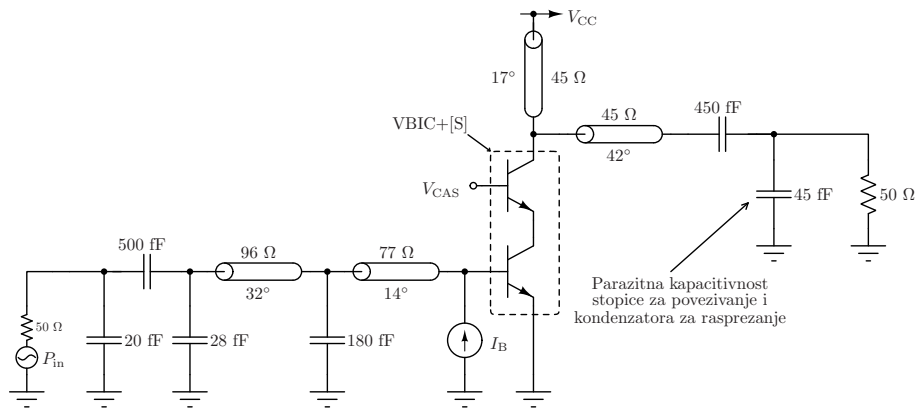
Slika 65: p konture jednostepenog PA dobijene simulacijom.

modela bi rezultovalo 2 dB manjom izlaznom snagom od ostvarive, iz čega se vidi važnost particionisanja i elektromagnetske simulacije lokalnog povezivanja tranzistora. Odeljak 3.8 sadrži poređenje rezultata simulacije EM i EK modela sa izmerenim vrednostima.



Slika 66: tp konture jednostepenog PA za EM i EK modele lokalnog povezivanja tranzistora.

Izlazna mreža za prilagođenje je projektovana da transformiše 50Ω opterećenje u impedansu za maksimalnu snagu $Z_{N,PA1}$. Električna šema jednostepenog PA je prikazana na slici 67.



Slika 67: Električna šema jednostepenog PA.

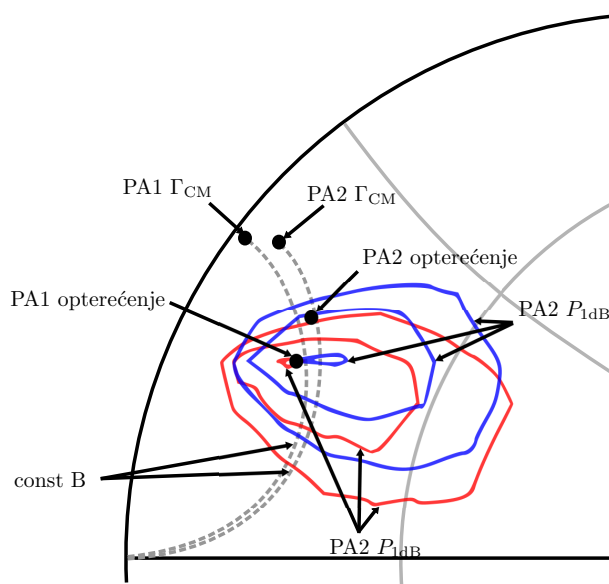
Jednostepeni PA je projektovan da isporuči maksimalnu snagu, usled čega je očekivani koeficijent refleksije na izlazu $\Gamma = 0.83$ (-1.3 dB), koji će biti nešto manji usled gubitaka izlazne mreže za prilagođenje. Koeficijent refleksije za maksimalnu snagu je u potpunosti određen tehnološkim parametrima, odnosno parazitnom šant impedansom u kolektoru kaskodnog tranzistora. Balansna konfiguracija pojačavača teorijski omogućava postizanje nultog koeficijenta refleksije, ali zahteva upotrebu kvadraturnog spreznika i dve instance PA. Realni kvadraturni spreznik unosi gubitke i samim tim umanjuje efikasnost pojačavača i povećava površinu integrisanog kola.

Loše izlazno prilagođenje ne predstavlja problem ukoliko je vreme propagacije signala kroz mrežu za povezivanje sa antenom značajno kraće od vremena trajanja simbola. Veliki propusni opseg komunikacionih sistema koji rade u opsegu učestanosti oko 60 GHz omogućavaju simbolske brzine koje se mere u GSym/s. Vreme trajanja simbola kraće od 1 ns može biti uporedivo sa vremenom propagacije kroz mrežu za povezivanje sa antenom, usled čega može doći do neželjene intersimbolske interferencije prouzrokovane refleksijom signala. Smanjenje intersimbolske interferencije se može postići poboljšanjem izlaznog prilagođenja PA.

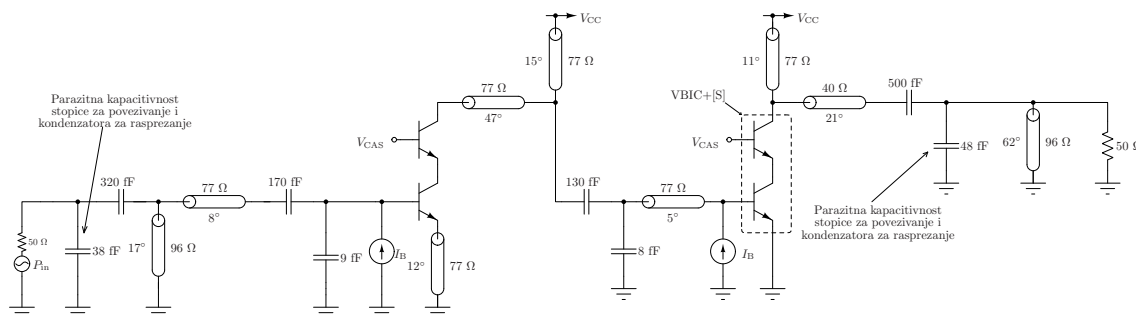
Poboljšanje izlaznog prilagođenja se može postići bez umanjenja kolektorske efikasnosti povećanjem optimalne otpornosti skaliranjem struje, kao što je pokazano u odeljku 3.5.3. Skaliranje struje smanjuje f_T tranzistora, a samim tim i pojačanje na datoj učestanosti, tako da postoji granica do koje skaliranje struje doprinosi poboljšanju ukupnih performansi. Smanjenje pojačanja usled skaliranja struje se može kompenzovati uvođenjem dodatnog pojačavačkog stepena, što je i urađeno prilikom projektovanja dvostepenog pojačavača snage.

Cilj pri projektovanju dvostepenog pojačavača snage je da se poboljša izlazno prilagođenje uz minimalnu degradaciju izlazne snage i efikasnosti. Tranzistori u iz-

laznom stepenu dvostepenog pojačavača su istih dimenzija i fizičke realizacije kao u jednostepenom, dok je struja polarizacije smanjena za 17% radi poboljšanja prilagođenja. Dodatno poboljšanje prilagođenja je postignuto na račun efikasnosti izborom opterećenja koje odgovara faktoru smanjenja snage $p > 1$. Minimalno smanjenje efikasnosti se postiže izborom opterećenja koje se nalazi u preseku tp konture i kruga konstantne susceptanse. Poređenje tp kontura PA1 i PA2, kao i položaja opterećenja je prikazano na slici 68.

Slika 68: tp konture PA1 i PA2.

Električna šema dvostepenog pojačavača snage je data na slici 69. Parazitarne kapacitivnosti stopice za povezivanje i raspoređnih kondenzatora su uključene u mrežu za prilagođenje, kao u slučaju jednostepenog pojačavača. Prvi stepen je projektovan sa induktivnom degeneracijom u emitoru, koja je realizovana kratkospojenom sekcijom mikrostrip voda, da bi se obezbedila potrebna linearnost.

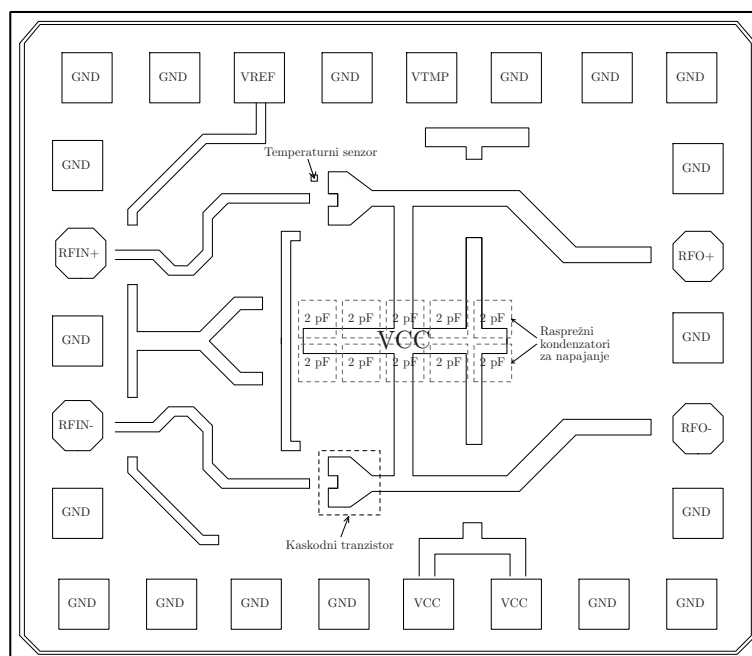


Slika 69: Električna šema PA2.

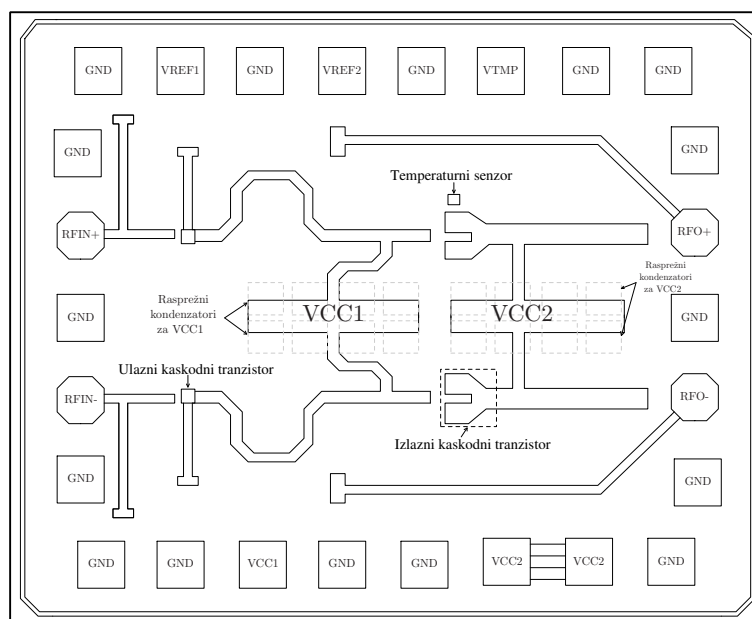
3.7 Fizička realizacija projektovanih pojačavača snage

Uprošćene fizičke realizacije projektovanih pojačavača snage su prikazane na slikama 70 i 71. Pojačavači rade u pseudodiferencijalnoj konfiguraciji kako bi se umanjio uticaj induktivnosti žica za povezivanje u napajanju i masi. Stopice za povezivanje MMIK-a su osmougaone za RF i kvadratne za ostale signale, dimenzija $60 \times 60 \mu\text{m}$. Rastojanje centara stopica je $100 \mu\text{m}$ kako bi se mogle koristiti standardne merne sonde. Raspored signalnih stopica je izabran tako da odgovara diferencijalnim GSGSG sondama.

Rasprežni kondenzatori za napajanje su ubačeni ispod centralnih linija za napajanje kako bi se postigla što manja impedansa na radnoj učestanosti od 60 GHz . Mikrostrip vodovi za napajanje su takođe povezani na centralnu liniju za napajanje. U idealnom slučaju zbir struja diferencijalnih grana pojačavača je konstantan, tako da bi struje kroz žice za napajanje i masu imale samo jednosmernu komponentu. U tom slučaju induktivnost žica za povezivanje ne bi imala uticaj na karakteristike pojačavača, i kondenzatori za rasprezanje napajanja ne bi bili potrebni. U realnom slučaju uvek postoji neuparenost komponenti usled koje postoji naizmenična komponenta struje napajanja. Rad u nelinearnom režimu takođe prouzrokuje naizmeničnu komponentu u struji napajanja na harmonijskim učestanostima.



Slika 70: Uprošćena fizička realizacija jednostepenog pojačavača snage.



Slika 71: Uprošćena fizička realizacija dvostepenog pojačavača snage.

Uticaj popunjavanja metalom na karakterističnu impedansu je uzet u obzir u toku projektovanja. Utvrđeno je da metal za popunu dimenzija $5 \times 5 \mu\text{m}$ na rastojanju od $20 \mu\text{m}$ od trake mikrostrip voda neznatno utiče na karakterističnu impedansu i gubitke. Litografski postupak koji se koristi u SG25H1 po karakterističnim dimenzijama odgovara 250 nm CMOS procesu, tako da pravila projektovanja nisu previše restriktivna. Pravila projektovanja o minimalnoj lokalnoj gustini metala od 30% u prozoru $200 \times 200 \mu\text{m}$ omogućavaju da se metal za popunu adekvatno udalji od mikrostrip voda.

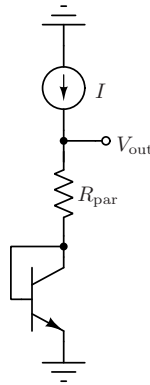
Pravila o maksimalnoj gustini metala su restriktivnija zbog zahteva da globalna gustina metala ne sme preći 80% , dok lokalna gustina na prozoru $35 \times 35 \mu\text{m}$ ne sme preći 98% . Oba pravila zahtevaju prosecanje globalne mase u metalu M1, gde je pravilo o lokalnoj gustini restriktivnije pošto zahteva regularno prosecanje. Prosecanje u okolini mikrostrip vodova je izvršeno ručno kako se ne bi poremetila putanja povratne struje i time povećala induktivnost voda.

Temperaturni senzor u vidu diodno povezanog bipolarnog tranzistora je postavljen u blizini izlaznog kaskodnog tranzistora. Polarisanjem tranzistora različitim gustinama struje i merenjem napona V_{BE} može se odrediti temperatura. Teorijski su potrebna samo dva merenja, ali je usled parazitnih otpornosti R_{par} interkonekcija potrebno izvršiti bar tri merenja i odrediti temperaturu linearnom regresijom.

Princip merenja temperature je prikazan na slici 72. Mereni napon $V_{out,i}$ pri

struji polarizacije I_i je dat sa:

$$V_{\text{out},i} = R_{\text{par}} I_i + V_t \ln \frac{I_i}{I_s}. \quad (147)$$



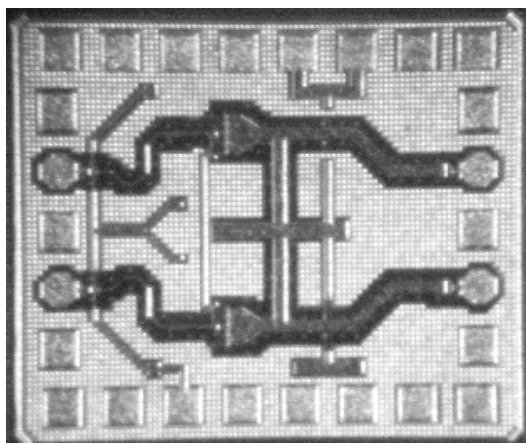
Slika 72: Princip merenja temperature.

U slučaju kada $R_{\text{par}} \rightarrow 0$ moguće je odrediti temperaturu iz samo dva merenja, dok je u realnosti potrebno izvršiti bar tri merenja. Temperatura i vrednost otpornosti interkonekcija R_{par} se mogu odrediti iz sistema jednačina:

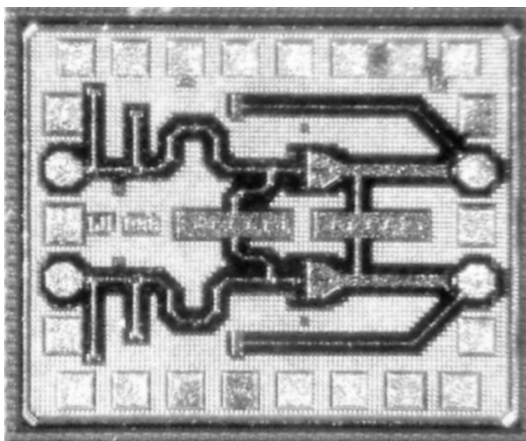
$$\begin{aligned} \Delta V_1 &= V_{\text{out},2} - V_{\text{out},1} = R_{\text{par}}(I_2 - I_1) + V_t \ln \frac{I_2}{I_1}, \\ \Delta V_2 &= V_{\text{out},3} - V_{\text{out},2} = R_{\text{par}}(I_3 - I_2) + V_t \ln \frac{I_3}{I_2}. \end{aligned} \quad (148)$$

Merenjem u više tačaka i linearnom regresijom temperatura se može tačnije odrediti.

Projektovani pojačavači snage su fabrikovani u IHP SG25H1 BiCMOS tehnologiji. Fotografije jednostepenog i dvostepenog pojačavača snage su prikazane na slikama 73 i 74. Površina jednostepenog pojačavača je 0.62 mm^2 ($850 \times 730 \text{ }\mu\text{m}$), dok je površina dvostepenog pojačavača 0.66 mm^2 ($900 \times 730 \text{ }\mu\text{m}$).



Slika 73: Fotografija jednostepenog pojačavača.



Slika 74: Fotografija dvostepenog pojačavača.

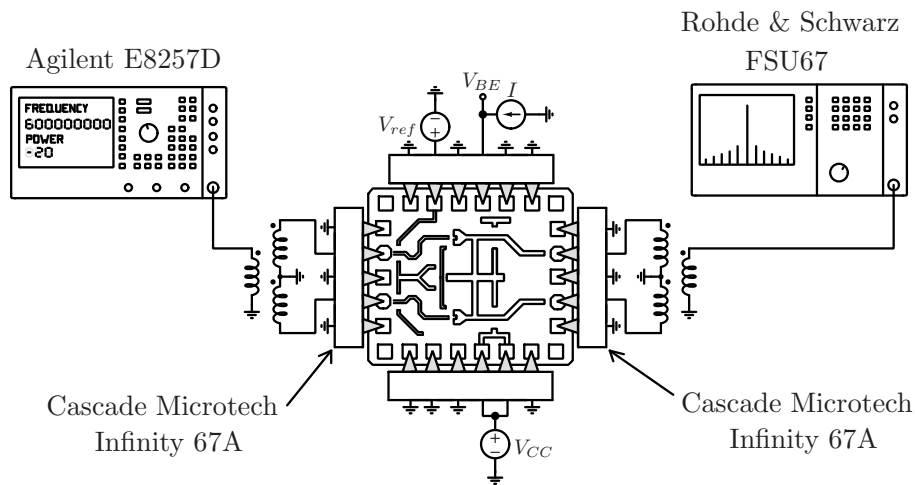
3.8 Rezultati merenja projektovanih pojačavača snage

Karakterizacija fabrikovanih pojačavača snage je izvršena direktno na stopicama integrisanih kola u laboratorijama Technische Universität Dresden. Merenja su izvršena korišćenjem opreme:

- Merna stanica (engl. *Wafer Prober*) Cascade Microtech PM8,
- Mikrotalasne GSGSG sonde Cascade Microtech Infinity 67A,
- DC sonde u PGPGP konfiguraciji,
- Vektorski analizator mreža Anritsu 37397D,
- Izvor napajanja Agilent 6626A,

- Generator RF signala Agilent E8257D,
- Analizator spektra Rohde & Schwarz FSU67,
- Koaksijalni kablovi Totoku sa 1.85 mm V konektorima.

Postavka za merenje parametara velikog signala jednostepenog pojačavača (PA1) je prikazana na slici 75. Transformator za pretvaranje jednostranog u diferencijalni signal je sastavni deo mikrotalasne GSGSG sonde, ali je prikazan odvojeno na slici radi kompletnosti.



Slika 75: Postavka za merenje parametara velikog signala PA1.

Integrirano kolo je fiksirano termoprovodnim lepkom na postolje merne stanice PM8 za potrebe merenja. Mikrotalasne i jednosmerne sonde su postavljene na stope MMIK-a upotrebom mikromanipulatora merne stanice.

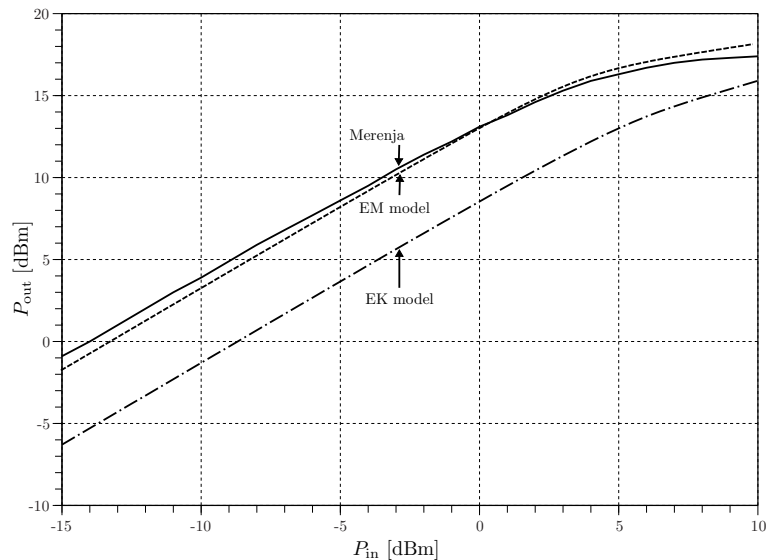
Pre početka RF merenja izvršena je karakterizacija slabljenja kablova i mikrotalasnih sonda merenjima na kalibracionom supstratu. Napon napajanja V_{CC} je postavljen na nominalnu vrednost od 3.3 V, dok je kontrolni napon V_{ref} podešen tako da ukupna struja izlaznih tranzistora ima nominalnu vrednost od 78 mA.

Merenje temperature integrisanog kola je izvršeno bez RF ulaznog signala, pošto je u tom slučaju maksimalna disipacija. Struja polarizacije diodno povezanog tranzistora I je postavljana na vrednosti 0.5, 1.0 i 1.5 mA i meren je napon V_{BE} pri spoljašnjoj temperaturi od 25°C. Izračunata vrednost temperature izlaznog kaskodnog tranzistora PA1 bez ulaznog signala je 74°C, koja je za 9°C viša od pretpostavljene.

Merenje parametara velikog signala je izvršeno na učestanosti od 61.5 GHz, koja je centar opsega učestanosti u 60 GHz ISM opsegu. Snaga ulaznog signala je povećavana za po 1dB u opsegu od -15 dBm do 10 dBm i merena je izlazna snaga na

analizatoru spektra i struja izvora za napajanje. Ulazna i izlazna snaga su korigovane za iznos gubitaka kablova i sonde, tako da predstavljaju snage na stopicama integrisanog kola.

Zavisnost izmerene izlazne snage PA1 na učestanosti od 61.5 GHz u funkciji ulazne snage je prikazana na slici 76. Na istoj slici prikazani su i rezultati simulacija sa elektromagnetskim (EM) i ekstrahovanim (EK) modelom lokalnog povezivanja kaskodnog tranzistora. Simulacija izlazne snage sa EM modelom se veoma dobro poklapa sa rezultatima merenja. Razlika od 5 dB u merenoj i simuliranoj izlaznoj snazi za EK model jasno pokazuje važnost partitionisanja modela pojačavača snage i elektromagnetske simulacije lokalnog povezivanja.



Slika 76: Poređenje rezultata merenja i simulacije sa EM i EK modelom za PA1.

Parametri velikog signala pojačavača snage se preračunavaju iz ulazne snage P_{in} , izlazne snage P_{out} i potrošnje $P_{DC} = V_{CC}I_C$. Pojačanje za veliki signal G je dato sa:

$$G = P_{out} - P_{in} \quad (149)$$

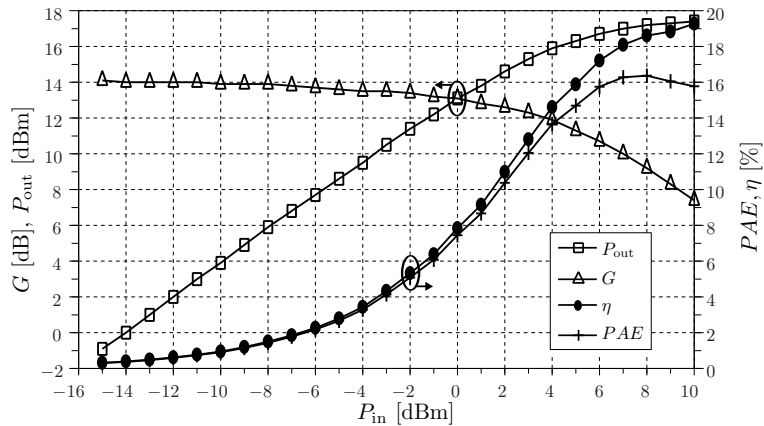
Kolektorska efikasnost η je data sa:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{DC}} \quad (150)$$

PAE efikasnost je data sa:

$$PAE = \frac{P_{out} - P_{in}}{P_{DC}} \quad (151)$$

Izračunate vrednosti parametara velikog signala PA1 su prikazane na slici 77.



Slika 77: Rezultati merenja parametara velikog signala PA1 na učestanosti od 61.5 GHz.

Pojačanje za veliki signal G opada sa povećanjem ulazne snage usled nelinearnosti tranzistora i strujno-naponskih ograničenja. Izmereno pojačanje G PA1 za ulaznu snagu od -15 dBm odgovara pojačanju za mali signal i iznosi

$$G|_{P_{in}=-15 \text{ dBm}} = 14.2 \text{ dB}. \quad (152)$$

Ulazna snaga pri kojoj pojačanje za veliki signal opadne za 1 dB se uzima za granicu gde pojačavač ulazi u režim kompresije pojačanja. Pojačavač PA1 ulazi u kompresiju pri ulaznoj snazi $P_{in,1 \text{ dB}} = -1 \text{ dBm}$, pri kojoj izlazna snaga iznosi $P_{out} = 12.2 \text{ dBm}$. Izlazna snaga raste sa povećanjem ulazne snage iznad $P_{in,1 \text{ dB}}$ sve dok smanjenje pojačanja ne dovede do zasićenja. Izmerena izlazna snaga u zasićenju iznosi $P_{out,sat} = 17.4 \text{ dBm}$.

Kolektorska efikasnost η monotono raste sa povećanjem ulazne snage zbog porasta izlazne snage P_{out} . Za male vrednosti ulazne snage η i PAE efikasnosti se poklapaju, ali se razlikuju kada pojačavač radi u kompresiji usled smanjenja pojačanja. Ovakvo ponašanje se može objasniti činjenicom da se u izrazu za PAE uzima razlika izlazne i ulazne snage, odnosno da zavisi od pojačanja za veliki signal G . Veza PAE i η efikasnosti je data sa:

$$PAE = \frac{P_{out} - P_{in}}{P_{DC}} = \left(1 - \frac{1}{G}\right) \frac{P_{out}}{P_{DC}} = \left(1 - \frac{1}{G}\right) \eta \quad (153)$$

Iz jednačine (153) se vidi da su PAE i η približno isti za velike vrednosti pojačanja. Povećavanjem ulazne snage pojačavač počinje da radi u režimu kompresije, i

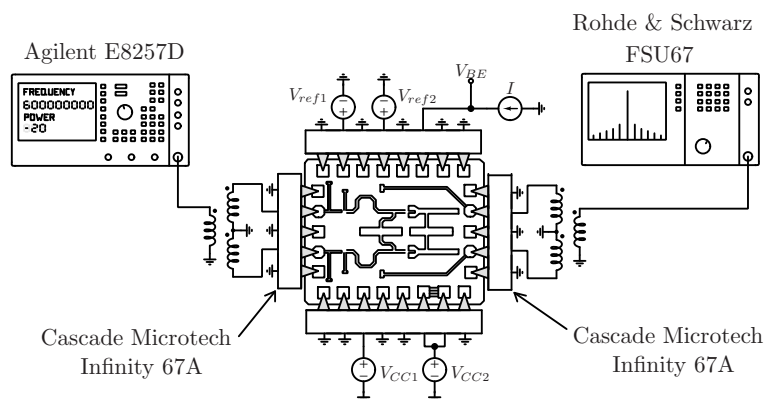
Tabela 2: Karakteristike PA1.

Parametar	Uslov	Vrednost	Jedinica
V_{CC}		3.3	V
I_C	$P_{in} = 0$	78	mA
$ S_{11} $	$f > 59$ GHz	< -10	dB
$ S_{22} $	$f = 59 - 64$ GHz	-3 do -5	dB
G	$f = 61.5$ GHz	14.2	dB
PAE	max	16.3	%
	za 1 dB kompresiju	6.1	%
P_{out}	u zasićenju	17.4	dBm
	za 1 dB kompresiju	12.2	dBm
T_{chip}	$P_{in} = 0$	74	°C
Površina		0.62	mm ²

pojačanje za veliki signal G opada, usled čega se pojavljuje razlika PAE i η .

Izmerena PAE efikasnost ima maksimum u oblasti kada pojačavač radi u kompresiji, što je i očekivano. Maksimalna vrednost PAE efikasnosti pojačavača PA1 iznosi 16.3% pri ulaznoj snazi $P_{in} = 8$ dBm. PAE efikasnost pri ulaznoj snazi $P_{in} = -1$ dBm, kada PA1 ulazi u režim kompresije, iznosi 6.1%. Sumarne karakteristike PA1 su date u Tabeli 2.

Merenje parametara velikog signala dvostepenog pojačavača snage (PA2) je izvršeno mernom postavkom prikazanom na slici 78.

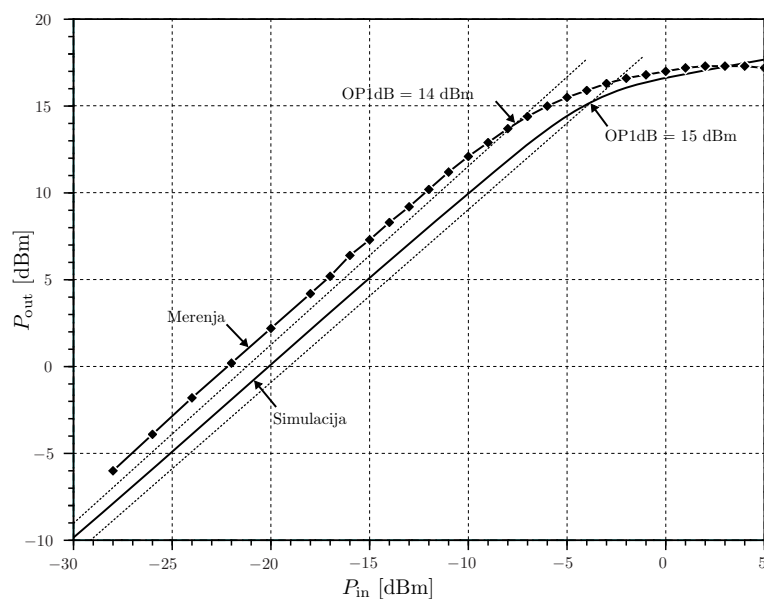


Slika 78: Postavka za merenje parametara velikog signala PA2.

Izvori za napajanje V_{CC1} i V_{CC2} napajaju prvi i drugi stepen PA2 i podešeni su na nominalnu vrednost od 3.3 V. Iako koriste istu vrednost napajanja, stopice za napajanje su razdvojene da bi se izbegla parazitna sprega kroz napajanje, koja bi mogla dovesti do oscilovanja. Referentni naponi V_{ref1} i V_{ref2} su podešeni tako da se uspostave željene struje polarizacije $I_{C1} = 8.7$ mA i $I_{C2} = 64.4$ mA.

Merenja su izvršena za opseg ulaznih snaga od -28 dBm do 5 dBm, u kome PA2 radi u linearnoj oblasti i kompresiji. Poređenje rezultata merenja i simulacije izlazne snage PA2 je prikazano na slici 79. Pojačanje za mali signal se može odrediti kao $G = P_{out} - P_{in}$ za vrednosti ulazne snage koje su bar 10 dB manje od tačke 1 dB kompresije, i iznosi 22.4 dB.

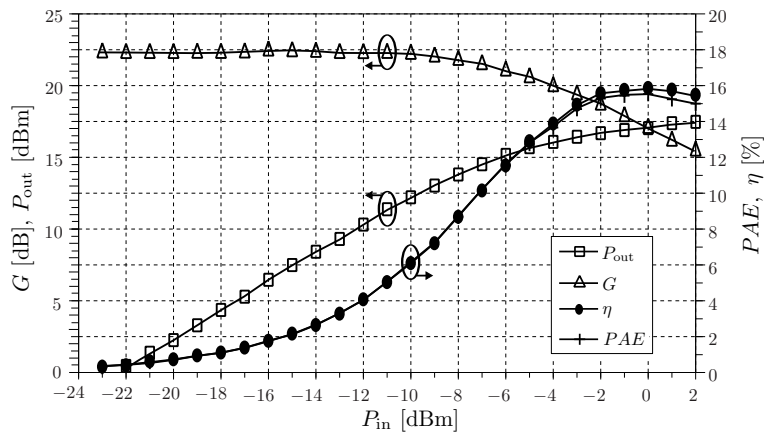
Sa slike 79 se može videti da je izmereno pojačanje PA2 za mali signal za oko 2 dB veće od rezultata simulacije. Izmerena izlazna snaga pri kojoj dolazi do kompresije $P_{meas,1}$ dB iznosi 14 dBm, dok je simulacijom dobijeno $P_{sim,1}$ dB = 15 dBm. Snaga u zasićenju je gotovo ista u rezultatima merenja i simulaciji i iznosi 17.1 dBm.



Slika 79: Poređenje rezultata merenja i simulacije PA2 na učestanosti od 61.5 GHz.

Izmereni parametri velikog signala PA2 na učestanosti od 61.5 GHz su prikazani na slici 80. Ulazna snaga za 1 dB kompresiju iznosi -7.4 dBm, pri kojoj je izlazna snaga 14 dBm.

Kolektorska i PAE efikasnost se gotovo poklapaju, što je i očekivano usled velikog pojačanja. Pojačanje pri saturisanom izlazu iznosi 15 dB, što je više nego kod PA1 u linearnoj oblasti. Maksimalna PAE efikasnost je za ulaznu snagu od 0 dBm,



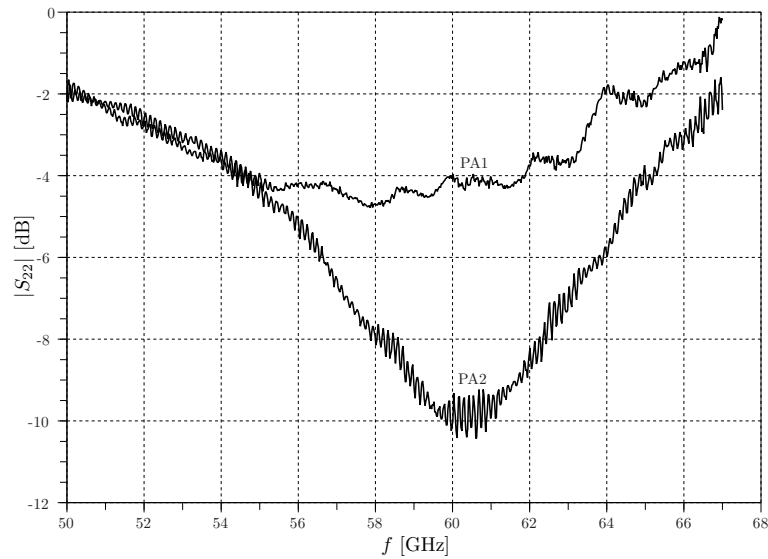
Slika 80: Rezultati merenja parametara velikog signala PA2 na učestanosti od 61.5 GHz.

kada pojačavač radi u režimu kompresije i iznosi 15.8%, dok za 1 dB kompresiju iznosi 9.1%. Sumarne karakteristike PA2 su date u Tabeli 3.

Osnovni cilj pri projektovanju dvostepenog pojačavača snage je poboljšanje izlaznog prilagođenja. U tom cilju izvršeno je skaliranje struje polarizacije i izbor faktora smanjenja snage $p > 1$. Ulazni stepen je dodat da bi se povećalo pojačanje, ali je usled skaliranja ukupna struja manja od struje polarizacije PA1.

Tabela 3: Karakteristike PA2.

Parametar	Uslov	Vrednost	Jedinica
V_{CC}		3.3	V
I_{C1}	$P_{in} = 0$	8.7	mA
I_{C2}	$P_{in} = 0$	64.4	mA
$ S_{11} $	$f > 59$ GHz	< -10	dB
$ S_{22} $	$f = 59 - 64$ GHz	-6 do -10	dB
G	$f = 61.5$ GHz	22.4	dB
PAE	max	15.8	%
	za 1 dB kompresiju	9.1	%
P_{0out}	u zasićenju	17.1	dBm
	za 1 dB kompresiju	14.0	dBm
Površina		0.66	mm ²

Slika 81: Poređenje rezultata merenja $|S_{22}|$ PA1 i PA2.

Poređenje rezultata merenja izlaznog prilagođenja je prikazano na slici 81. Sa slike se može videti da je prilagođenje poboljšano za 6 dB na centralnoj učestanosti, dok je poboljšanje na granicama opsega oko 4 dB.

Rezultati merenja projektovanih pojačavača snage se dobro poklapaju sa očekivanim vrednostima, što ukazuje na tačnost simuliranog modela. Tačnost modela je postignuta pažljivim particionisanjem i elektromagnetskom simulacijom lokalnog povezivanja tranzistora. Poređenje rezultata merenja, EM i EK modela jasno pokazuje da se uobičajeni način projektovanja RF integrisanih kola ne može direktno primeniti na projektovanje MMIK-a. Osnovni razlog leži u veoma visokoj radnoj učestanosti od 60 GHz, gde i lokalno povezivanje ima nezanemarljivu električnu dužinu. Upotreba elektromagnetskih simulatora i pravilno particionisanje je stoga od presudnog značaja za dobru korelaciju rezultata simulacije i merenja.

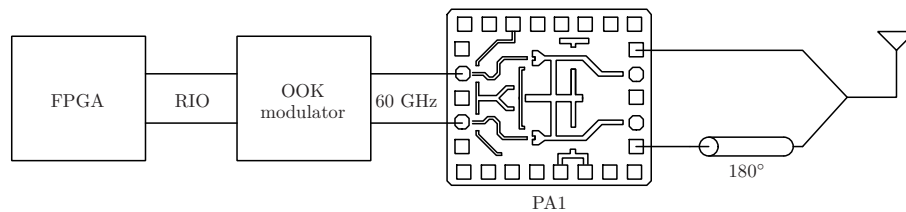
Poređenje performansi projektovanih pojačavača snage sa podacima iz literature je dato u Tabeli 4.

Tabela 4: Poređenje rezultata merenja pojačavača snage sa podacima iz literature.

Referenca	PA1	PA2	[111]	[112]	[113]	[114]
Tehnologija	0.25 μm SiGe	0.25 μm SiGe	0.13 μm SiGe	0.13 μm SiGe	0.25 μm SiGe	90 nm CMOS
f [GHz]	61.5	61.5	60.0	60.0	61.0	60.0
P_{SAT} [dBm]	17.4	17.1	20.0	23.0	15.5	12.5
$P_{1\text{dB}}$ [dBm]	12.2	14.0	13.1	-	14.5	10.2
G [dB]	14.2	22.4	18.0	20.0	18.8	15.0
PAE_{max} [%]	16.3	15.8	12.7	6.3	19.7	19.3
Površina [mm^2]	0.62	0.66	0.98	3.42	0.80	-

3.9 Primer korišćenja projektovanog pojačavača snage u 60 GHz komunikacionom sistemu

Projektovani pojačavač snage PA1 je korišćen u predajniku komunikacionog sistema koji radi u 60 GHz opsegu učestanosti. Komunikacioni sistem je razvijen u okviru firme TES Electronic Solutions. Blok dijagram predajnika je prikazan na slici 82.



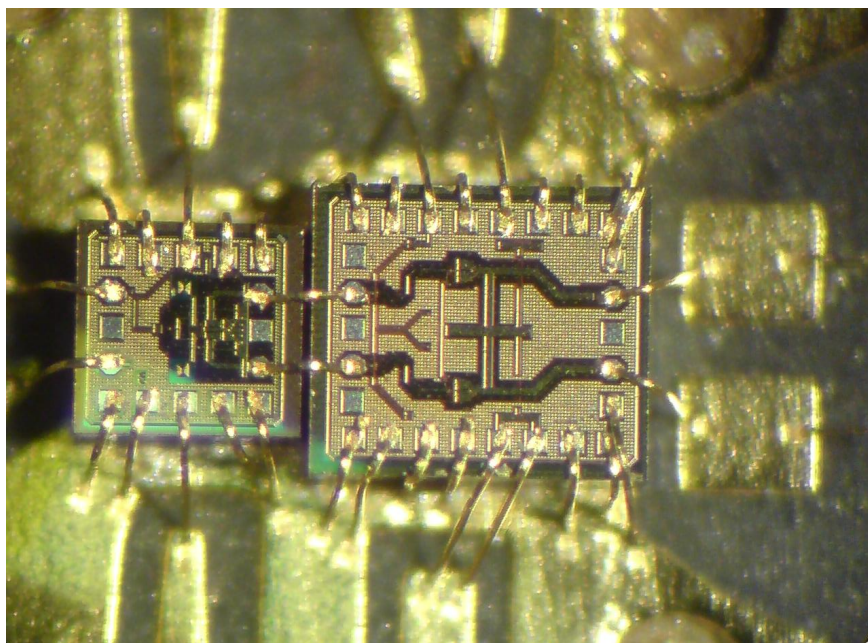
Slika 82: Blok dijagram 60 GHz predajnika.

Predajnik se sastoji iz FPGA ploče koja generiše sekvencu podataka na izabranoj bitskoj brzini prenosa i šalje je OOK modulatoru za 60 GHz-ni opseg putem RocketIO (RIO) standarda. Signal se zatim pojačava korišćenjem PA1 i pretvara u jednostrani signal na štampanoj ploči, koji se zatim vodi na V konektor. Deo predajnika je prikazan na slikama 83 i 84.

Modulator i pojačavač snage su montirani na štampanu ploču termoprovodnim lepkom i povezani zlatnim žicama. Kompezacija žica za povezivanje na izlazu po-



Slika 83: Predajnik u 60 GHz opsegu sa PA1.



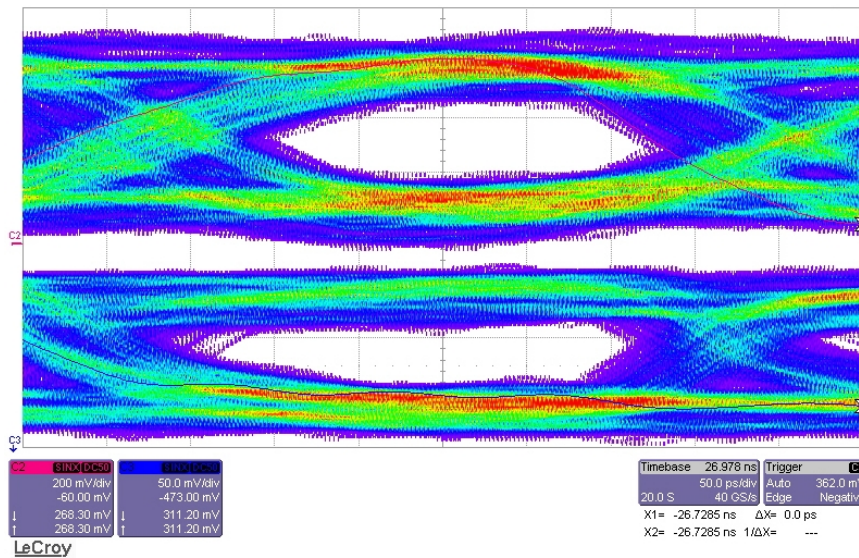
Slika 84: Detalj predajnika u 60 GHz opsegu sa PA1.

jačavača snage je izvedena T mrežom, koja je detaljno objašnjena u odeljku 2.4. Višestruke žice za povezivanje mase su minimalne dužine, pošto je štampana ploča projektovana tako da je masa ispod integrisanih kola.

Testiranje predajnika je izvršeno tako što je 60 GHz signal prenošen na razdaljinu od 1 m korišćenjem usmerenih štampanih antena povezanih na V konektore predajnika i prijemnika. Prijemnik je napravljen od modifikovanog LNA prikazanog

u glavi 4. Modifikovani LNA ima integrisani linearni detektor snage na svom izlazu, tako da ga je moguće koristiti kao nekoherentni demodulator.

Pseudoslučajna sekvenca (PRBS) dužine 127 bita je generisana od strane FPGA na različitim bitskim brzinama i meren je dijagram oka na prijemnoj strani. Dijagram oka na prijemu za bitsku brzinu od 2 Gb/s je prikazan na slici 85 u gornjem redu, dok je dijagram oka na predajnoj strani prikazan u donjem redu. Merenja dijagrama oka su izvršena u laboratoriji firme TES Electronic Solutions.



Slika 85: Izmereni dijagram oka za bitsku brzinu od 2 Gb/s.

4 Projektovanje malošumnog pojačavača

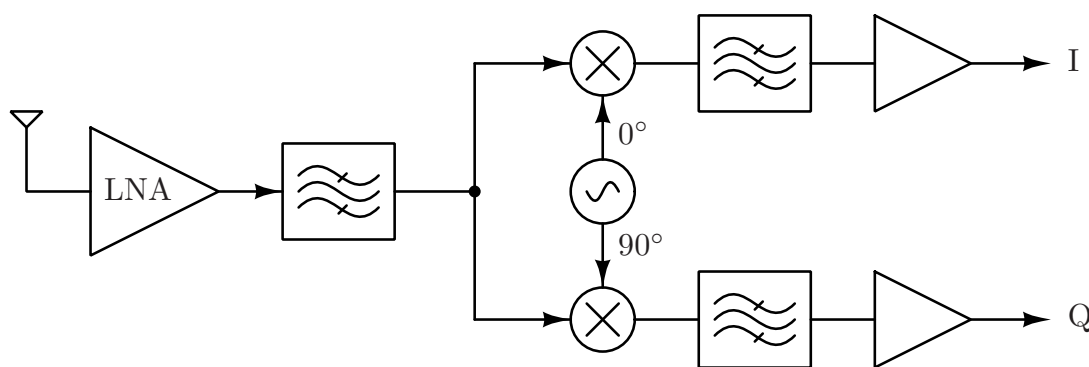
Malošumni pojačavač (engl. *Low Noise Amplifier* - LNA) se koristi kao prvi pojačavač u komunikacionom sistemu, kao što je prikazano na slici 86 za slučaj pojednostavljenog kvadraturnog homodinog prijemnika. Uloga LNA je da pojača primljeni signal sa antene uz što manje unošenje dodatnog šuma, odnosno uz minimalnu degradaciju odnosa signal-šum. Odnos signal-šum pojačanog i ulaznog signala se naziva faktor šuma F :

$$F = \frac{S_{in}/N_{in}}{S_{out}/N_{out}}, \quad (154)$$

koji se često izražava u decibelima:

$$NF = 10 \log \frac{S_{in}/N_{in}}{S_{out}/N_{out}}. \quad (155)$$

Usled neizbežnog prisustva izvora šuma u komponentama pojačavača faktor šuma je $F \geq 1$, odnosno $NF \geq 0$, gde bi jednakost važila u slučaju idealnog pojačavača.



Slika 86: LNA u homodinom prijemniku.

Ukupni faktor šuma niza prilagođenih blokova sa pojačanjima $G_1, G_2 \dots G_N$ i faktorima šuma $F_1, F_2 \dots F_N$ je dat sa [115]:

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_N - 1}{G_1 G_2 \dots G_{N-1}}. \quad (156)$$

Iz (156) se vidi da faktor šuma prvog pojačavača u nizu, odnosno LNA, direktno doprinosi ukupnom faktoru šuma, dok je doprinos ostalih blokova značajno manji.

Doprinos faktoru šuma pojedinačnog bloka u nizu je umanjen za ukupno pojačanje prethodnih blokova. Stoga je poželjno da LNA ima što manji faktor šuma, pošto direktno doprinosi ukupnom faktoru šuma, ali i da ima što veće pojačanje kako bi se umanjio doprinos narednih blokova.

Pregled teorije projektovanja LNA iz postojeće literature je prikazan u odeljcima 4.1 - 4.3. Postojeći postupci projektovanja su bazirani na određivanju struje polarizacije jediničnog tranzistora za minimalni faktor šuma, i ne uzimaju u obzir uticaj struje polarizacije na presečnu učestanost f_T . U slučaju MOSFET tranzistora, gustine struja polarizacije po širini tranzistora minimalne dužine kanala za minimalni faktor šuma iznosi $0.15 \text{ mA}/\mu\text{m}$, dok za maksimalnu presečnu učestanost f_T iznosi $0.2\text{-}0.3 \text{ mA}/\mu\text{m}$ [92]. Pošto su gustine struja polarizacije MOSFET-a bliske, presečna učestanost ne odstupa značajno od maksimalne kada se tranzistor polariše za minimalni faktor šuma.

Struje polarizacije za maksimalnu presečnu učestanost i minimalni faktor jediničnog SiGe tranzistora se značajno razlikuju. U procesu SG25H1, u kome su projektovana kola predstavljena u tezi, struja polarizacije jediničnog tranzistora za minimalni faktor šuma iznosi $120 \mu\text{A}$, dok struja polarizacije za maksimalnu presečnu učestanost f_T iznosi 2 mA . Velika razlika u strujama polarizacije ima za posledicu da tranzistor polarisan za minimalni faktor šuma ima značajno nižu presečnu učestanost f_T od maksimalne, i samim tim malo pojačanje. U kaskodnoj konfiguraciji smanjenje presečne učestanosti ima dramatičnog uticaja na faktor šuma. Da bi ukupan faktor šuma prijemnika bio što manji, potrebno je da malošumni pojačavač ima što manji faktor šuma i što veće pojačanje (156). Postupak projektovanja malošumnog pojačavača, koji uzima u obzir i uticaj smanjenja presečne učestanosti je prikazan u odeljku 4.4, i predstavlja doprinos teze.

Detalji fizičke realizacije malošumnog pojačavača su dati u odeljku 4.5. Uticaj tehnoloških ograničenja na performanse, razmatran u poglavlju 2, je uzet u obzir. Utvrđeno je da ograničenja maksimalne i minimalne površinske gustine metala imaju uticaja na karakteristike mikrostrip vodova. Pravila projektovanja maksimalne lokalne površinske gustine metala zahtevaju regularno prosecanje mase u najnižem sloju metala M1, koje je u okolini mikrostrip vodova izvršeno ručno. Pravila projektovanja minimalne lokalne površinske gustine metala su manje restriktivna, i dozvoljavaju da se metal za popunu dovoljno udalji od trake mikrostrip voda. Posebna pažnja je posvećena stopicama za povezivanje, pošto bi gubici stopice iznad provodnog supstrata iznosili 0.8 dB na 60 GHz , i time povećali faktor šuma pojača-

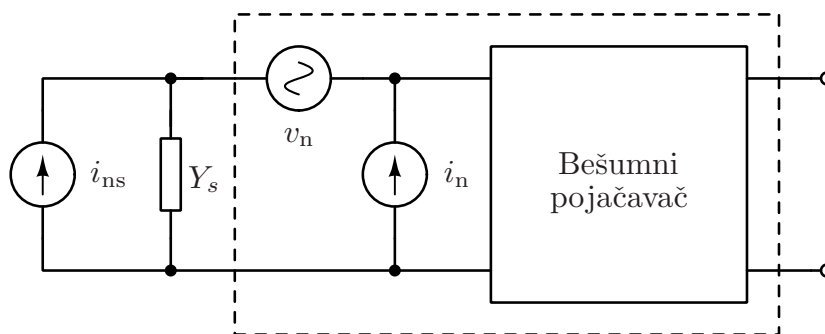
vača.

Projektovani LNA je fabrikovan i izmeren u laboratorijama Technische Universität Dresden, i rezultati merenja su prikazani u odeljku 4.6. Izmereni minimalni faktor šuma od 5.3 dB [116] je samo 0.3 dB veći od teorijskog minimuma, koji ne uzima u obzir gubitke u vodovima i povećanje faktora šuma usled neprilagođenosti. Rezultati merenja su potvrda primenjene metodologije projektovanja.

Dva primera primene projektovanog LNA su data u odeljku 4.7. U prvom primeru, LNA je upotrebljen u 60 GHz komunikacionom sistemu projektovanom na Univerzitetu u Ulmu, kojim je demonstrirana brzina prenosa podataka od 3.5 Gb/s [117]. U drugom primeru, projektovani LNA je modifikovan dodavanjem detektora snage i upotrebljen u 60 GHz komunikacionom sistemu razvijenom u okviru firme TES Electronic Solutions. Komunikacioni sistem je korišćen za prenos podataka brzinom od 2 Gb/s.

4.1 Dvoportni model šuma pojačavača

Dvoportni model šuma pojačavača, prikazan na slici 87, pretpostavlja da se realni pojačavač može predstaviti bešumnim pojačavačem i ekvivalentnim naponskim i strujnim generatorima šuma na ulazu. Iz dvoportnog modela se mogu izvesti važni zaključci, kao što su optimalna impedansa za minimalni faktor šuma, kao i koliko iznosi minimalni ostvarivi faktor šuma.



Slika 87: Dvoportni model šuma pojačavača.

Faktor šuma za model prikazan na slici iznosi [115]:

$$F = \frac{N_{\text{ukupno}}}{N_{\text{izvora}}} = \frac{\overline{i_{ns}^2} + \overline{|i_n + v_n Y_s|^2}}{\overline{i_{ns}^2}}. \quad (157)$$

U opštem slučaju ekvivalentni izvori naponski i strujni izvori šuma su delimično

korelisani, tako da je od interesa podeliti ih na nekorelisane i korelisane komponente:

$$i_n = i_c + i_u, \quad (158)$$

$$v_n = v_c + v_u, \quad (159)$$

gde su indeksima u označene nekorelisane i c korelisane komponente. Korelacija i_c i v_c je određena korelacionom admitansom Y_c :

$$i_c = Y_c v_c. \quad (160)$$

Faktor šuma se sada može izraziti kao:

$$F = 1 + \frac{\overline{i_u^2} + |Y_c + Y_s|^2 \overline{v_c^2} + \overline{v_u^2} |Y_s|^2}{\overline{i_{ns}^2}}. \quad (161)$$

Naponski i strujni generatori šuma se mogu zameniti ekvivalentnim otpornostima i provodnostima datim sa:

$$R_c = \frac{\overline{v_c^2}}{4kT\Delta f}, \quad (162)$$

$$R_u = \frac{\overline{v_u^2}}{4kT\Delta f}, \quad (163)$$

$$G_s = \frac{\overline{i_{ns}^2}}{4kT\Delta f}, \quad (164)$$

$$G_c = \frac{\overline{i_c^2}}{4kT\Delta f}. \quad (165)$$

Faktor šuma se može izraziti u funkciji navedenih veličina kao:

$$F = 1 + \frac{G_u + |Y_c + Y_s|^2 R_c + |Y_s|^2 R_u}{G_s}, \quad (166)$$

$$F = 1 + \frac{G_u + [(G_c + G_s)^2 + (B_c + B_s)^2] R_c + (G_s^2 + B_s^2) R_u}{G_s}. \quad (167)$$

Iz izraza (167) se vidi da faktor šuma zavisi od ekvivalentne admitanse izvora $Y_s = G_s + jB_s$. Parcijalnim diferenciranjem faktora šuma F po G_s i B_s i rešavanjem sistema jednačina dobijaju se optimalna konduktansa i susceptansa izvora za

minimalni faktor šuma:

$$G_{\text{opt}} = \sqrt{\frac{G_{\text{u}} + R_{\text{u}} \left(\frac{R_{\text{c}} B_{\text{c}}}{R_{\text{c}} + R_{\text{u}}} \right)^2 + G_{\text{c}}^2 R_{\text{c}} + \left(B_{\text{c}} - \frac{R_{\text{c}} B_{\text{c}}}{R_{\text{c}} + R_{\text{u}}} \right)^2 R_{\text{c}}}{R_{\text{c}} + R_{\text{u}}}}, \quad (168)$$

$$B_{\text{opt}} = -\frac{R_{\text{c}} B_{\text{c}}}{R_{\text{c}} + R_{\text{u}}}. \quad (169)$$

Optimalna admitansa generatora $Y_{\text{opt}} = G_{\text{opt}} + jB_{\text{opt}}$ rezultuje minimalnim faktorom šuma i predstavlja optimalnu vrednost za prilagođenje po šumu. Antena i vodovi za povezivanje su karakteristične impedanse od 50Ω , tako da se u opštem slučaju očigledno ne može postići istovremeno prilagođenje po snazi i šumu.

4.2 Dvoportni model šuma bipolarnog tranzistora

Rezultati iz prethodnog odeljka se mogu primeniti na određivanje parametara šuma bipolarnog tranzistora, kao što su minimalni faktor šuma i optimalna impedansa izvora. Da bi se rezultati analize dvoportnog modela šuma primenili na bipolarni tranzistor, potrebno je preslikati sve izvore šuma, prikazane u modelu bipolarnog tranzistora na slici 88a, na strujni i naponski izvor šuma na priključku baze, kao što je prikazano na slici 88b.

U pretpostavljenom modelu šuma bipolarnog tranzistora postoje dva strujna izvora šuma koji modeluju šum sačme (enlg. *Shot noise*) i jedan naponski koji modeluje termalni šum otpornosti baze. Fliker ($1/f$) šum se ne uzima u obzir pošto je na pretpostavljenoj radnoj učestanosti zanemarljiv i ne postoji mehanizam njegovog preslikavanja na radnu učestanost. Pod pretpostavkom da Milerov efekat nije izražen, koja je opravdana u kaskodnoj konfiguraciji, kapacitivnost spoja baza-kolektor C_{u} se može izostaviti.

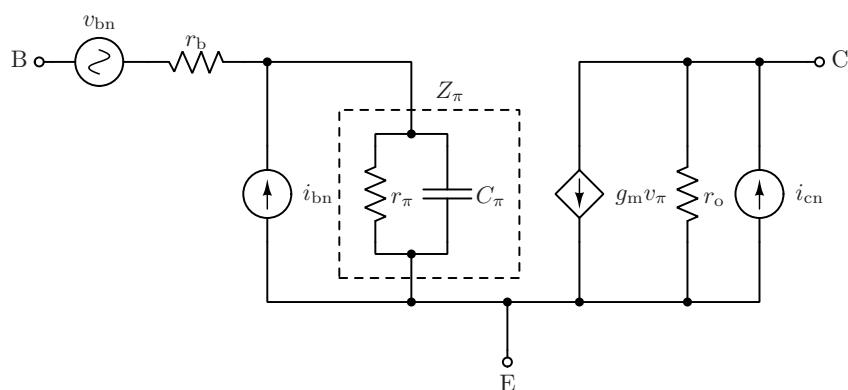
Komponente šuma su date sa [115]:

$$\overline{v_{\text{bn}}^2} = 4kTr_{\text{b}}, \quad (170)$$

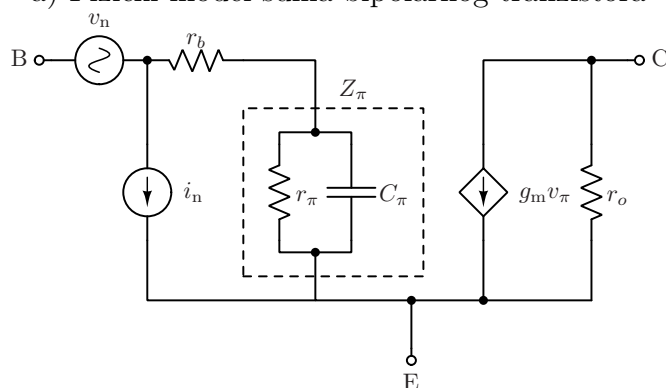
$$\overline{i_{\text{bn}}^2} = 2qI_{\text{B}}, \quad (171)$$

$$\overline{i_{\text{cn}}^2} = 2qI_{\text{C}}. \quad (172)$$

Ekvivalentni strujni i naponski generatori šuma se mogu odrediti iz fizičkog modela. Kratkospajanjem priključaka baze i emitora u ekvivalentnom modelu uticaj



a) Fizički model šuma bipolarnog tranzistora



b) Ekvivalentni model šuma bipolarnog tranzistora

Slika 88: Modeli šuma bipolarnog tranzistora.

ekvivalentnog strujnog generatora šuma je zanemarljiv, pošto je $r_b \ll r_\pi$, tako da se je ukupna struja šuma u kolektoru:

$$\overline{i_{c,\text{ukupno}}^2} = \overline{v_n^2} \cdot g_m^2. \quad (173)$$

Ukupna struja šuma u kolektoru pri kratkospojenim priključcima baze i emitara u fizičkom modelu je:

$$\begin{aligned} \overline{i_{c,\text{ukupno}}^2} &= \overline{v_{bn}^2} \left(\frac{r_\pi}{r_\pi + r_b} g_m \right)^2 + \overline{i_{cn}^2}, \\ &\approx \overline{v_{bn}^2} \cdot g_m^2 + \overline{i_{cn}^2}, \end{aligned} \quad (174)$$

odakle je:

$$\overline{v_n^2} = \frac{2qI_C}{g_m^2} + 4kTr_b. \quad (175)$$

U slučaju otvorenog priključka baze u ekvivalentnom modelu, struja šuma kolek-

tora potiče samo od ekvivalentnog strujnog izvora šuma, tako da je ukupna struja šuma kolektora:

$$\overline{i_{c,\text{ukupno}}^2} = \overline{i_n^2} Z_\pi^2 g_m^2. \quad (176)$$

Ukupna struja šuma kolektora pri otvorenom priključku baze u fizičkom modelu iznosi:

$$\overline{i_{c,\text{ukupno}}^2} = \overline{i_{bn}^2} Z_\pi^2 g_m^2 + \overline{i_{cn}^2}, \quad (177)$$

odakle je:

$$\overline{i_n^2} = 2qI_B + \frac{2qI_C}{g_m^2} Y_\pi^2. \quad (178)$$

Iz (175) i (178) se može videti da su komponente ekvivalentnih generatora, koje potiču od šuma sačme kolektora, korelisane pošto potiču iz istog izvora. Razdvojene komponente generatora šuma su date sa:

$$\overline{v_c^2} = \frac{2qI_C}{g_m^2}, \quad (179)$$

$$\overline{v_u^2} = 4kTr_b, \quad (180)$$

$$\overline{i_c^2} = \frac{2qI_C}{g_m^2} Y_\pi^2, \quad (181)$$

$$\overline{i_u^2} = 2qI_B, \quad (182)$$

odakle je korelaciona admitansa:

$$Y_c = \frac{i_c}{v_c} = \sqrt{\frac{\frac{2qI_C}{g_m^2} Y_\pi^2}{\frac{2qI_C}{g_m^2}}} = Y_\pi \approx j\omega C_\pi. \quad (183)$$

Aproksimacija $Y_\pi \approx j\omega C_\pi$ pretpostavlja da je ulazna admitansa tranzistora pretežno kapacitivna na učestanostima od interesa. Parametri ekvivalentnog dvoportnog modela šuma bipolarnog tranzistora su:

$$G_c \approx 0, \quad (184)$$

$$B_c = j\omega C_\pi, \quad (185)$$

$$R_c = \frac{\overline{v_c^2}}{4kT} = \frac{V_T}{2I_C} = \frac{1}{2g_m}, \quad (186)$$

$$R_u = \frac{\overline{v_u^2}}{4kT} = r_b, \quad (187)$$

$$G_u = \frac{\overline{i_u^2}}{4kT} = \frac{I_C}{2V_T\beta} = \frac{g_m}{2\beta}. \quad (188)$$

Faktor šuma se sada može izraziti u funkciji parametara bipolarnog tranzistora kao [118]:

$$F_{\text{MIN}} = 1 + \frac{1}{\beta} + \frac{f}{f_T} \sqrt{\frac{I_C}{2V_T} r_b \left(1 + \frac{f_T^2}{\beta f^2}\right) + \frac{f_T^2}{4\beta f^2}}, \quad (189)$$

$$F = F_{\text{MIN}} + \frac{R_u}{G_s} \left[(G_s - G_{\text{opt}})^2 + (B_s - B_{\text{opt}})^2 \right], \quad (190)$$

gde su optimalna konduktansa G_{opt} i susceptansa B_{opt} u funkciji parametara tranzistora dati sa:

$$Y_{\text{sopt}} = G_{\text{opt}} + jB_{\text{opt}} \approx \frac{f}{f_T R_c} \left(\sqrt{\frac{g_m}{2} r_b} - j\frac{1}{2} \right). \quad (191)$$

Minimalna vrednost faktora šuma F_{MIN} zavisi od struje polarizacije, ali i od otpornosti baze r_b koja kod SiGe HBT tranzistora opada sa porastom struje polarizacije. Pri optimalnoj struji polarizacije I_C , za koju $F_{\text{MIN}}(I_C)$ ima najmanju vrednost, doprinos termalnog šuma otpornosti baze r_b se izjednačava sa doprinosom šuma sačme kolektorske struje [118].

Izraz (189) pokazuje da minimalni faktor šuma opada sa porastom presečne učestanosti tranzistora f_T . Stoga se performanse LNA uvek poboljšavaju sa skaliranjem tehnologije, za razliku od pojačavača snage, gde skaliranje može degradirati performanse usled smanjenja probojnog napona.

Optimalna susceptansa izvora za minimalni faktor šuma se može napisati i kao:

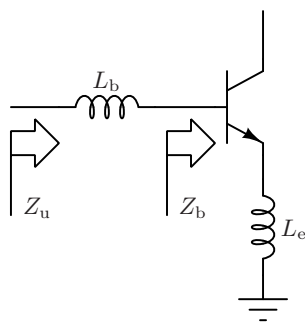
$$B_{\text{opt}} \approx -\omega C_\pi. \quad (192)$$

Iz (192) se vidi da je, pod pretpostavkama zanemarljive otpornosti baze r_b i pretežno kapacitivnog karaktera ulazne impedanse tranzistora, optimalna susceptansa za šum jednaka ulaznoj susceptansi tranzistora. Poklapanje uslova optimalne susceptanse za prilagođenje po snazi i šumu omogućavaju da se postigne istovremeno prilagođenje po oba kriterijuma.

4.3 Prilagođenje po šumu i snazi

Prilagođenje po šumu i snazi zahteva da oba uslova budu istovremeno zadovoljena. U prethodnom odeljku pokazano je da optimalna susceptansa za prilagođenje po šumu B_{opt} istovremeno predstavlja i uslov za prilagođenje po snazi. Optimalna konduktansa za prilagođenje po šumu G_{opt} se može podesiti izborom dimenzija tranzistora i strujom polarizacije, tako da se postigne prilagođenje na 50Ω generator. Međutim, ulazna impedansa bipolarnog tranzistora na visokim učestanostima je pretežno kapacitivna bez obzira na dimenzije i polarizaciju, tako da je potrebno povećati njen realni deo kako bi se moglo postići prilagođenje po snazi.

Prilagođenje po šumu i snazi se može postići induktivnom degeneracijom i rednim kalemom u bazi, kao što je prikazano na slici 89.



Slika 89: Ulazna impedansa bipolarnog tranzistora sa emitterskom degeneracijom

Povećanje realnog dela impedanse se postiže induktivnom degeneracijom:

$$Z_b = \frac{-j}{\omega C_\pi} + j\omega L_e + \frac{g_m L_e}{C_\pi} \quad (193)$$

Vrednost induktivnosti L_e se bira tako da realni deo ulazne impedanse bude jednak otpornosti generatora:

$$R_s = \frac{g_m L_e}{C_\pi} = \omega_T L_e. \quad (194)$$

Korekcija induktivnosti L_e , usled zanemarivanja Milerovog efekta, je minorna u kaskodnoj konfiguraciji.

Prilagođenje po snazi na rezistivni generator zahteva da ulazna impedansa Z_u bude realna. Imagirani deo impedanse koja se vidi iz baze Z_b iznosi:

$$\text{Im}(Z_b) = -\frac{j}{\omega C_\pi} + j\frac{\omega}{\omega_T} R_s. \quad (195)$$

Redna induktivnost L_b potrebna da poništi imaginarni deo ulazne impedanse iznosi:

$$L_b = \frac{1}{\omega^2 C_\pi} - \frac{R_S}{\omega_T}. \quad (196)$$

Pored prilagođenja po snazi, redna induktivnost L_b umanjuje i imaginarni deo optimalne admitanse za prilagođenje po šumu, čime se postiže istovremeno prilagođenje po šumu i snazi.

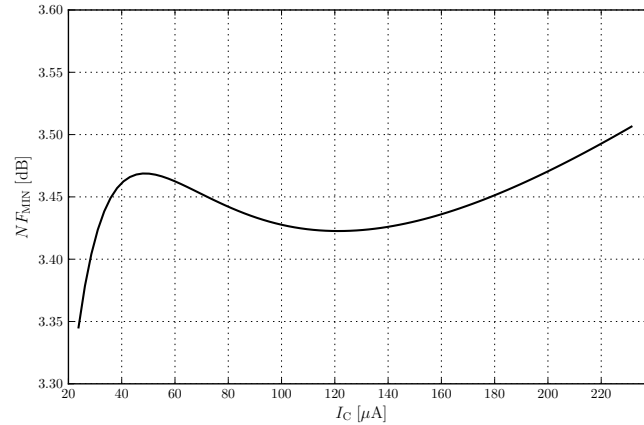
4.4 Postupak projektovanja LNA za 60 GHz opseg učestanosti

Postupak projektovanja LNA za 60 GHz opseg učestanosti se može podeliti na više faza, u kojima se razmatraju različiti aspekti performansi i donose odluke o kompromisima. Prva odluka se odnosi na arhitekturu LNA. Izabrana je diferencijalna dvostepena kaskodna konfiguracija LNA. Diferencijalna konfiguracija je poželjna pošto pruža veću imunost na induktivnost žica za povezivanje u napajanju. Pored toga, diferencijalna konfiguracija ima 3 dB veću ulaznu snagu za 1 dB kompresiju, usled podele ulazne snage na dva pojačavača. Kaskodni pojačavači imaju dobru reverznu izolaciju, tako da je tranzistor približno unilateralan i moguće je raspregnuti projektovanje ulazne i izlazne mreže za prilagođenje. Ulazni stepen LNA se projektuje za minimalni šum, i ne postoji stepen slobode u podešavanju propusnog opsega, pojačanja i izlazne snage. Stoga je uveden drugi pojačavački stepen koji omogućava da se zadovolje zahtevi za propusnim opsegom i pojačanjem.

4.4.1 Procena parametara tehnologije i određivanje dimenzija tranzistora

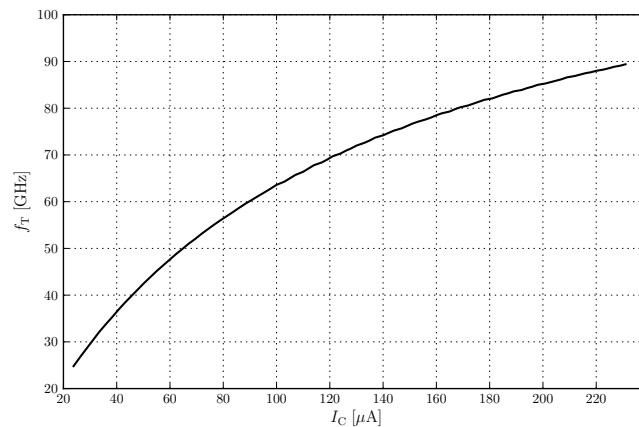
U odeljku o dvoportnom modelu šuma bipolarnog tranzistora navedeno je da postoji optimalna vrednost struje polarizacije jediničnog tranzistora, pri kojoj NF_{MIN} ima minimalnu vrednost. Vrednost NF_{MIN} u zavisnosti od struje polarizacije jediničnog SiGe HBT tranzistora površine emitera $A_E = 0.21 \times 0.84 \mu\text{m}^2$, određena parametarskom simulacijom, je prikazana na slici 90.

Sa slike se može videti da se minimalna vrednost NF_{MIN} postiže za struju polarizacije jediničnog tranzistora $I_C = 120 \mu\text{A}$. U uobičajenom postupku projektovanja LNA [115] ovako određena struja polarizacije bi se skalirala sa dimenzijama tranzistora u ostalim koracima.



Slika 90: NF_{MIN} jediničnog tranzistora u funkciji struje polarizacije.

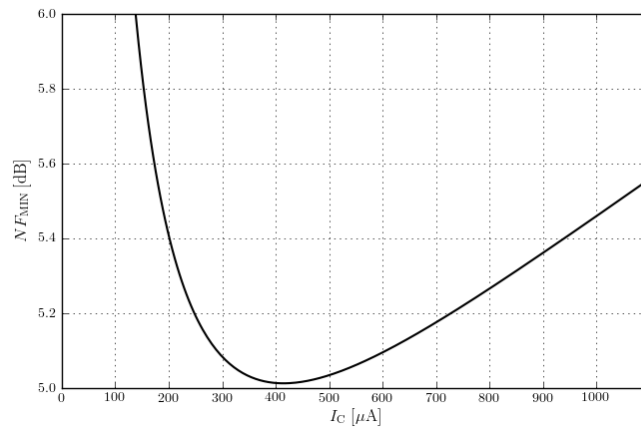
Međutim, takvim pristupom se ne uzima u obzir odnos radne učestanosti i presečne učestanosti tranzistora f_T , kao i zavisnost presečne učestanosti od struje polarizacije. Za razliku od MOS tranzistora, kod kojih su gustine struja polarizacije po širini tranzistora minimalne dužine kanala za minimalno NF_{MIN} od $0.15 \text{ mA}/\mu\text{m}$ i maksimalno f_T od $0.2\text{-}0.3 \text{ mA}/\mu\text{m}$ bliske, kod SiGe HBT tranzistora vrednosti gustina struja po površini emitera su veoma različite. Struja polarizacije jediničnog tranzistora za minimalno NF_{MIN} iznosi $I_{C,NF_{\text{MIN}}} = 120 \mu\text{A}$, dok struja polarizacije za maksimalno f_T iznosi $I_{C,f_{T\text{MAX}}} = 2 \text{ mA}$. Presečna učestanost f_T jediničnog tranzistora u funkciji struje polarizacije je prikazana na slici 91.



Slika 91: f_T jediničnog tranzistora u funkciji struje polarizacije.

Pri optimalnoj struji polarizacije $I_{C,NF_{\text{MIN}}} = 120 \mu\text{A}$ jedinični tranzistor ima presečnu učestanost oko 70 GHz, koja je neznatno veća od maksimalne radne učestanosti

u 60 GHz-nom opsegu. Maksimalno ostvarivo pojačanje je malo usled blizine radne i presečne učestanosti, a još će se smanjiti zbog induktivne degeneracije. Stoga je potrebno razmotriti da li je optimalna vrednost struje polarizacije u CE konfiguraciji zaista pravi pokazatelj ostvarivih vrednosti faktora šuma. U tom cilju određena je zavisnost NF_{MIN} u funkciji struje polarizacije kaskodne konfiguracije jediničnog tranzistora, koja je prikazana na slici 92.



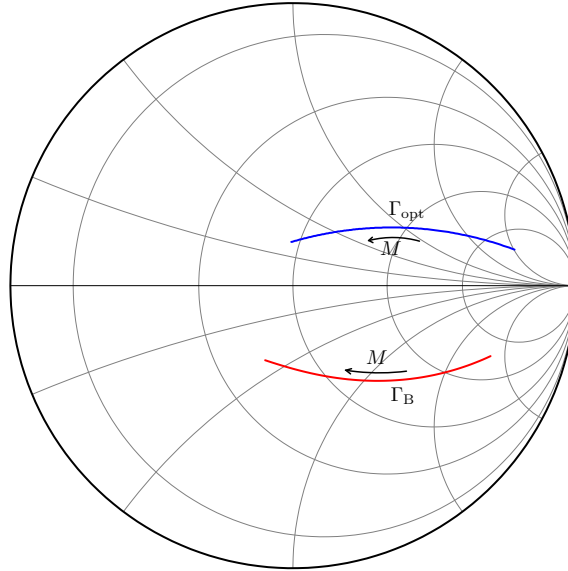
Slika 92: NF_{MIN} jediničnog tranzistora u kaskodnoj konfiguraciji u funkciji struje polarizacije.

Sa slike 92 se vidi da je struja polarizacije za minimalno NF_{MIN} gotovo četiri puta veća u kaskodnoj konfiguraciji u odnosu na CE. Povećanje faktora šuma pri većim strujama polarizacije je efekat koji je prisutan u obe konfiguracije. Pri manjim strujama polarizacije presečna učestanost tranzistora f_T se smanjuje, usled čega strujno pojačanje kaskodnog tranzistora opada. Stujno pojačanje veoma brzo opada kada je f_T tranzistora blizu ili ispod radne učestanosti, usled čega dolazi do atenuacije signala i kaskodni tranzistor postaje dominantni izvor šuma. Čak i pri velikim strujama polarizacije, kada je presečna učestanost tranzistora značajno veća od radne učestanosti, strujno pojačanje kaskodnog tranzistora je manje od jediničnog, tako da dolazi do povećanja minimalne vrednosti faktora šuma u odnosu na CE slučaj.

Izbor gustine struje polarizacije koja rezultuje minimalnim NF_{MIN} je optimalan u pogledu šuma tranzistora, ali se sa slike 92 može videti da se čak i za dvostuko veću struju faktor šuma povećava za manje od 0.3 dB. Ovakva zavisnost faktora šuma od struje polarizacije pruža dodatni stepen slobode u projektovanju.

Izraz za optimalnu admitansu generatora (191) sugeriše da se izborom dimenzija tranzistora realni deo G_{opt} može podesiti na $1/(50 \Omega)$, čime bi se zadovoljio realni

deo uslova za prilagođenja po šumu. Dimenzije tranzistora, odnosno broj tranzistora u paraleli M , se može odrediti sa slike 93, na kojoj su prikazani optimalni koeficijent refleksije generatora za minimalni šum Γ_{opt} i koeficijent refleksije koji se vidi iz baze tranzistora Γ_{B} na radnoj učestanosti od 60 GHz u kaskodnoj konfiguraciji.



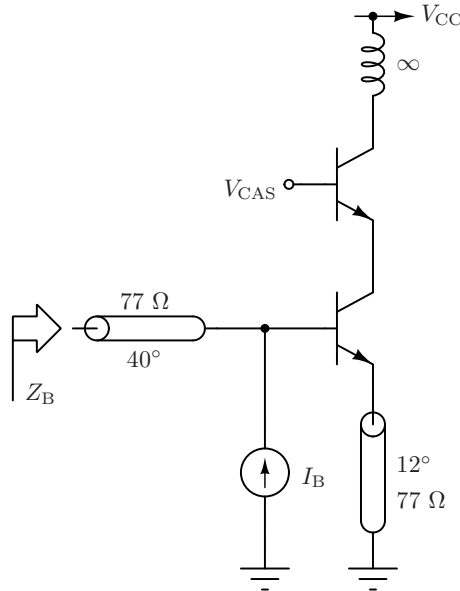
Slika 93: S_{11} i Γ_{opt} u zavisnosti od veličine tranzistora M .

Određivanje dimenzija tranzistora je jednostavno ukoliko je faktor šuma jedini parametar od interesa, izborom dimenzija za koji kriva Γ_{opt} seče krug konstantne otpornosti od 50Ω , što se dešava za $M = 7$ u prikazanom slučaju. Međutim, ukoliko je potrebno ispuniti i druge kriterijume, kao što su propusni opseg i linearnost, moguće je napraviti i druge izbore. Pored toga, Γ_{opt} je frekvencijski zavisno, tako da je potrebno napraviti izbor koji rezultuje minimalnim faktorom šuma u opsegu učestanosti od interesa. Na ukupan faktor šuma, pored šuma samog tranzistora, utiču i gubici ulazne mreže za prilagođenje. Optimizacija performansi po više kriterijuma se mora izvršiti iterativno dok se ne zadovolje svi kriterijumi, ili dok se ne nađe prihvatljiv kompromis.

4.4.2 Projektovanje LNA

Gustina struje polarizacije, kao i zavisnost ulazne impedanse tranzistora i optimalne impedanse izvora za minimalni šum su razmatrani u prethodnom odeljku. Na osnovu tih razmatranja izabrani su tranzistori 5 puta veće površine od minimalne, pošto se u tom slučaju može postići dobro prilagođenje po snazi i šumu. Izabrana

struja polarizacije prvog stepena, koji je prikazan na slici 94, od $620 \mu\text{A}$ po jediničnom tranzistoru je veća od struje za minimalno NF_{MIN} od $400 \mu\text{A}$, ali je povećanje faktora šuma manje od 0.1 dB.



Slika 94: Ulazno prilagođenje LNA.

Veća gustina struje polarizacije je izabrana radi povećanja robusnosti dizajna na varijacije u procesu i temperaturi. Kriva minimalnog ostvarivog faktora šuma sa slike 92 je veoma strma za struje polarizacije ispod optimalne vrednosti, kao posledica naglog smanjenja presečne učestanosti f_T . Performanse LNA bi bile veoma osetljive na varijacije procesa i temperature ukoliko bi se za struju polarizacije izabrala optimalna vrednost struje od $400 \mu\text{A}$. Izborom veće struje polarizacije minimalni faktor šuma se neznatno povećava, ali se dobijaju performanse koje su značajno manje osetljive na varijacije procesa proizvodnje i temperature.

Vrednost degenerativne induktivnosti u emitoru koja rezultuje realnim delom ulazne impedanse od 50Ω iznosi:

$$L_E = \frac{R_s}{2\pi f_T} = \frac{50 \Omega}{2\pi 180 \text{ GHz}} \approx 44 \text{ pH}. \quad (197)$$

Potrebna vrednost degenerativne induktivnosti od 44 pH je veoma mala i može se realizovati kratkospojenim mikrostrip vodom. Impedansa Z_{in} koja se vidi na kraju voda dužine l , karakteristične impedanse Z_0 i konstante propagacije β koji je opterećen impedansom Z_L je:

$$Z_{\text{in}} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan \beta l}{Z_0 + jZ_L \tan \beta l}. \quad (198)$$

U slučaju kratkospojenog voda impedansa opterećenja je $Z_L = 0$, odakle se dobija:

$$Z_{\text{in}} = jZ_0 \tan \beta l \approx jZ_0 \beta l, \quad (199)$$

gde aproksimacija $\tan \beta l \approx \beta l$ važi za male električne dužine voda. Iz izraza (199) se vidi da kratkospojeni vod ima induktivni karakter, tako da se može koristiti za realizaciju induktivne degeneracije u emitoru. Za karakterističnu impedansu voda od 77Ω , koja odgovara mikrostrip vodu širine $6 \mu\text{m}$, potrebna električna dužina iznosi 12° .

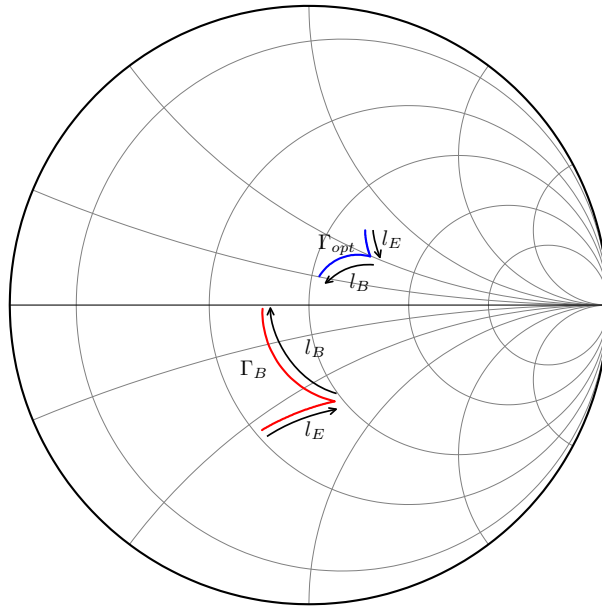
Poništavanje ulazne kapacitivnosti se može postići rednim kalemom u bazi tranzistora. Međutim, korišćenje kalema bi zahtevalo prosecanje globalne mase u metalu M1, čime bi se dovela u pitanje tačnost modelovanja celog LNA. Tačnost modelovanja bi mogla da se održi elektromagnetskom simulacijom kompletnog lejauta, koja bi bila veoma zahtevna. Takav pristup bi omogućio tačnu analizu modela, ali ne i uvid u moguće kompromise tokom projektovanja.

Ulazno prilagođenje je izvedeno rednim mikrostrip vodom da bi se održao uvid u moguće kompromise i istovremeno održala tačnost modelovanja. Osnovni cilj je bio da se minimizira šum, tako što će se optimalna impedansa za minimalni šum transformisati u vrednost što bližu 50Ω . Transformacija ulazne impedanse Γ_B i optimalne impedanse generatora za minimalni šum Γ_{opt} vodovima u emitoru i bazi je prikazana na slici 95.

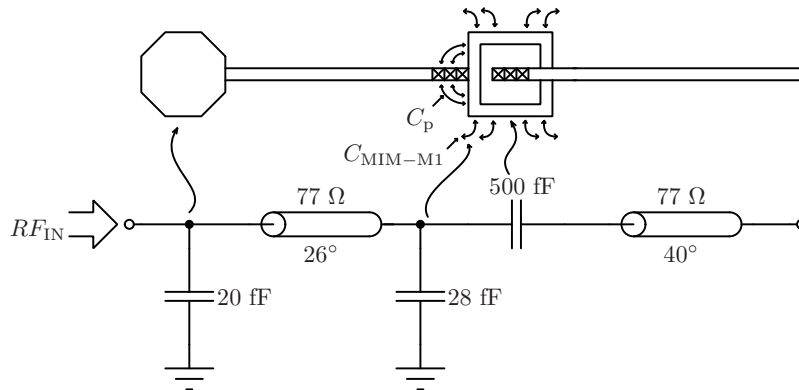
Kompletna mreža za ulazno prilagođenje LNA je prikazana na slici 96.

Kapacitivnost stopice za povezivanje i parazitna kapacitivnost rasprežnog kondenzatora od 500 fF su iskorišćene za formiranje Π sekcije.

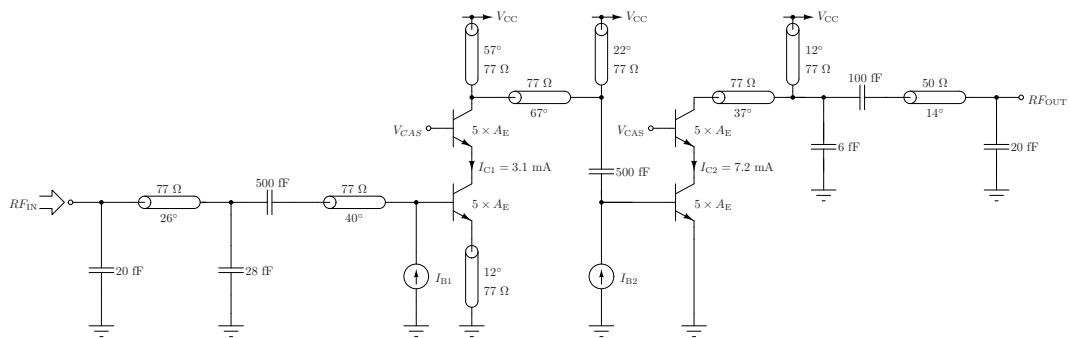
Drugi stepen LNA, kao i mreža za prilagođenje stepena, su projektovani standardnom metodologijom projektovanja mikrotalasnih pojačavača. Mreže za prilagođenje su projektovane tako da se dobije željeno pojačanje od 24 dB i varijacija pojačanja manja od 1 dB u celom 60 GHz opsegu. Električna šema LNA je prikazana na slici 97.



Slika 95: Transformacija Γ_B i Γ_{opt} vodovima u emitoru i bazi.



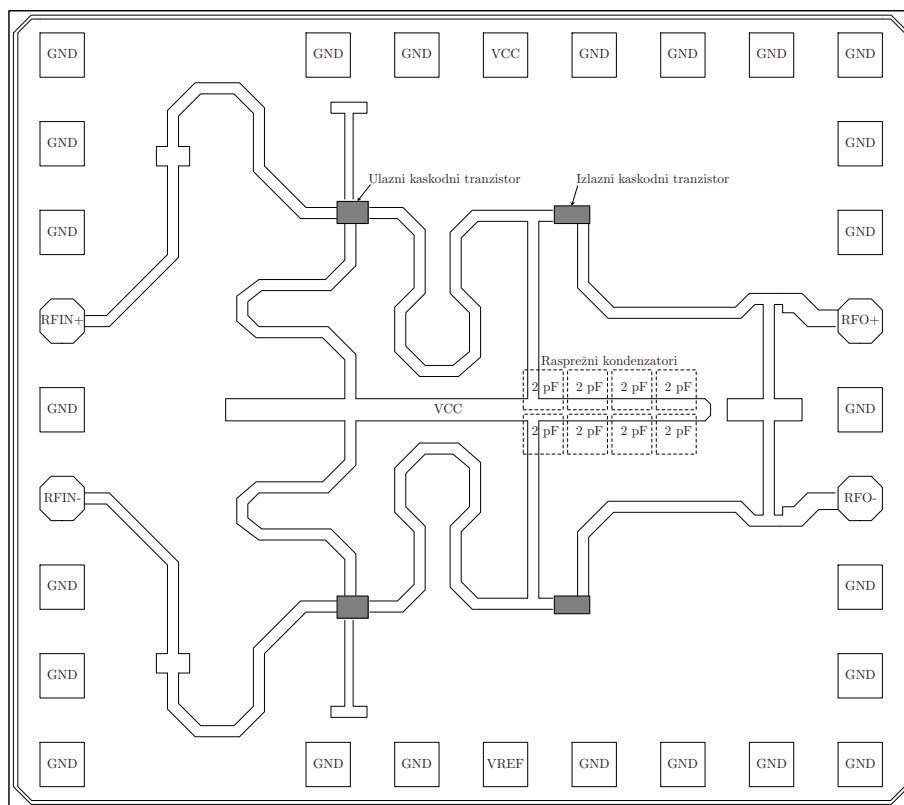
Slika 96: Ulazno prilagođenje LNA sa stopicom za povezivanje.



Slika 97: Električna šema LNA.

4.5 Fizička realizacija LNA

Uprošćena fizička realizacija projektovanog LNA je prikazana na slici 98. Pojačavač radi u pseudodiferencijalnoj konfiguraciji da bi se umanjio uticaj induktivnosti žica za povezivanje u napajanju i masi. Stopice za povezivanje MMIK-a su osmougaone za RF i kvadratne za ostale signale, dimenzija $60 \times 60 \mu\text{m}$, i napravljene su iznad najnižeg sloja metala M1. Stopica iznad metala ima veću parazitnu kapacitivnost od stopice iznad supstrata, ali gubici stopice iznad supstrata na 60 GHz iznose oko 0.8 dB [68], i direktno povećavaju faktor šuma. Rastojanje centara stopica je $100 \mu\text{m}$, kako bi se mogle koristiti standardne merne sonde. Raspored signalnih stopica je izabran tako da odgovara diferencijalnim GSGSG sondama.



Slika 98: Uprošćena fizička realizacija LNA.

Rasprežni kondenzatori za napajanje su ubačeni ispod centralne linije za napajanje kako bi se postigla što manja impedansa na radnoj učestanosti od 60 GHz. Mikrostrip vodovi za napajanje su takođe povezani na centralnu liniju za napajanje. U idealnom slučaju zbir struja diferencijalnih grana pojačavača je konstantan, tako da bi struje kroz žice za napajanje i masu imale samo jednosmernu komponentu.

U idealnom slučaju induktivnost žica za povezivanje ne bi imala uticaj na karakteristike pojačavača, i kondenzatori za raspredanje napajanja ne bi bili potrebni. U realnom slučaju uvek postoji neuparenost komponenti, tako da postoji naizmenična komponenta struje napajanja. Rad u nelinearnom režimu takođe prouzrokuje naizmeničnu komponentu struje napajanja na harmonijskim učestanostima.

Uticaj popunjavanja metalom na karakterističnu impedansu je uzet u obzir u toku projektovanja. Utvrđeno je da metal za popunu dimenzija $5 \times 5 \mu\text{m}$ na rastojanju od $20 \mu\text{m}$ od trake mikrostrip voda neznatno utiče na karakterističnu impedansu i gubitke. Litografski postupak koji se koristi u SG25H1 po karakterističnim dimenzijama odgovara 250 nm CMOS procesu, tako da pravila projektovanja nisu previše restriktivna. Pravila projektovanja o minimalnoj lokalnoj gustini metala od 30% u prozoru $200 \times 200 \mu\text{m}$ omogućavaju da se metal za popunu adekvatno udalji od mikrostrip voda.

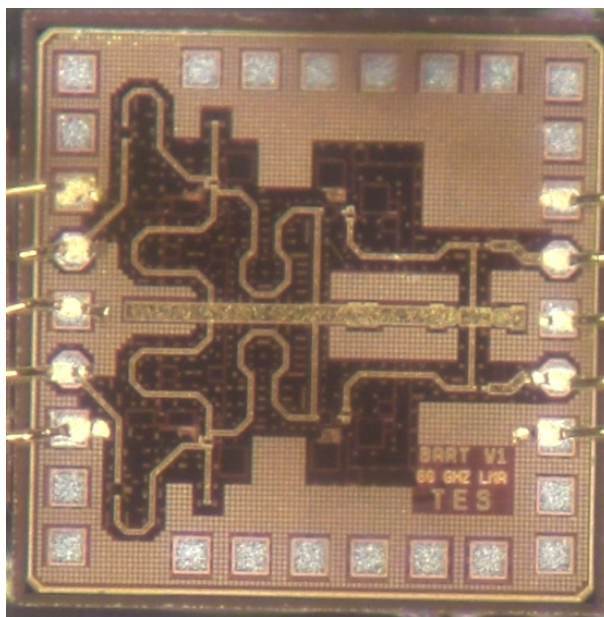
Pravila o maksimalnoj gustini metala su restriktivnija zbog zahteva da globalna gustina metala ne sme preći 80%, dok lokalna gustina na prozoru $35 \times 35 \mu\text{m}$ ne sme preći 98%. Oba pravila zahtevaju prosecanje globalne mase u metalu M1, gde je pravilo o lokalnoj gustini restriktivnije pošto zahteva regularno prosecanje. Prosecanje u okolini mikrostrip vodova je izvršeno ručno, da se ne bi poremetila putanja povratne struje i time povećala induktivnost voda.

Projektovani LNA je fabrikovan u IHP SG25H1 BiCMOS procesu, i fotografija je prikazana na slici 99. Dimenzije LNA su $950 \times 950 \mu\text{m}$, odnosno ukupna površina je 0.91 mm^2 .

4.6 Rezultati merenja LNA

Karakterizacija fabrikovanog LNA je izvršena direktno na stopicama integrisanog kola u laboratorijama Technische Universität Dresden. Merenja su izvršena korišćenjem opreme:

- Merna stanica (engl. *Wafer Prober*) Cascade Microtech PM8,
- Mikrotalasne GSGSG sonde Cascade Microtech Infinity 67A,
- DC sonde u PGPGP konfiguraciji,
- Vektorski analizator mreža Anritsu 37397D,
- Izvor napajanja Agilent 6626A,



Slika 99: Fotografija LNA.

- Generator RF signala Agilent E8257D,
- Kalibrisani izvor šuma za 60 GHz opseg Noisecom 5115, ENR = 17.5 dB,
- Analizator spektra Rohde & Schwarz FSU67,
- Koaksijalni kablovi Totoku sa 1.85 mm V konektorima.

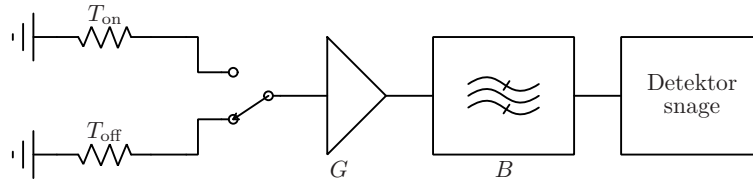
Integrirano kolo je fiksirano termoprovodnim lepkom na postolje merne stanice PM8 za potrebe merenja. Mikrotalasne i jednosmerne sonde su postavljene na stopice MMIK-a upotrebom mikromanipulatora merne stanice.

Faktor šuma LNA se meri indirektno proračunom iz drugih izmerenih i poznatih veličina. Zbog svoje važnosti, pregled postupka merenja faktora šuma metodom Y faktora je dat u nastavku teksta.

4.6.1 Merenje faktora šuma metodom Y faktora

Merenje faktora šuma metodom Y faktora se može izvršiti principskom postavkom sa slike 100 [119]. Postavka se sastoji iz kalibrisanog izvora šuma, pojačavača čiji se faktor šuma meri, filtra propusnika opsega učestanosti i detektora snage. Ekvivalentne temperature otpornika T_{off} i T_{on} predstavljaju snagu kalibrisanog izvora šuma na temperaturi ambijenta od 290 K u isključenom i uključenom stanju. Kalibrisani izvor šuma ima značajno veću spektralnu gustinu snage šuma u uključe-

nom stanju, koja odgovara većoj ekvivalentnoj temperaturi šuma, pa se uključeno stanje zove i 'vruće', dok se isključeno zove 'hladno' stanje. Ekvivalentne temperature otpornika tipičnog kalibrisanog izvora šuma sa diodom u lavinskom probodu su $T_{\text{off}} = 290 \text{ K}$ i $T_{\text{on}} > 5000 \text{ K}$ [120]. Uobičajeno je da se ekvivalentna temperatura šuma T_{off} dobija za napon polarizacije kalibrisanog izvora šuma od 0 V, dok se T_{on} dobija pri naponu polariacije od 28 V.



Slika 100: Principijska postavka za merenje faktora šuma metodom Y faktora.

Kalibrisani izvori šuma se karakterišu odnosom dodatnog šuma (engl. *Excessive Noise Ratio* - ENR) na temperaturi ambijenta $T_0 = 290 \text{ K}$ kao:

$$ENR = 10 \log \frac{T_{\text{on}} - T_{\text{off}}}{T_0} \quad [\text{dB}]. \quad (200)$$

Merenje faktora šuma metodom Y faktora se izvršava u dva koraka. U prvom koraku se meri snaga šuma pri isključenom izvoru šuma, koja je data sa:

$$N_{\text{off}} = kT_{\text{off}}BG + N_{\text{LNA}}, \quad (201)$$

gde je deo snage šuma koji potiče od LNA:

$$N_{\text{LNA}} = kT_{\text{LNA}}BG. \quad (202)$$

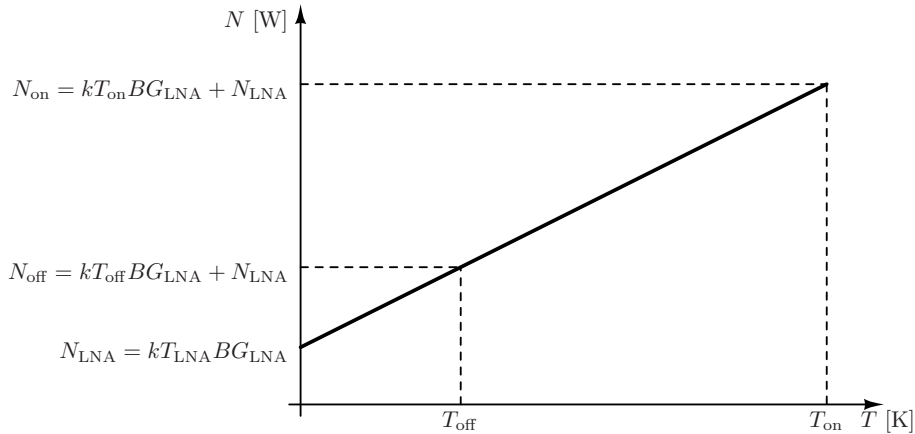
U drugom koraku se meri snaga šuma pri uključenom izvoru šuma, koja je data sa:

$$N_{\text{on}} = kT_{\text{on}}BG + N_{\text{LNA}}. \quad (203)$$

Snaga šuma u zavisnosti od temperature izvora šuma je prikazana na slici 101.

Odnos snaga šuma pri uključenom i isključenom izvoru šuma se naziva Y faktorom:

$$Y = \frac{N_{\text{on}}}{N_{\text{off}}}. \quad (204)$$



Slika 101: Snaga šuma u zavisnosti od ekvivalentne temperature izvora.

Na osnovu izmerenog Y faktora može se izračunati temperatura LNA:

$$T_{\text{LNA}} = \frac{T_{\text{on}} - Y T_{\text{off}}}{Y - 1}. \quad (205)$$

Faktor šuma se može izraziti u funkciji ekvivalentne temperature šuma kao:

$$F = \frac{T_{\text{LNA}}}{T_0} + 1, \quad (206)$$

odnosno u decibelima kao:

$$NF = 10 \log \left(\frac{T_{\text{LNA}}}{T_0} + 1 \right). \quad (207)$$

Kombinovanjem (200), (205) i (207) dobija se izraz za faktor šuma pojačavača:

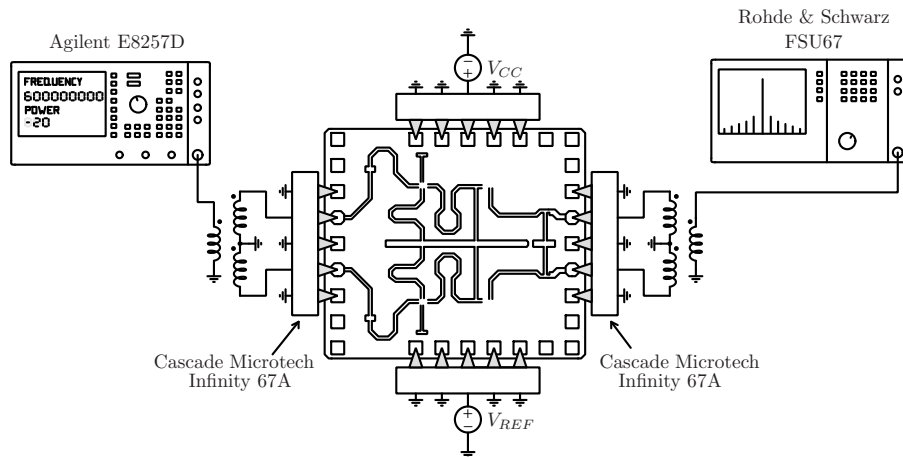
$$NF = ENR - 10 \log(Y - 1) \quad [\text{dB}]. \quad (208)$$

Iz izraza (208) se vidi da tačnost merenja faktora šuma metodom Y faktora direktno zavisi od tačnosti ENR , odnosno od tačnosti karakterizacije kalibrisanog izvora šuma.

4.6.2 Rezultati merenja

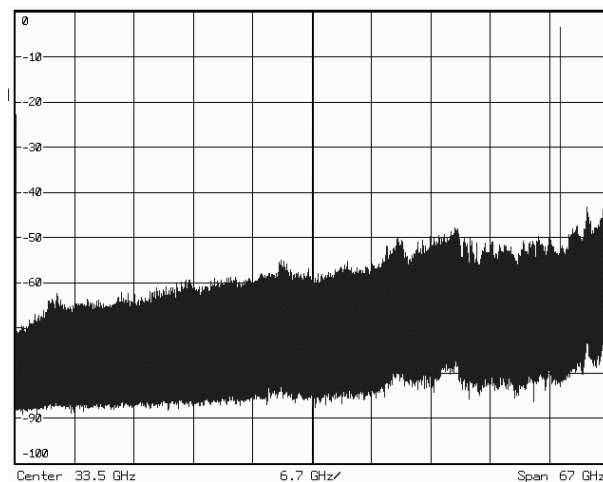
Pre početka RF merenja izvršena je karakterizacija slabljenja kablova i mikro-talasnih sondi merenjima na kalibracionom supstratu. Napon napajanja V_{CC} je postavljen na nominalnu vrednost od 2.7 V, dok je kontrolni napon V_{ref} podešen tako da ukupna struja LNA ima nominalnu vrednost od 22 mA.

Postavka za merenje parametara velikog signala LNA je prikazana na slici 102. Transformator za pretvaranje jednostranog u diferencijalni signal je sastavni deo mikrotalasne GSGSG sonde, ali je prikazan odvojeno na slici radi kompletnosti.



Slika 102: Postavka za merenje parametara velikog signala LNA.

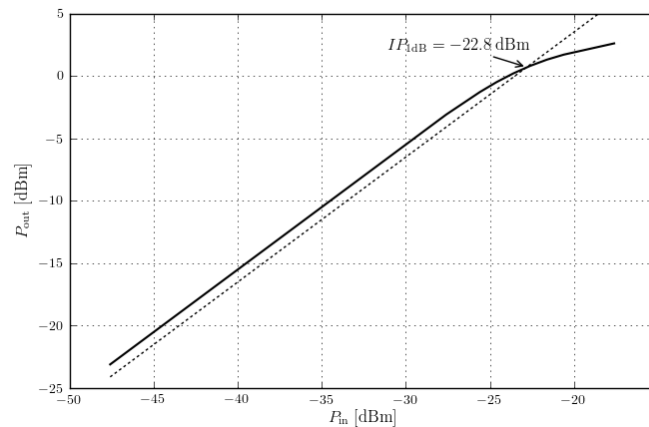
Prvo merenje postavkom sa slike 102 je izvršeno da bi se utvrdilo da li je LNA stabilan. Oscilacije se mogu javiti u radnom opsegu učestanosti u kome LNA ima veliko pojačanje, ali i na značajno nižim učestanostima usled nestabilnosti kola za polarizaciju. Izmereni spektar izlaznog signala LNA u širokom opsegu učestanosti za ulazni signal na učestanosti od 61.5 GHz je prikazan na slici 103.



Slika 103: Izmereni spektar LNA.

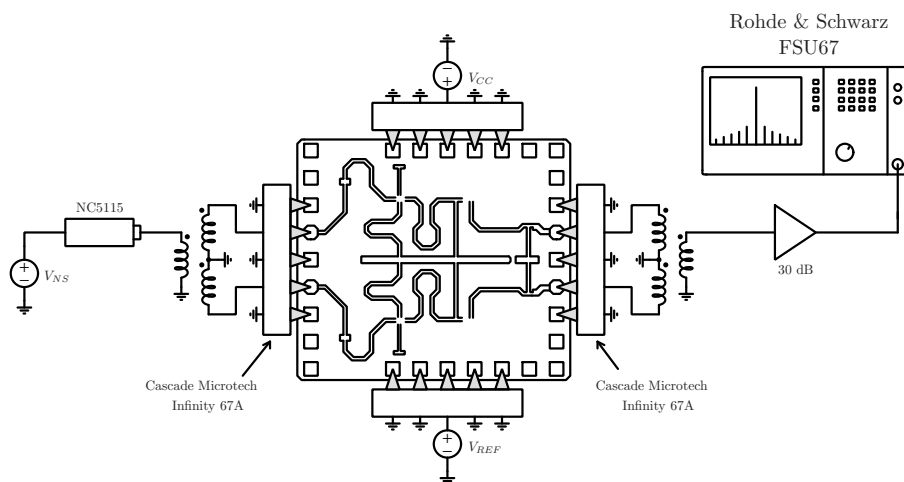
Spektar izlaznog signala LNA sadrži samo jednu komponentu na istoj učestanosti kao i ulazni signal, bez subharmonijskih oscilacija kola za polarizaciju.

Merenje parametara velikog signala projektovanog LNA izvršeno je u opsegu ulaznih snaga od -48 dBm do -18 dBm na učestanosti od 61.5 GHz. Gubici kablova i sonde su određeni u fazi kalibracije, tako da je snaga RF generatora podešavana da se dobije željena snaga na stopicama integrisanog kola. Zavisnost izlazne snage P_{out} od ulazne snage P_{in} , kao i tačka 1 dB kompresije, su prikazane na slici 104. Izmerena 1 dB kompresija pojačanja je pri ulaznoj snazi od -22.8 dBm.



Slika 104: Izmereni P_{1dB} LNA.

Postavka za merenje faktora šuma LNA je prikazana na slici 105. Transformator za pretvaranje jednostranog u diferencijalni signal je sastavni deo mikrotalasne GSGSG sonde, ali je prikazan odvojeno na slici radi kompletnosti.



Slika 105: Postavka za merenje faktora šuma LNA.

Dodatni pojačavač od 30 dB u postavci sa slike 105 je deo kompleta za merenje

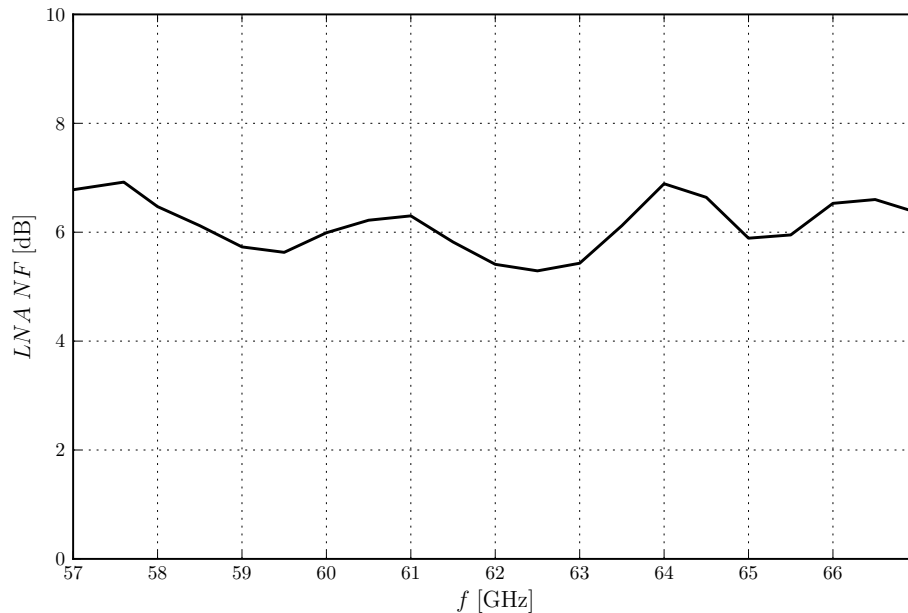
faktora šuma [121]. Pojačavač se koristi da bi se eliminisao uticaj faktora šuma analizatora spektra, kao što će biti pokazano.

Faktor šuma izmeren metodom Y faktora predstavlja ukupan faktor šuma postavke, iz kojeg je potrebno preračunati faktor šuma LNA. Ukupan izmereni faktor šuma postavke je:

$$F_{\text{ukupno}} = F_{\text{LNA}} + \frac{F_{G_{30\text{dB}}} - 1}{G_{\text{LNA}}} + \frac{F_{\text{SA}} - 1}{G_{\text{LNA}}G_{30\text{dB}}}, \quad (209)$$

gde su $F_{G_{30\text{dB}}}$ faktor šuma dodatnog pojačavača, F_{SA} faktor šuma analizatora spektra, G_{LNA} pojačanje LNA i $G_{30\text{dB}}$ pojačanje dodatnog pojačavača. Treći faktor u izrazu (209) se može zanemariti, pošto se faktor šuma analizatora spektra deli sa $G_{\text{LNA}}G_{30\text{dB}}$, koje je veće od 50 dB. Korišćenjem dodatnog pojačavača eliminisan je uticaj faktora šuma analizatora spektra na merenje. Faktor šuma dodatnog pojačavača $F_{G_{30\text{dB}}}$ se meri metodom Y faktora bez LNA, tako da se kasnije može izvršiti korekcija faktora šuma LNA.

Faktor šuma LNA je izmeren metodom Y faktora, i rezultati u 60 GHz opsegu učestanosti su prikazani na slici 106. Srednja vrednost NF u opsegu učestanosti od 59 do 64 GHz iznosi 6 dB, uz minimalnu vrednost od 5.3 dB.

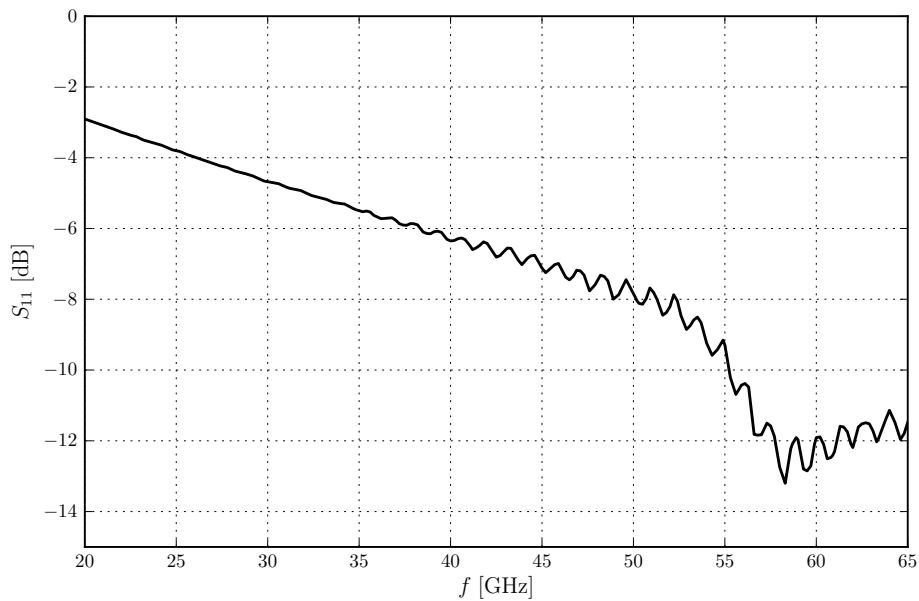


Slika 106: Izmereni faktor šuma LNA.

Interesantno je uporediti izmereni faktor šuma sa teorijskim minimumom, koji je prikazan na slici 92. Teorijski minimum iznosi $NF = 5$ dB, koji se postiže

za optimalnu gustinu struje polarizacije, optimalnu admitansu izvora i na jednoj učestanosti. Pri tome teorijski minimum ne uzima u obzir gubitke ulazne mreže za prilagođenje, koji direktno utiču na povećanje faktora šuma LNA. Pored toga, teorijski minimum ne uračunava ni povećanje faktora šuma usled neidealnog prilagođenja, odnosno usled razlike u optimalnoj admitansi izvora za minimalni šum i admitanse generatora.

Dvoportni parametri malog signala su izmereni korišćenjem vektorskog analizator mreža Anritsu 37397D. Izmereni S parametri LNA su prikazani na slikama 107 i 108.



Slika 107: Izmereno S_{11} LNA.

Ulazno prilagođenje S_{11} LNA je bolje od -11 dB u celom 60 GHz-nom opsegu učestanosti. Izmereno S_{21} LNA ima varijaciju manju od 1 dB u opsegu učestanosti od 10 GHz i pokriva ceo 60 GHz-ni opseg.

Mala varijacija pojačanja pojednostavljuje prijemnik i omogućava korišćenje bit-skih brzina koje koriste ceo kanal od 2 GHz bez potrebe za digitalnim procesiranjem. Zahvaljujući ravnom pojačanju u opsegu učestanosti od 10 GHz, moguće je koristiti i više kanala istovremeno, što je takođe predviđena opcija u 60 GHz-om opsegu učestanosti. Sumarne karakteristike LNA su date u Tabeli 5.

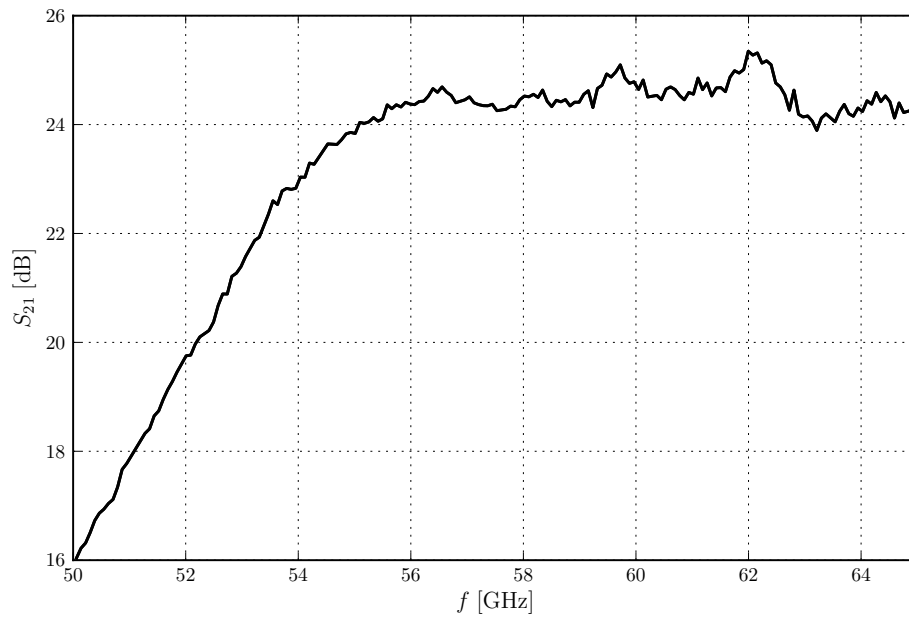
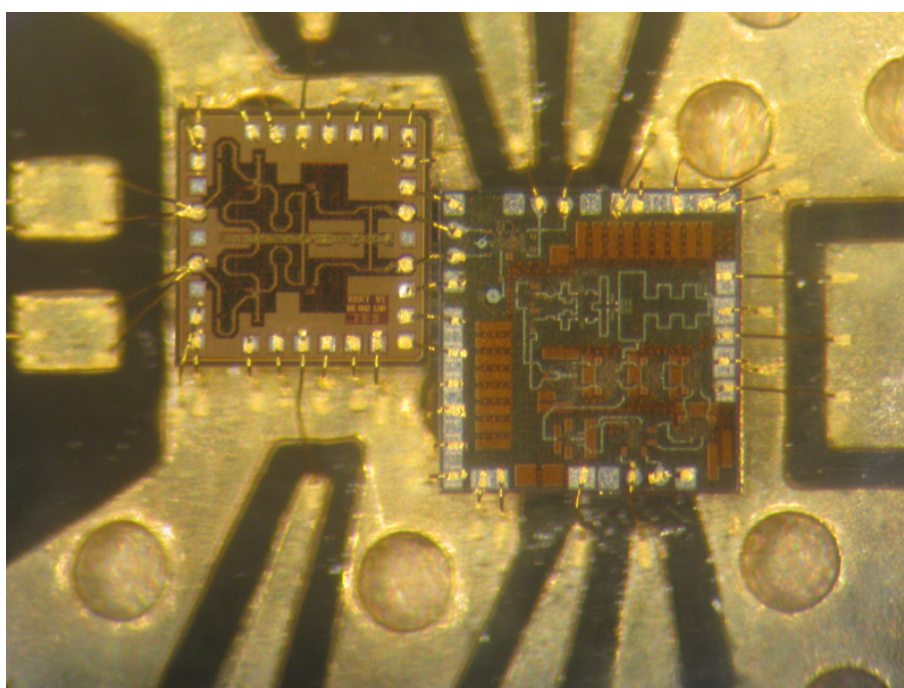
Slika 108: Izmereno S_{21} LNA.

Tabela 5: Karakteristike LNA.

Parametar	Uslov	Vrednost	Jedinica
V_{CC}		2.7	V
I_C		22	mA
$ S_{11} $	$f > 59$ GHz	< -11	dB
$ S_{21} $	$f = 61.5$ GHz	24.5	dB
BW	1 dB	> 10	GHz
NF	$f = 59 - 64$ GHz	6	dB
	min	5.3	dB
IP_{1dB}	$f = 61.5$ GHz	-22.8	dBm
Površina		0.91	mm ²

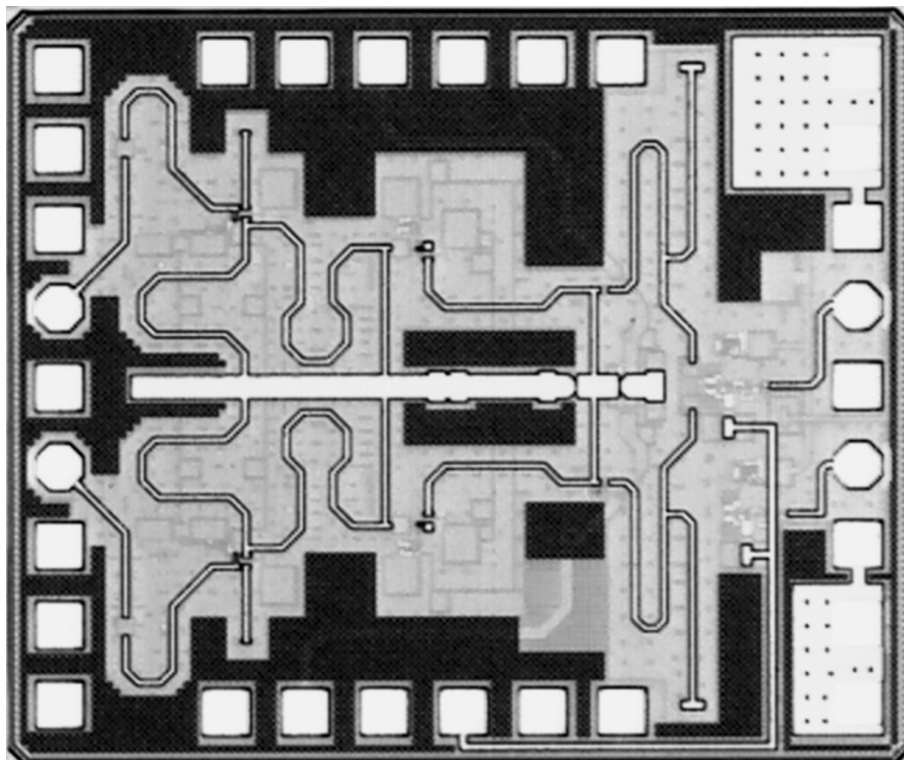
4.7 Primer korišćenja projektovanog LNA u 60 GHz komunikacionom sistemu

Projektovani LNA je uspešno korišćen u komunikacionom sistemu za 60 GHz-ni opseg učestanosti koji je razvijen na Univerzitetu u Ulmu [117]. Komunikacioni sistem, čiji je deo prikazan na slici 109 se sastoji iz dva integrisana kola - LNA čije je projektovanje prikazano u ovoj disertaciji i I/Q demodulatora koji je razvijen na Univerzitetu u Ulmu. Primenom QPSK modulacije komunikacioni sistem je korišćen za prenos podataka do brzine od 3.5 Gb/s [117].

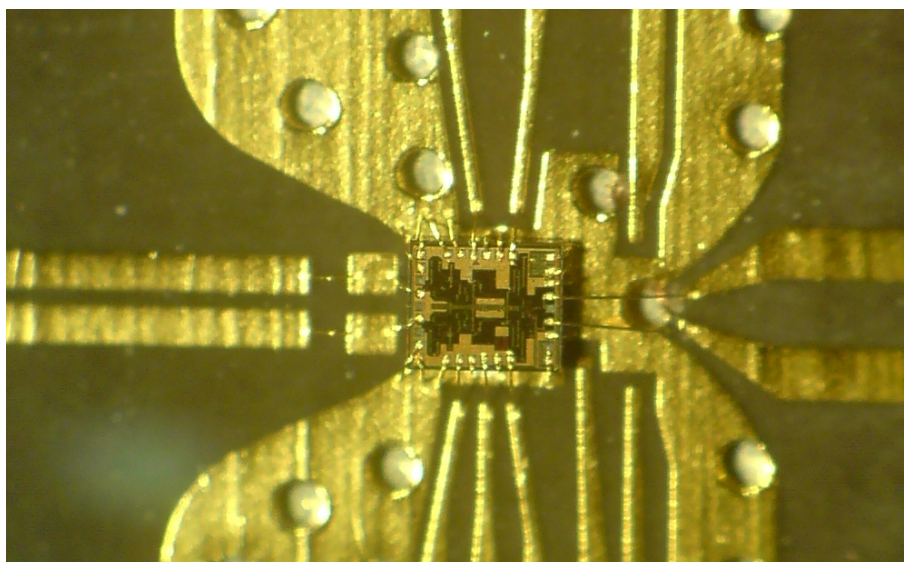


Slika 109: Projektovani LNA u 60 GHz komunikacionom sistemu.

Projektovani LNA je modifikovan dodavanjem integrisanog detektora snage za potrebe nekoherentnog prijemnika u 60 GHz-nom opsegu. Modifikovani LNA je prikazan na slici 110. Nekoherentni prijemnik, prikazan na slici 111, je projektovan u firmi TES Electronics Solutions, i korišćen je za prijem 2 Gb/s PRBS signala i njegov izlaz je prikazan na dijagramu oka sa slike 85.



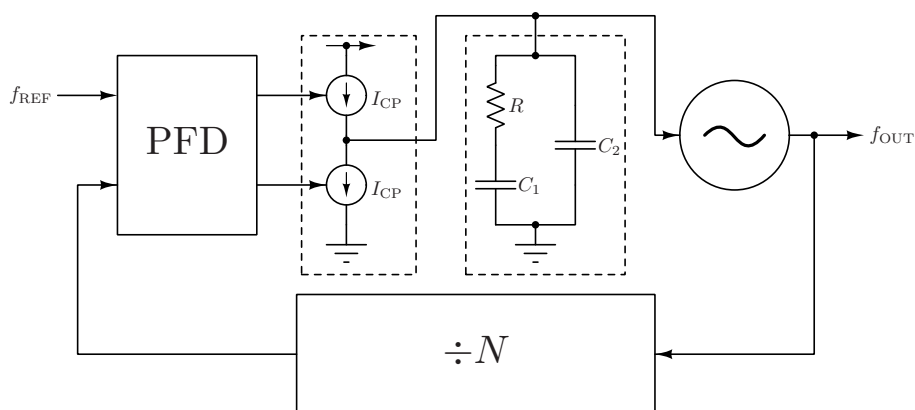
Slika 110: Modifikovani LNA sa integrisanim detektorom snage.



Slika 111: OOK prijemnik sa modifikovanim LNA.

5 Projektovanje delitelja učestanosti

Delitelji učestanosti su sastavni deo sintetizatora učestanosti (slika 112), a samim tim i svakog komunikacionog sistema. Uloga delitelja učestanosti je da podeli učestanost signala naponski kontrolisanog oscilatora (engl. *Voltage Controlled Oscillator* - VCO). Podeljena učestanost se zatim poredi sa referentnom u fazno-frekvencijskom detektoru (PFD), na osnovu čega se vrši regulacija kontrolnog napona VCO.



Slika 112: Blok dijagram sintetizatora učestanosti.

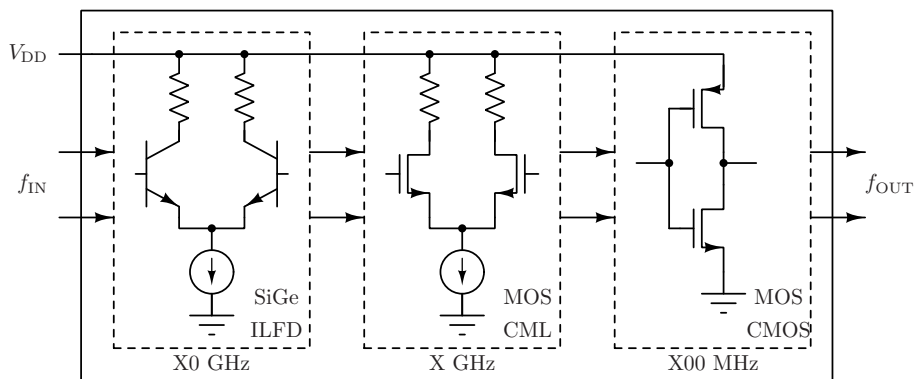
Sintetizatori učestanosti u milimetarskom opsegu imaju veliki odnos izlazne i referentne učestanosti. Na primer, sintetizatoru učestanosti za homodini predajnik u 60 GHz-nom opsegu, koji koristi referencu učestanosti od 32 MHz, je potreban odnos deljenja od 1800 do 2000. Širina kanala od 512 MHz omogućava da se delitelj učestanosti sastoji iz delitelja sa nepromenljivim odnosom deljenja 16 ($16 \times 32 \text{ MHz} = 512 \text{ MHz}$) i delitelja sa promenljivim odnosom deljenja za izbor kanala. U ovakvoj konfiguraciji delitelj sa nepromenljivim odnosom deljenja radi na učestanosti nosioca od 60 GHz, dok delitelj sa promenljivim odnosom deljenja radi na znatno nižoj učestanosti oko 3 GHz.

Particionisanje delitelja učestanosti se može izvršiti po arhitekturi i tehnologiji, kao što je prikazano na slici 113. Napredni BiCMOS procesi omogućavaju da se stepeni koji rade na veoma visokim učestanostima projektuju sa bipolarnim SiGe tranzistorima, dok se promenljivi delitelj može projektovati sa CMOS tranzistorima. Promenljivi delitelj se takođe često particioniše tako da se blokovi koji rade na visokim učestanostima, u gigahercnom opsegu projektuju u brznoj CML logici, dok se

blokovi koji rade na nižim učestanostima mogu napraviti standardnom CMOS logikom. Particionisanjem po tehnologiji i arhitekturi se, pored tehničke izvodljivosti, ostvaruje i niska potrošnja i fleksibilnost. Tehnička izvodljivost delitelja koji radi na učestanosti nosioca je često kritična, pošto je radna učestanost često samo nekoliko puta manja od presečne učestanosti tranzistora f_T .

Delitelji učestanosti se grubo mogu podeliti na četiri velike grupe [122, 123, 124]:

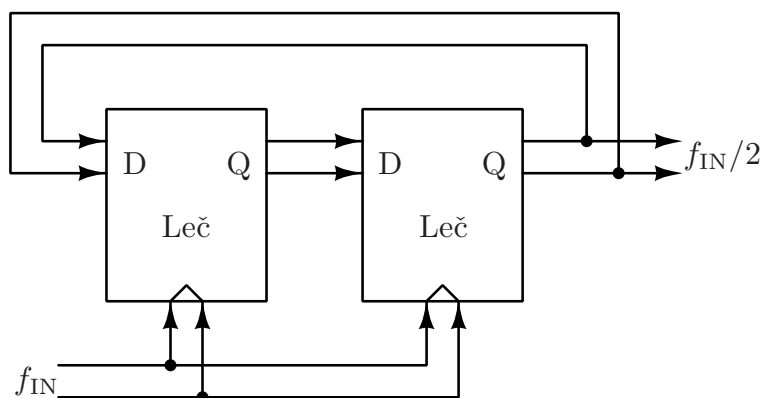
- Statički delitelj,
- Dinamički delitelj,
- Regenerativni (Milerov) delitelj,
- Delitelj sa inekcionom sinhronizacijom.



Slika 113: Particionisanje delitelja učestanosti po tehnologiji i arhitekturi.

Statički delitelji učestanosti - slika 114 - se sastoje od statičkih T flip-flova koji menjaju stanje na uzlaznu ivicu ulaznog signala [125], i sa stanovišta arhitekture su najjednostavniji. Ivični flip-flovi se uglavnom prave od dva D leča u raznim tehnologijama i arhitekturama kao što su CMOS CML [126] i SiGe ECL [127]. Statički delitelji rade u opsegu od veoma niskih učestanosti do maksimalne radne učestanosti, pod uslovom da ulazni signal ima dovoljno brzu ivicu i da mreža za prilagođenje ne ograničava opseg radnih učestanosti.

Dinamički delitelji učestanosti rade na istom principu kao i statički, samo što je T flip-flop napravljen od dinamičkih lečeva. Usled korišćenja dinamičkih lečeva donja radna učestanost je ograničena, ali se može postići manja potrošnja i veća maksimalna radna učestanost u istoj tehnologiji u odnosu na statičke delitelje [122]. Jedan od nedostataka dinamičkih delitelja je relativno velika snaga ulaznog signala,



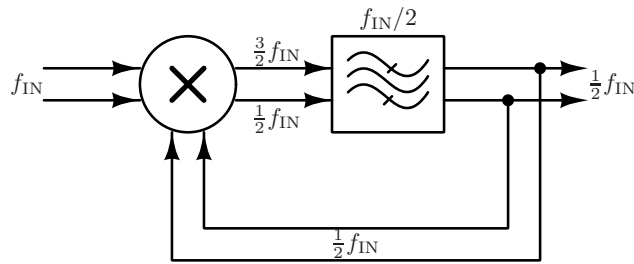
Slika 114: Statički delitelj učestanosti.

tipično iznad 0 dBm, usled čega je u većini slučajeva potreban dodatni pojačavač ulaznog signala. Potrošnja dodatnog pojačavača može povećati ukupnu potrošnju dinamičkog delitelja iznad statičkog, tako da ostaje samo prednost veće radne učestanosti.

Princip rada regenerativnih, odnosno Milerovih, delitelja učestanosti je prikazan na slici 115. Milerov delitelj se može posmatrati kao sistem sa povratnom spregom gde se ulazni signal množi sa svojim subharmonikom. U početnom trenutku subharmonik ne postoji, ali postoji šum u opsegu učestanosti filtra propusnika učestanosti. Produkti ulaznog signala i šuma generišu komponente na zbiru i razlici učestanosti ulaznog signala i filtra propusnika učestanosti, koje se putem povratne sprege pojačavaju (regenerišu), tako da u ustaljenom stanju postoji komponenta koja je subharmonik ulaznog signala. Odnos deljenja je određen izborom centralne učestanosti filtra propusnika opsega. Na primer, ulazni signal učestanosti f_s se može podeliti sa dva izborom centralne učestanosti od $f_s/2$. U tom slučaju produkti na izlazu miksera se nalaze na učestanostima $f_s/2$ i $3f_s/2$, gde se komponenta na učestanosti $3f_s/2$ potiskuje.

Milerov delitelj se može koristiti i za množenje učestanosti, izborom centralne učestanosti filtra propusnika opsega, u čemu leži i nedostatak ove arhitekture. Da bi se obezbedilo da je izlazna učestanost na željenom produktu, potrebna je velika selektivnost filtra propusnika opsega. U suprotnom se može desiti da izlazni signal sadrži više frekvencijskih komponenti, ali i da učestanost izlaznog signala bude nestabilna. Selektivni filter zauzima dosta površine, dok u slučaju aktivne realizacije povećava potrošnju.

Delitelji učestanosti sa inekcionom sinhronizacijom (engl. *Injection Locked Frequency Divider* - ILFD) rade na principu sinhronizacije učestanosti oscilovanja na



Slika 115: Regenerativni (Milerov) delitelj učestanosti.

spoljašnju pobudu [128]. Injekciona sinhronizacija je nelinearni dinamički proces u kome se sopstvena učestanost oscilatora menja kako bi se izjednačila sa učestanošću injektovane perturbacije. Fenomen injeksione sinhronizacije je univerzalan za sve oscilatore, ne samo električne, i uočen je i kod rojeva svitaca i slabo spregnutih mehaničkih satova koji se u toku vremena sinhronizuju [129]. Proces injeksione sinhronizacije u električnim oscilatorima je prvi put proučavan 1946 godine u literaturi [130].

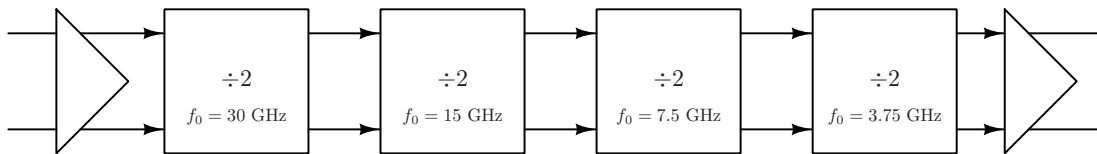
Fenomen injeksione sinhronizacije se još uvek intenzivno proučava na teorijskom nivou [131, 132, 133], kao i u primenama u deliteljima učestanosti [134, 135, 136, 137] i generisanju kvadraturnih signala [138, 139]. Pored željenih efekata u deljenju učestanosti i generisanju kvadraturnih signala, injeksiona sinhronizacija se manifestuje i kroz neželjene sprege kroz supstrat i nekontrolisano popunjavanje metalom, koje predstavljaju jedno od glavnih ograničenja performansi homodinih sistema.

Delitelji učestanosti sa injeksionom sinhronizacijom su u suštini oscilatori koji se sinhronizuju na spoljašnju pobudu. Efikasnost injekcije signala određuje potrebnu ulaznu snagu za korektno funkcionisanje, ali i opseg učestanosti u kojem delitelj radi [132]. Opseg učestanosti u kojem delitelj radi je, usled nelinearne prirode procesa sinhronizacije, funkcija parametara kola i ulazne snage.

Postupak projektovanja delitelja učestanosti sa 16, kao i rezultati merenja fabričkog test čipa će biti predstavljeni u narednim odeljcima.

5.1 Postupak projektovanja delitelja učestanosti

Delitelj učestanosti sa 16 se sastoji iz četiri kaskadno vezana injeksiono sinhronisana delitelja sa 2, kao što je prikazano na slici 116. Da bi se postigla velika osetljivost na ulazni signal, potrebno je projektovati svaki stepen tako da ima sopstvenu učestanost oscilovanja f_0 koja je jednaka polovini učestanosti ulaznog signala. Pošto je delitelj učestanosti predviđen za rad u 60 GHz-om opsegu, poželjno je da bude najosetljiviji oko 60 GHz, tako da se prvi stepen projektuje da ima $f_0 = 30$ GHz, dok naredni stepeni imaju sukcesivno dvostruko manje učestanosti oscilovanja. Ulazni i izlazni baferi se koriste za aktivno prilagođenje u širokom opsegu učestanosti na diferencijalnu impedansu od 100Ω .



Slika 116: Arhitektura delitelja učestanosti.

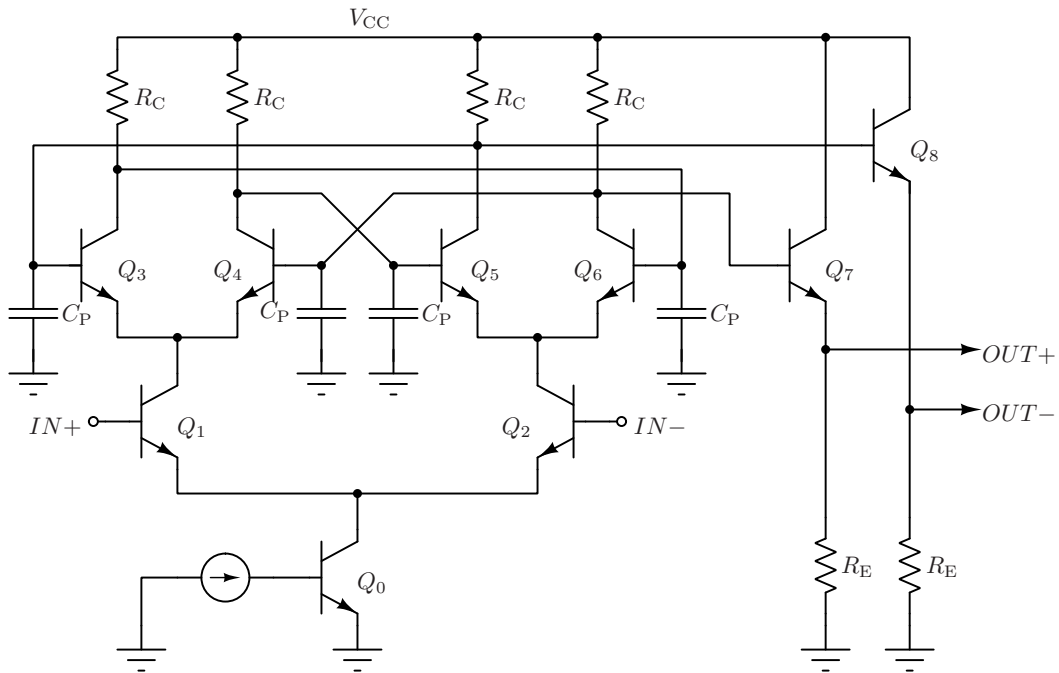
Injeksiono sinhronisani delitelj učestanosti sa dva, prikazan na slici 117, se sastoji iz dvostepenog diferencijalnog ring oscilatora napravljenog od tranzistora $Q_3 - Q_6$ i diferencijalnog para za injeksiju signala $Q_1 - Q_2$. Baferi sa zajedničkim kolektorom, napravljeni tranzistorima Q_7 i Q_8 , izoluju ring oscilator od parazitnih kapacitivnosti povezivanja sa narednim stepenom, čime se dobijaju predvidive performanse.

Pretpostavimo da ulazni signal ne postoji, odnosno da je $V_{IN+} = V_{IN-} = \text{const}$. U tom slučaju ring oscilator radi na sopstvenoj učestanosti, koja se može odrediti iz linearnog modela sa slike 118 [140]. Dva stepena sa transkonduktansom $-g_m$ odgovaraju diferencijalnim parovima $Q_3 - Q_4$ i $Q_5 - Q_6$ u ring oscilatoru, dok stepen pojačanja -1 odgovara fizičkom ukrštanju vodova. Otpornost R predstavlja ukupnu otpornost koja se vidi iz kolektora tranzistora, i usled velikog strujnog pojačanja β i velikog Erlijevog napona je približno jednako otpornosti u kolektoru R_C , odnosno $R \approx R_C$. Kapacitivnost C je zbir svih kapacitivnosti koje se vide iz kolektora, uključujući i parazitne kapacitivnosti metala za povezivanje.

Kružno pojačanje linearnog modela ring oscilatora je dato sa:

$$H(j\omega) = - \left(\frac{g_m R}{1 + j\omega RC} \right)^2. \quad (210)$$

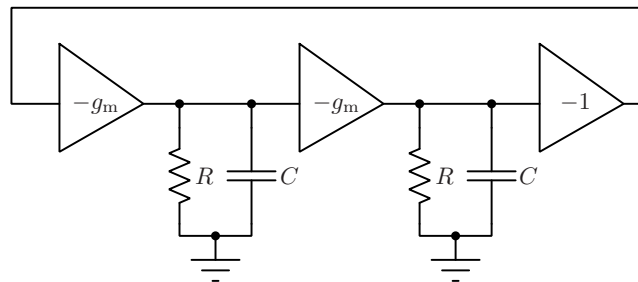
Uslov oscilovanja $H(j\omega) = 1$ se može iskazati kao $\omega RC \gg 1$, što je ekvivalentno sa



Slika 117: Injeksiono sinhronisani delitelj učestanosti sa dva.

$g_m R \gg 1$, odakle je učestanost oscilovanja:

$$\omega_0 = \frac{g_m}{C}. \quad (211)$$



Slika 118: Linearni model ring oscilatora.

Uslovi oscilovanja zahtevaju veliku transkonduktansu tranzistora g_m , kako bi uslov $g_m R \gg 1$ bio zadovoljen. U slučaju dvostepenog diferencijalnog ring oscilatora bipolarne tehnologije imaju značajnu prednost, pošto bipolarni tranzistori imaju značajno veću transkonduktansu od MOS tranzistora za istu struju polarizacije. MOS tranzistori imaju veliko g_m/I_D u slaboj inverziji, gde je presečna učestanost f_T značajno manja od maksimalne, odnosno $f_T g_m/I_D$ bipolarnih tranzistora je za red veličine veće, tako da bipolarna realizacija ima veliku prednost po pitanju potrošnje.

Kako je amplituda oscilovanja određena strujom polarizacije I_{CQ} i otpornošću R , a transkonduktansa $g_m = I_{CQ}/V_T$, uslov oscilovanja se može izraziti i kao:

$$g_m R = \frac{I_{CQ} R}{V_T} = \frac{V_{amp}}{V_T} \gg 1, \quad (212)$$

odnosno da je amplituda oscilovanja značajno veća od termalnog napona V_T .

U svim stepenima delitelja učestanosti izabrana je amplituda oscilovanja od 200 mV, čime je postavljen uslov:

$$g_m R = \frac{V_{amp}}{V_T} \approx 7.7. \quad (213)$$

Učestanost oscilovanja ω_0 se može izraziti u funkciji struje polarizacije kao:

$$\omega_0 = \frac{I_{CQ}}{2V_T C}, \quad (214)$$

odakle se može videti da se učestanost može podešavati strujom polarizacije i ukupnom kapacitivnošću.

Struja polarizacije treba da bude što manja, kako bi se minimizovala potrošnja. Donju granicu struje polarizacije postavljaju parazitne kapacitivnosti tranzistora i metala za povezivanje. Ukupna parazitna kapacitivnosti koja se vidi u kolektoru tranzistora iznosi $C = 40$ fF, tako da je za sopstvenu učestanost oscilovanja prvog stepena delitelja od 30 GHz potrebna struja polarizacije:

$$I_{CQ} = 2\omega_0 C V_T = 4\pi \cdot 30 \cdot 10^9 \cdot 26 \cdot 10^{-3} \cdot 40 \cdot 10^{-15} = 392 \mu A. \quad (215)$$

Usvojena je vrednost struje polarizacije prvog stepena delitelja I_{CQ} od 400 μA . Potrebna vrednost otpornosti u prvom stepenu delitelja za amplitudu od 200 mV je $R = 500 \Omega$.

Sukcesivni stepeni imaju sopstvene učestanosti oscilovanja od 15, 7.5 i 3.75 GHz, kojima odgovaraju struje polarizacije tranzistora u ring oscilatoru od 200, 100 i 100 μA i otpornosti od 1, 2 i 2 k Ω . Učestanost oscilovanja poslednjeg stepena $f_0 = 3.25$ GHz nije podešena skaliranjem struje pošto bi se vrednost otpornika od 4 k Ω bila srazmerna sa $r_{ce} || r_\pi$, već je podešena povećavanjem ukupne kapacitivnosti. Kapacitivnost koja se vidi iz kolektora tranzistora je povećana dodavanjem MIM kondenzatora prema masi.

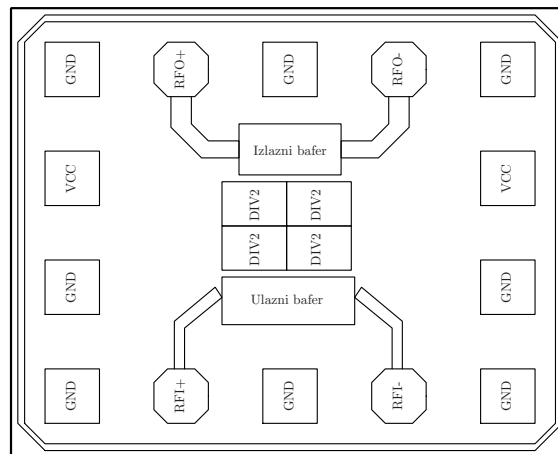
U prisustvu ulaznog signala u ring oscilator se injektuje pobudna struja putem

diferencijalnog para Q_1 , Q_2 . Mehanizmom inekcione sinhronizacije oscilator menja svoju učestanost tako da osciluje na prvom subharmoniku ulaznog signala [128]. Diferencijalna inekcija signala povećava opseg učestanosti u kojem delitelj radi, kao i osetljivost [141].

Projektovani delitelj učestanosti je fabrikovan u IHP SG25H1 BiCMOS SiGe procesu. Detalji fizičke realizacije, kao i rezultati merenja su dati u narednim odeljcima.

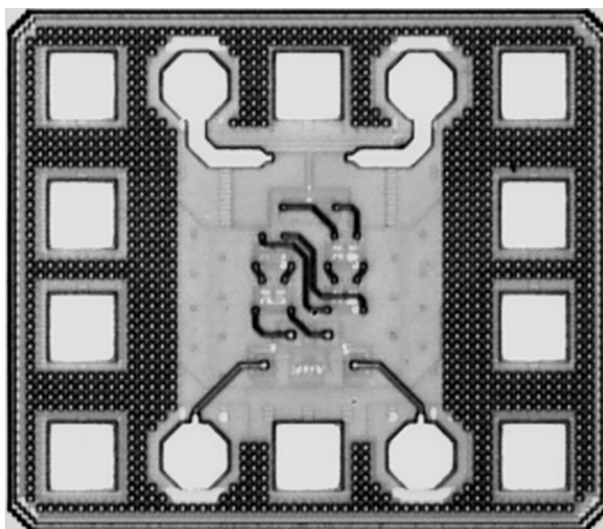
5.2 Fizička realizacija delitelja učestanosti

Uprošćena fizička realizacija projektovanog delitelja učestanosti je prikazana na slici 119. Stopice za povezivanje MMIK-a su osmougone za RF i kvadratne za ostale signale, dimenzija $60 \times 60 \mu\text{m}$. Rastojanje centara stopica je $100 \mu\text{m}$ kako bi se mogle koristiti standardne sonde za merenje. Raspored signalnih stopica je izabran tako da odgovara diferencijalnim GSGSG sondama.



Slika 119: Uprošćena fizička realizacija delitelja učestanosti.

Fotografija fabrikovanog delitelja učestanosti je prikazana na slici 120. Dimenzije delitelja učestanosti su $535 \times 435 \mu\text{m}^2$, što odgovara površini od 0.24 mm^2 .



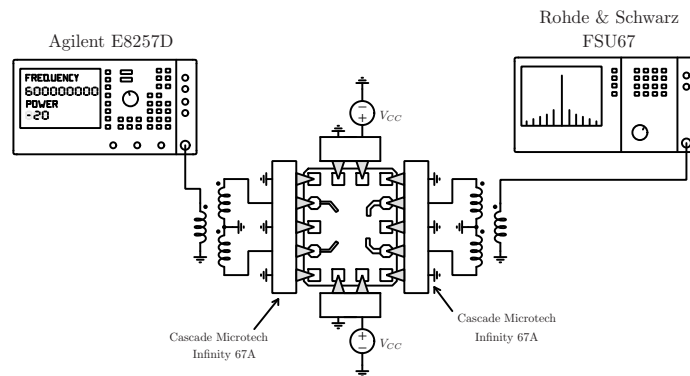
Slika 120: Fotografija delitelja učestanosti.

5.3 Rezultati merenja delitelja učestanosti

Karakterizacija delitelja učestanosti je izvršena direktno na stopicama integriranih kola u laboratorijama Technische Universität Dresden. Merenja su izvršena korišćenjem opreme:

- Merna stanica (engl. *Wafer Prober*) Cascade Microtech PM8,
- Mikrotalasne GSGSG sonde Cascade Microtech Infinity 67A,
- DC sonde u PG konfiguraciji,
- Vektorski analizator mreža Anritsu 37397D,
- Izvor napajanja Agilent 6626A,
- Generator RF signala Agilent E8257D,
- Analizator spektra Rohde & Schwarz FSU67,
- Koaksijalni kablovi Totoku sa 1.85 mm V konektorima.

Postavka za merenje karakteristika delitelja učestanosti prikazana je na slici 121. Transformator za pretvaranje jednostranog u diferencijalni signal je sastavni deo mikrotalasne GSGSG sonde, ali je prikazan odvojeno na slici radi kompletnosti.

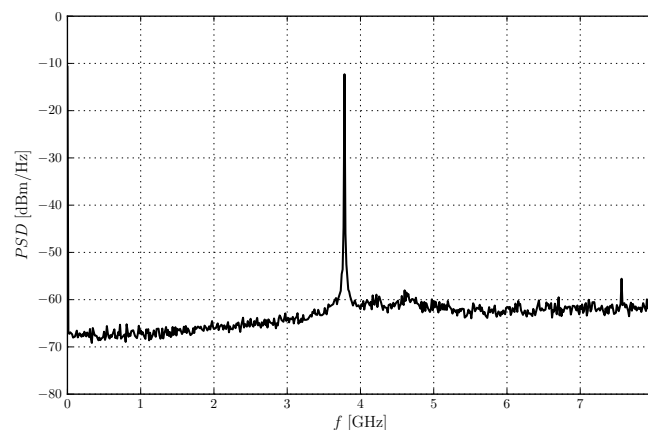


Slika 121: Postavka za merenje delitelja učestanosti.

Integrirano kolo je fiksirano termoprovodnim lepkom na postolje merne stanice PM8 za potrebe merenja. Mikrotalasne i jednosmerne sonde su postavljene na stopice MMIK-a upotrebom mikromanipulatora merne stanice.

Pre početka RF merenja izvršena je karakterizacija slabljenja kablova i mikrotalasnih sondi merenjima na kalibracionom supstratu. Napon napajanja V_{CC} je postavljen na nominalnu vrednost od 3.0 V, pri kojem je izmerena struja napajanja od 25 mA.

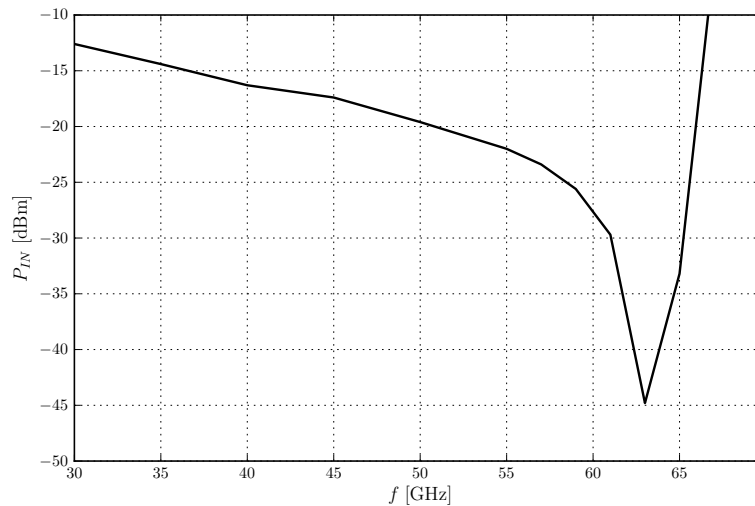
Prvo merenje je izvršeno sa isključenim generatorom signala, kako bi se odredila sopstvena učestanost oscilovanja. Izmereni spektar izlaznog signala delitelja učestanosti sa isključenim generatorom funkcija je prikazan na slici 122.



Slika 122: Spektar izlaznog signala delitelja učestanosti bez ulaznog signala.

Spektar izlaznog signala delitelja učestanosti sadrži komponentu na 3.782 GHz, što odgovara ulaznom signalu učestanosti od 60.513 GHz. Sopstvena učestanost oscilovanja se nalazi u 60 GHz-om opsegu učestanosti, što je i bio projektni cilj.

Osetljivost delitelja učestanosti je najveća u okolini sopstvene učestanosti oscilovanja, odnosno delitelj korektno radi i sa veoma malim snagama ulaznog signala. Merenje minimalne ulazne snage pri kojoj delitelj korektno radi je izvršeno postavljanjem učestanosti generatora funkcija u opsegu od 30 do 67 GHz. Snaga ulaznog signala je smanjivana od -5 dBm sve dok se komponenta na 16 puta manjoj učestanosti ne izgubi iz spektra izlaznog signala. Dijagram minimalne ulazne snage u zavisnosti od učestanosti je prikazan na slici 123.



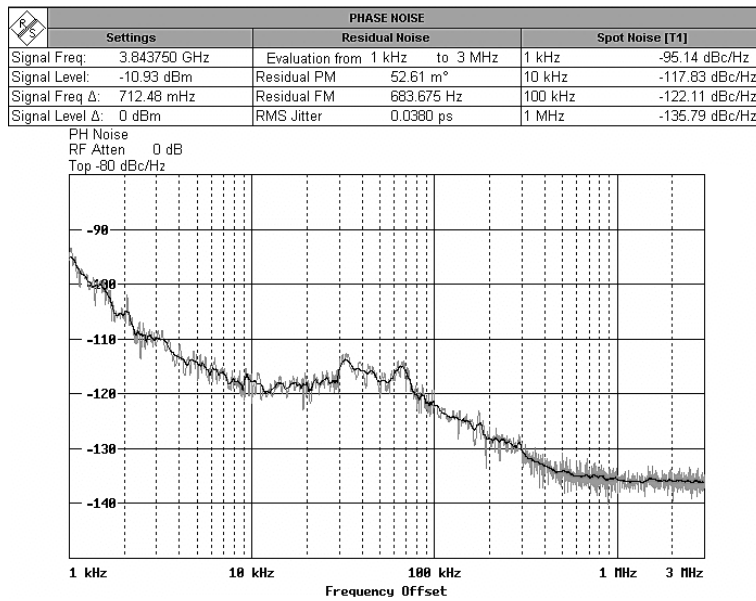
Slika 123: Minimalna ulazna snaga pri kojoj delitelj učestanosti radi.

Fazni šum izlaznog signala delitelja učestanosti je izmeren za učestanost ulaznog signala od 61.5 GHz, snage -10 dBm. Merenje je izvršeno analizatorom spektra FSU67, koji u potpunosti automatizuje postupak. Izmereni fazni šum izlaznog signala delitelja učestanosti je prikazan na slici 124.

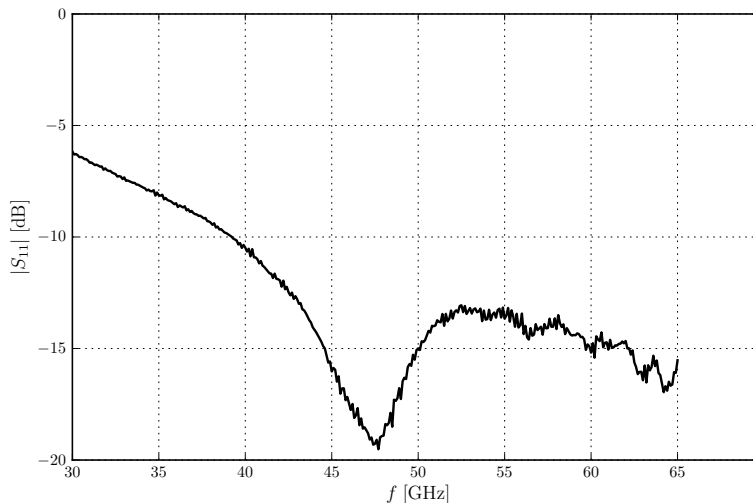
Teorijska razmatranja delitelja učestanosti za injekcionom sinhronizacijom [128] predviđaju da u blizini nosioca dominira fazni šum reference, dok na višim učestanostima dominira šum oscilatora u delitelju. Drugim rečima, fazni šum reference se filtrira niskopropusnim, dok se fazni šum oscilatora filtrira visokopropusnim filtrom koji uobličava šum. Pol prenosne funkcije za uobličavanje šuma se nalazi na ofsetu od oko $f_p \approx 80$ kHz od nosioca. Neravnine u faznom šumu oko 100 kHz se mogu pripisati različitim pozicijama polova u različitim stepenima delitelja.

Merenje S parametara delitelja učestanosti je izvršeno vektorskim analizatorom mreža Anritsu 37397D. Izmereno ulazno prilagođenje je prikazano na slici 125.

Delitelj učestanosti radi u veoma širokom opsegu učestanosti za snagu ulaznog signala ispod -10 dBm, tako da je pogodan za korišćenje u sintetizatorima učestanosti u homodinim i heterodinim sistemima [142]. U literaturi [143] prikazano



Slika 124: Fazni šum izlaznog signala delitelja učestanosti.

Slika 125: S_{11} delitelja učestanosti.

je da projektovani delitelj ima gotovo dvostruko širi opseg ulaznih učestanosti od ostalih delitelja učestanosti u 60 GHz opsegu. Mala ulazna snaga omogućava da se ulazni signal delitelja može dobiti 10 dB sprežnikom, bez potrebe za dodatnim pojačavačima. Ulazni bafer je dobro prilagođen u veoma širokom opsegu učestanosti zahvaljujući ulaznom stepenu sa zajedničkom bazom. Baferi bi se mogli eliminirati ukoliko bi se delitelj integrisao u sintetizator učestanosti, čime bi se prepolovila ukupna potrošnja.

Sumarne karakteristike delitelja učestanosti su date u Tabeli 6.

Tabela 6: Karakteristike delitelja učestanosti.

Parametar	Uslov	Vrednost	Jedinica
V_{CC}		3.0	V
I_C		25	mA
Potrošnja	Ukupno	75	mW
	Bez bafera	23.8	mW
	Prvi stepen	10	mW
$ S_{11} $	$40 \text{ GHz} < f < 67 \text{ GHz}$	< -10	dB
Odnos deljenja		16	
Opseg učestanosti	$P_{IN} < 10 \text{ dBm}$	30 - 67	GHz
Fazni šum	$\Delta f = 1 \text{ MHz}$ $f_{IN} = 61.5 \text{ GHz}, P_{IN} = -10 \text{ dBm}$	-135	dBc/Hz
Površina	Ukupno	0.24	mm ²
	Delitelji	116 x 80	μm ²
	Jedan delitelj	58 x 40	μm ²

6 Zaključak

Skaliranje tehnologija omogućava rad na višim učestanostima, ali i uvodi nova tehnološka ograničenja. Pravila projektovanja fizičke realizacije integriranih kola određuju minimalne i maksimalne širine, rastojanja i površinske gustine metala i ostalih slojeva. Ograničenja su posledica tehnoloških procesa izrade, kao što su hemijsko-mehaničko poliranje pri planarizaciji i rezolucija litografije, i mehaničkih osobina materijala, tako da ih nije moguće menjati. Pravilo projektovanja koje određuje minimalnu gustinu metala zahteva dodavanje struktura za popunjavanje koje nemaju funkciju, ali mogu degradirati performanse ukoliko se njihov uticaj ne uzme u obzir, odnosno ukoliko se popunjavanje izvrši na nekontrolisani način. Ograničenje po maksimalnoj gustini zahteva prosecanje metala radi smanjenja mehaničkog naprezanja i prevelike varijacije debljine metala u toku postupka planarizacije. Nekontrolisano prosecanje metala može promeniti raspodelu struje i samim tim električne karakteristike vodova.

Metodologija projektovanja integriranih kola u milimetarskom opsegu, koja uzima u obzir tehnološka ograničenja, nije podržana u standardnim softverskim alatima. Standardni softverski alati za projektovanje integriranih kola proveravaju pravila projektovanja i ekvivalentnost električne šeme i fizičke realizacije. Ekstrakcija parazitnih elemenata fizičke realizacije podrazumeva da su komponente i interkonekcije sa koncentrisanim parametrima. Provodni supstrat silicijumskog integrisanog kola se smatra idealno provodnim i koncentrisanim u jednu tačku, čime se zanemaruju efekti preslušavanja kroz supstrat. Efekti preslušavanja kroz supstrat i konačne brzine prostiranja se mogu karakterisati upotrebom elektromagnetskog simulatora, koji se standardno koristi u klasičnom postupku projektovanja mikrotalasnih kola. Međutim, većina elektromagnetskih simulatora ne podržava poluprovodničke efekte, tako da se izolacija inverzno polarisane n jame ne može simulirati.

Nedostatak metodologije projektovanja integriranih kola za milimetarski opseg u okviru softverskih alata se može rešiti korišćenjem kombinacije postojećih alata. Projektant u tom slučaju mora izabrati odgovarajuće alate i uočiti koja tehnološka ograničenja mogu uticati na performanse. U početnim fazama projektovanja potrebno je izvršiti karakterizaciju uticaja tehnoloških ograničenja izabranog procesa na performanse. Rezultati karakterizacije procesa se mogu koristiti za predvidivu

degradaciju performansi, ili kao pokazatelj da je potrebno naći alternativno rešenje.

Elektromagnetski model celog integrisanog kola je veoma kompleksan i sadrži veliki broj portova. Potrebni resursi za simulaciju su na granici mogućnosti standardnih računara, i nije jednostavno utvrditi validnost rezultata simulacije. U elektromagnetskom modelu integrisanog kola mogu se uočiti dve oblasti: lokalno povezivanje komponenti i vodovi. Lokalno povezivanje komponenti sadrži veliki broj metalnih tragova, portova, prosecanja mase i električno kratkih struktura. Vodovi su značajno jednostavniji pošto se uglavnom sastoje iz dva metalna sloja i električno dugih struktura. Smanjenje složenosti modela se može postići particionisanjem modela na lokalno povezivanje komponenti i vodova, koji je predložen u tezi. Pored smanjenja složenosti, particionisanje elektromagnetskog modela omogućava i raspoređivanje postupka projektovanja i optimizacije lokalnog povezivanja komponenti i mikrotalasnih struktura, uz očuvanje tačnosti rezultata simulacije. Provera ispravnosti pristupa particionisanja elektromagnetskog modela je urađena na primeru pojačavača snage. Odlično slaganje rezultata simulacije i merenja su potvrda ispravnosti primenjene metodologije projektovanja.

Jedan od doprinosa teze je metodologija projektovanja monolitnih mikrotalasnih integrisanih kola upotrebom kombinacije postojećih softverskih alata. Nova metodologija projektovanja uzima u obzir uticaj tehnoloških ograničenja, i oslanja se na particionisanje elektromagnetskog modela. Prikazana metodologija je primenjena u postupku projektovanja tri dela komunikacionog sistema: pojačavača snage, malošumnog pojačavača i delitelja učestanosti. Veoma dobro slaganje rezultata simulacije i merenja su potvrda ispravnosti nove metodologije.

Pored predložene metodologije projektovanja, doprinos teze se ogleda i u postupcima projektovanja pojedinačnih kola. Razmatrana je veza parametara pojačavača snage za mali i veliki signal, mogući kompromisi prilagođenja, izlazne snage i efikasnosti, i predstavlja doprinos teze. Pokazano je da se poboljšanje prilagođenja u određenim granicama može izvršiti skaliranjem struje polarizacije bez uticaja na kolektorsku efikasnost, dok se dalje poboljšanje može izvršiti samo smanjenjem efikasnosti. Uveden je novi kvantitativni pokazatelj performansi tehnologije p_{CM} , koji pokazuje odnos maksimalne raspoložive snage i raspoložive snage konjugovano kompleksno prilagođenog pojačavača. Istovremeno prilagođenje i maksimalna izlazna snaga se može ostvariti ukoliko su tehnološki parametri u određenom odnosu, koji je izveden. Novi postupak projektovanja pojačavača snage, koji uzima u obzir kompromise prilagođenja, izlazne snage i efikasnosti, je primenjen u toku projektovanja

dva pojačavača snage predviđenih za rad sa signalima učestanosti oko 60 GHz.

Kola projektovana novom metodologijom su našla primenu u dva komunikaciona sistema za 60 GHz-ni opseg učestanosti. Malošumni pojačavač je upotrebljen u prijemniku projektovanom na Univerzitetu u Ulmu, koji je korišćen za bežični prenos podataka brzinom od 3.5 Gb/s.

Modifikovani malošumni pojačavač sa integrisanim detektorom snage i pojačavač snage su upotrebljeni u drugom komunikacionom sistemu za 60 GHz opseg. Predajnik se sastoji od OOK modulatora i projektovanog pojačavača snage PA1. Modifikovani malošumni pojačavač se integrisanim detektorom snage radi kao prijemnik sa nekoherentnom detekcijom, kojim je demonstrirana brzina prenosa podataka od 2 Gb/s.

Projektovani širokopojasni delitelj učestanosti radi u opsegu ulaznih učestanosti od 30 do 67 GHz sa ulaznom snagom od -10 dBm. Širok opseg ulaznih učestanosti od 37 GHz je, koliko je poznato autoru, gotovo dvostruko veći od najvećeg prijavljenog u literaturi u klasi delitelja učestanosti sa injeccionom sinhronizacijom.

Verifikacija prikazane metodologije urađena je projektovanjem pojedinačnih blokova u SiGe:C BiCMOS tehnologiji, koji su sastavni deo svakog komunikacionog sistema. Naredni korak u istraživanju bi bio integracija celog komunikacionog sistema na jednom integrisanom kolu, uključujući i digitalno procesiranje signala. Alternativne III-V tehnologije, kao što su GaAs, InP i GaN se mogu upotrebiti za projektovanje blokova prikazanih u tezi. Svaka od navedenih tehnologija ima prednosti i nedostataka: GaAs nudi superiorne performanse mikrotalasnih struktura usled neprovodnog supstrata, uz veliku radnu učestanost po prihvatljivoj ceni, ali se ne može izvršiti integracija celog sistema usled nedostatka digitalnih kola male potrošnje i velikog stepena integracije; InP nudi najvišu radnu učestanost usled veoma velike pokretljivosti elektrona, ali je cena veoma visoka, uz iste nedostatke kao kod GaAs; GaN nudi najveći probojni napon, odnosno izlaznu snagu, i radnu temperaturu usled najvećeg energetskog procepa, ali su procesi sa presečnom učestanošću većom od 100 GHz malobrojni i uglavnom eksperimentalni. Za svako pojedinačno kolo u SiGe tehnologiji, moguće je napraviti kolo boljih performansi u nekoj od prethodno navedenih. Prednost SiGe u odnosu na GaAs, InP i GaN je kompatibilnost sa CMOS tehnologijom, mogućnost integracije celog sistema na jednom integrisanom kolu i niska cena. Ukoliko se pokaže potreba, performanse SiGe komunikacionog sistema se mogu poboljšati korišćenjem dodatnog specijalizovanog kola u nekoj od alternativnih III-V tehnologija.

Literatura

- [1] C. E. Shannon and W. Weaver, *The mathematical theory of communication*. Urbana: University of Illinois Press, 1964.
- [2] A. Bleicher, “The 5G Phone Future,” *IEEE Spectrum*, June 2013.
- [3] D. Liu and Y.-P. Zhang, “Integration of Array Antennas in Chip Package for 60-GHz Radios,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 100, no. 7, pp. 2364–2371, 2012.
- [4] E. Laskin, K. Tang, K. H. K. Yau, P. Chevalier, A. Chantre, B. Sautreuil, and S. Voinigescu, “170-GHz transceiver with on-chip antennas in SiGe technology,” in *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium, 2008. RFIC 2008*, pp. 637–640, 2008.
- [5] S. Nicolson, K. H. K. Yau, S. Pruvost, V. Danelon, P. Chevalier, P. Garcia, A. Chantre, B. Sautreuil, and S. Voinigescu, “A Low-Voltage SiGe BiCMOS 77-GHz Automotive Radar Chipset,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 56, no. 5, pp. 1092–1104, 2008.
- [6] L. Yujiri, M. Shoucri, and P. Moffa, “Passive millimeter wave imaging,” *IEEE Microwave Magazine*, vol. 4, no. 3, pp. 39–50, 2003.
- [7] S. Emami, R. Wiser, E. Ali, M. Forbes, M. Gordon, X. Guan, S. Lo, P. McE-lwee, J. Parker, J. Tani, J. Gilbert, and C. Doan, “A 60GHz CMOS phased-array transceiver pair for multi-Gb/s wireless communications,” in *Solid-State Circuits Conference Digest of Technical Papers (ISSCC), 2011 IEEE International*, pp. 164–166, 2011.
- [8] S. Shahramian, Y. Baeyens, N. Kaneda, and Y.-K. Chen, “A 70-100 GHz Direct-Conversion Transmitter and Receiver Phased Array Chipset Demonstrating 10 Gb/s Wireless Link,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 48, no. 5, pp. 1113–1125, 2013.
- [9] K. Okada, K. Kondou, M. Miyahara, M. Shinagawa, H. Asada, R. Minami, T. Yamaguchi, A. Musa, Y. Tsukui, Y. Asakura, S. Tamonoki, H. Yamagishi, Y. Hino, T. Sato, H. Sakaguchi, N. Shimasaki, T. Ito, Y. Takeuchi, N. Li,

- Q. Bu, R. Murakami, K. Bunsen, K. Matsushita, M. Noda, and A. Matsuzawa, "Full Four-Channel 6.3-Gb/s 60-GHz CMOS Transceiver With Low-Power Analog and Digital Baseband Circuitry," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 48, no. 1, pp. 46–65, 2013.
- [10] A. Natarajan, S. K. Reynolds, M.-D. Tsai, S. T. Nicolson, J.-H. C. Zhan, D. G. Kam, D. Liu, Y.-L. O. Huang, A. Valdes-Garcia, and B. A. Floyd, "A Fully-Integrated 16-Element Phased-Array Receiver in SiGe BiCMOS for 60-GHz Communications," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 46, pp. 1059–1075, May 2011.
- [11] S. K. Reynolds, A. S. Natarajan, M.-D. Tsai, S. Nicolson, J.-H. C. Zhan, D. Liu, D. G. Kam, O. Huang, A. Valdes-Garcia, and B. A. Floyd, "A 16-element phased-array receiver IC for 60-GHz communications in SiGe BiCMOS," in *Radio Frequency Integrated Circuits Symposium (RFIC), 2010 IEEE*, p. 461–464, 2010.
- [12] A. Valdes-Garcia, S. Nicolson, J.-W. Lai, A. Natarajan, P.-Y. Chen, S. Reynolds, J.-H. Zhan, and B. Floyd, "A SiGe BiCMOS 16-element phased-array transmitter for 60GHz communications," in *Solid-State Circuits Conference Digest of Technical Papers (ISSCC), 2010 IEEE International*, p. 218–219, 2010.
- [13] A. Valdes-Garcia, S. T. Nicolson, J.-W. Lai, A. Natarajan, P.-Y. Chen, S. K. Reynolds, J.-H. C. Zhan, D. G. Kam, D. Liu, and B. Floyd, "A Fully Integrated 16-Element Phased-Array Transmitter in SiGe BiCMOS for 60-GHz Communications," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 45, pp. 2757–2773, Dec. 2010.
- [14] E. Cohen, M. Ruberto, M. Cohen, O. Degani, S. Ravid, and D. Ritter, "A CMOS Bidirectional 32-Element Phased-Array Transceiver at 60 GHz With LTCC Antenna," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 61, no. 3, pp. 1359–1375, 2013.
- [15] A. Siligaris, O. Richard, B. Martineau, C. Mounet, F. Chaix, R. Ferragut, C. Dehos, J. Lanteri, L. Dussopt, S. Yamamoto, R. Pilard, P. Busson, A. Cathelin, D. Belot, and P. Vincent, "A 65-nm CMOS Fully Integrated Transceiver Module for 60-GHz Wireless HD Applications," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 46, no. 12, pp. 3005–3017, 2011.

-
- [16] *Attenuation by atmospheric gases, Recommendation ITU-R P.676-9*. ITU-R, 2012.
- [17] C. D. Haworth, B. G. Gonzalez, M. Tomsin, R. Appleby, P. R. Coward, A. R. Harvey, K. Lebart, Y. R. Petillot, and E. Trucco, “Image analysis for object detection in millimetre-wave images,” in *European Symposium on Optics and Photonics for Defence and Security*, p. 117–128, 2004.
- [18] K. B. Cooper, R. J. Dengler, G. Chattopadhyay, E. Schlecht, J. Gill, A. Skalare, I. Mehdi, and P. H. Siegel, “Submillimeter-wave active radar imager,” in *Infrared and Millimeter Waves, 2007 and the 2007 15th International Conference on Terahertz Electronics. IRMMW-THz. Joint 32nd International Conference on*, p. 922–923, 2007.
- [19] P. Chevalier, B. Barbalat, M. Laurens, B. Vandelle, L. Rubaldo, B. Geynet, S. Voinigescu, T. Dickson, N. Zerounian, S. Chouteau, D. Dutartre, A. Monroy, F. Aniel, G. Dambrine, and A. Chantre, “High-Speed SiGe BiCMOS Technologies: 120-nm Status and End-of-Roadmap Challenges,” in *2007 Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems*, pp. 18–23, 2007.
- [20] G. Avenier, M. Diop, P. Chevalier, G. Troillard, N. Loubet, J. Bouvier, L. Depoyan, N. Derrier, M. Buczko, C. Leyris, S. Boret, S. Montusclat, A. Margain, S. Pruvost, S. T. Nicolson, K. H. K. Yau, N. Revil, D. Gloria, D. Dutartre, S. P. Voinigescu, and A. Chantre, “0.13 μm SiGe BiCMOS Technology Fully Dedicated to mm-Wave Applications,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 44, pp. 2312–2321, Sept. 2009.
- [21] P. Garcia, A. Chantre, S. Pruvost, P. Chevalier, S. T. Nicolson, D. Roy, S. P. Voinigescu, and C. Garnier, “Will BiCMOS stay competitive for mmW applications?,” in *Custom Integrated Circuits Conference, 2008. CICC 2008. IEEE*, p. 387–394, 2008.
- [22] A. M. Niknejad and H. Hashemi, *mm-Wave Silicon Technology 60 GHz and Beyond*. Boston, MA: Springer Science+Business Media, LLC, 2008.
- [23] J. Long, Y. Zhao, W. Wu, M. Spirito, L. Vera, and E. Gordon, “Passive Circuit Technologies for mm-Wave Wireless Systems on Silicon,” *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 59, no. 8, pp. 1680–1693, 2012.
-

- [24] W. Liu and C. Hu, *BSIM4 and MOSFET modeling for IC simulation*. Singapore; Hackensack, NJ: World Scientific, 2011.
- [25] G. Gildenblat, W. Wu, X. Li, R. v. Langevelde, A. J. Scholten, G. D. J. Smit, and D. B. M. Klaassen, “Surface-Potential-Based Compact Model of Bulk MOSFET,” in *Compact Modeling* (G. Gildenblat, ed.), pp. 3–40, Springer Netherlands, Jan. 2010.
- [26] C. Mcandrew, J. Seitchik, D. F. Bowers, M. Dunn, M. Foisy, I. Getreu, M. McSwain, S. Moinian, J. Parker, D. Roulston, M. Schroter, P. Van Wijnen, and L. Wagner, “VBIC95, the vertical bipolar inter-company model,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 31, no. 10, pp. 1476–1483, 1996.
- [27] M. Schröter and A. Chakravorty, *Compact hierarchical bipolar transistor modeling with HICUM*. Hackensack, N.J.: World Scientific, 2010.
- [28] B. Geynet, P. Chevalier, S. Chouteau, G. Avenier, T. Schwartzmann, D. Gloria, G. Dambrine, F. Danneville, and A. Chantre, “High-Voltage HBTs Compatible with High-Speed SiGe BiCMOS Technology,” in *IEEE Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems, 2008. SiRF 2008*, pp. 210–213, 2008.
- [29] IHP Microelectronics, “SiGe:C BiCMOS technologies,” 2012.
- [30] B. P. Wong, A. Mittal, G. W. Starr, F. Zach, V. Moroz, and A. Kahng, *Nano-CMOS Design for Manufacturability: Robust Circuit and Physical Design for Sub-65nm Technology Nodes*. Wiley-Interscience, 1 ed., Oct. 2008.
- [31] B. Wong, A. Mittal, Y. Cao, and G. W. Starr, *Nano-CMOS Circuit and Physical Design*. Wiley-Interscience, 1 ed., Nov. 2004.
- [32] Đorđević. A.R., R. Biljić, V. Likar-Smiljanić, and T. Sarkar, “Wideband frequency-domain characterization of fr-4 and time-domain causality,” *Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on*, vol. 43, no. 4, pp. 662–667, 2001.
- [33] ITRS, “ITRS interconnect report,” tech. rep., 2005.
- [34] IBM Journal of Research and Development, “Damascene copper electroplating for chip interconnections.”

-
- [35] T. Sakurai and K. Tamaru, "Simple formulas for two- and three-dimensional capacitances," *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 30, pp. 183 – 185, Feb. 1983.
- [36] P. Gupta, A. B. Kahng, O. S. Nakagawa, and K. Samadi, "Closing the loop in interconnect analyses and optimization: CMP fill, lithography and timing," in *Proc. Int. VLSI/ULSI Multilevel Interconnection Conf*, p. 352–363, 2005.
- [37] B. Popović, *Elektromagnetika*. Akademska misao, 6 ed., Mar. 2004.
- [38] J. Rautio and V. Demir, "Microstrip conductor loss models for electromagnetic analysis," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 51, pp. 915–921, Mar. 2003.
- [39] WIPL-D Pro v11.0, available: www.wipl-d.com.
- [40] B. M. Kolundžija and A. R. Djordjević, *Electromagnetic modeling of composite metallic and dielectric structures*. Boston: Artech House, 2002.
- [41] C. J. Railton and J. P. McGeehan, "An analysis of microstrip with rectangular and trapezoidal conductor cross sections," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 38, no. 8, p. 1017–1022, 1990.
- [42] G. Antonini, A. Orlandi, and C. Paul, "Internal impedance of conductors of rectangular cross section," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, pp. 979 –985, July 1999.
- [43] A. Đorđević and T. Sarkar, "Closed-form formulas for frequency-dependent resistance and inductance per unit length of microstrip and strip transmission lines," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 42, no. 2, pp. 241–248, 1994.
- [44] B. Mukherjee, L. Wang, and A. Pacelli, "A practical approach to modeling skin effect in on-chip interconnects," in *Proceedings of the 14th ACM Great Lakes symposium on VLSI, GLSVLSI '04*, (New York, NY, USA), p. 266–270, ACM, 2004.
- [45] T. Sarkar and A. Đorđević, "Wideband electromagnetic analysis of finite-conductivity cylinder," *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 16, p. 153–173, 1997.
-

-
- [46] S. Kim and D. Neikirk, "Compact equivalent circuit model for the skin effect," in *Microwave Symposium Digest, 1996., IEEE MTT-S International*, vol. 3, pp. 1815–1818 vol.3, June 1996.
- [47] B. Stine, D. Boning, J. Chung, L. Camilletti, F. Kruppa, E. Equi, W. Loh, S. Prasad, M. Muthukrishnan, D. Towery, M. Berman, and A. Kapoor, "The physical and electrical effects of metal-fill patterning practices for oxide chemical-mechanical polishing processes," *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 45, pp. 665–679, Mar. 1998.
- [48] T. Park, T. Tugbawa, J. Yoon, D. Boning, J. Chung, R. Muralidhar, S. Hymes, Y. Gotkis, S. Alamgir, and R. Walesa, "Pattern and process dependencies in copper damascene chemical mechanical polishing processes," in *VLSI Multilevel Interconnect Conference*, p. 437–442, 1998.
- [49] A. B. Kahng and R. O. Topaloglu, "Performance-aware CMP fill pattern optimization," *Invited Paper, in Proc. VMIC*, 2007.
- [50] V. S. Shilimkar, "Metal fill considerations for on-chip interconnects and spiral inductors," Master's thesis, Oregon State University, 2009.
- [51] S. S. G. Gaskill, "Electrical recommendations and formulas for metal fill in radio-frequency integrated circuits," Master's thesis, Oregon State University, 2010.
- [52] A. Tsuchiya and H. Onodera, "Effect of dummy fills on high-frequency characteristics of on-chip interconnects," in *Signal Propagation on Interconnects, 2006. IEEE Workshop on*, p. 275–278, 2006.
- [53] A. R. Đorđević, D. I. Olćan, and A. G. Zajić, "Modeling and design of milled microwave printed circuit boards," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 53, no. 2, p. 264–270, 2011.
- [54] A. Tsuchiya and H. Onodera, "Analytical Estimation of Interconnect Loss Due to Dummy Fills," in *2006 IEEE Electrical Performance of Electronic Packaging*, pp. 149–152, Oct. 2006.
- [55] A. Tsuchiya and H. Onodera, "Measurement of interconnect loss due to dummy fills," in *Signal Propagation on Interconnects, 2007. SPI 2007. IEEE Workshop on*, p. 241–244, 2007.
-

- [56] M. Seo, B. Jagannathan, J. Pekarik, and M. J. W. Rodwell, "A 150 GHz Amplifier With 8 dB Gain and 6 dBm Psat in Digital 65 nm CMOS Using Dummy-Filled Microstrip Lines," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 44, pp. 3410–3421, Dec. 2009.
- [57] T. Ogino and Y. Sugimoto, "The influence of dummy fills on an on-chip spiral inductor and their optimized placement scheme," in *Microwave Conference, 2008. APMC 2008. Asia-Pacific*, pp. 1–4, Dec. 2008.
- [58] C. Detcheverry, W. van Noort, R. Hoofman, L. Tiemeijer, V. Nguyen, G. Verheyden, P. Bancken, R. Daamen, and R. Havens, "The effect of copper design rules on inductor performance," in *33rd Conference on European Solid-State Device Research, 2003. ESSDERC '03*, pp. 107–110, Sept. 2003.
- [59] J. H. Chang, Y. S. Youn, H. K. Yu, and C. K. Kim, "Effects of dummy patterns and substrate on spiral inductors for sub-micron RF ICs," in *Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium, 2002 IEEE*, p. 419–422, 2002.
- [60] L. Tiemeijer, R. Havens, Y. Bouttement, and H. Pranger, "Physics-based wideband predictive compact model for inductors with high amounts of dummy metal fill," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, pp. 3378–3386, Aug. 2006.
- [61] C. Chang, S.-P. Tseng, J. Chuang, S.-S. Jiang, and J. Yeh, "Characterization of Spiral Inductors With Patterned Floating Structures," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, pp. 1375–1381, May 2004.
- [62] J. Craninckx and M. Steyaert, "A 1.8-GHz low-phase-noise CMOS VCO using optimized hollow spiral inductors," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 32, pp. 736–744, May 1997.
- [63] M. Danesh and J. R. Long, "Differentially driven symmetric microstrip inductors," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, no. 1, p. 332–341, 2002.
- [64] Y. Kima, D. Petranovic, and D. Sylvester, "Simple and Accurate Models for Capacitance Increment due to Metal Fill Insertion," in *Design Automation Conference, 2007. ASP-DAC '07. Asia and South Pacific*, pp. 456–461, Jan. 2007.

-
- [65] C. Yue and S. Wong, "On-chip spiral inductors with patterned ground shields for si-based RF ICs," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 33, pp. 743–752, May 1998.
- [66] B. Razavi, "RF transmitter architectures and circuits," in *Custom Integrated Circuits, 1999. Proceedings of the IEEE 1999*, pp. 197–204, 1999.
- [67] N. Checka, *Substrate Noise Analysis and Techniques for Mitigation in Mixed-Signal RF Systems*. PhD thesis, MIT, MA, USA, 2001.
- [68] Y. Sun, *Design of an Integrated 60 GHz Transceiver Front-End in SiGe:C BiCMOS Technology*. PhD thesis, Brandenburgischen Technischen Universität, 2009.
- [69] S. Hauptmann, M. Hellfeld, C. Knochenhauer, and F. Ellinger, "Modeling bond wires for millimeter wave RFIC design," in *IEEE International Conference on Microwaves, Communications, Antennas and Electronics Systems, 2009. COMCAS 2009*, pp. 1–4, Nov. 2009.
- [70] T. Hancock and G. Rebeiz, "A 12-GHz SiGe phase shifter with integrated LNA," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, pp. 977–983, Mar. 2005.
- [71] F. Ellinger, H. Jackel, and W. Bachtold, "Varactor-loaded transmission-line phase shifter at C-band using lumped elements," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 51, pp. 1135–1140, Apr. 2003.
- [72] J. Ramos, *CMOS Operational and RF Power Amplifiers for Mobile Communications*. PhD thesis, Katholieke Universiteit Leuven, 2005.
- [73] D. Grujić, M. Savić, C. Bingol, and L. Saranovac, "60 GHz SiGe:C HBT power amplifier with 17.4 dBm output power and 16.3% PAE," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 22, pp. 194–196, Apr. 2012.
- [74] A. Hamidian, V. Subramanian, R. Doerner, and G. Boeck, "A 60 GHz 18 dBm power amplifier utilizing 0.25 μm SiGe HBT," in *Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC), 2010 European*, p. 444–447, 2010.
- [75] D. R. Greenberg, R. A. Groves, F. J. Guarín, Y. Hammad, A. J. Joseph, L. D. Lanzerotti, S. S. Onge, B. A. Orner, J. S. Rieh, and K. J. Stein, "Foundation
-

-
- of rf CMOS and SiGe BiCMOS technologies,” *IBM J. RES. & DEV.*, vol. 47, no. 2/3, pp. 101–138, 2003.
- [76] J.-S. Rieh, D. Greenberg, A. Stricker, and G. Freeman, “Scaling of SiGe Heterojunction Bipolar Transistors,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 93, pp. 1522–1538, Sept. 2005.
- [77] M. Schroter, J. Krause, N. Rinaldi, G. Wedel, B. Heinemann, P. Chevalier, and A. Chantre, “Physical and Electrical Performance Limits of High-Speed SiGeC HBTs Part II: Lateral Scaling,” *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 58, pp. 3697–3706, Nov. 2011.
- [78] M. Schroter, G. Wedel, B. Heinemann, C. Jungemann, J. Krause, P. Chevalier, and A. Chantre, “Physical and Electrical Performance Limits of High-Speed SiGeC HBTs Part I: Vertical Scaling,” *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 58, pp. 3687–3696, Nov. 2011.
- [79] E. Johnson, “Physical limitations on frequency and power parameters of transistors,” in *IRE International Convention Record*, vol. 13, pp. 27–34, Mar. 1965.
- [80] J.-S. Rieh, B. Jagannathan, D. Greenberg, G. Freeman, and S. Subbanna, “A doping concentration-dependent upper limit of the breakdown voltage–cutoff frequency product in Si bipolar transistors,” *Solid-State Electronics*, vol. 48, pp. 339–343, Feb. 2004.
- [81] P. Chevalier, C. Fellous, B. Martinet, F. Leverd, F. Saguin, D. Dutartre, and A. Chantre, “180 GHz f_T and f_{max} self-aligned SiGeC HBT using selective epitaxial growth of the base,” in *European Solid-State Device Research, 2003. ESSDERC’03. 33rd Conference on*, p. 299–302, 2003.
- [82] G. Freeman, D. Ahlgren, D. Greenberg, R. Groves, F. Huang, G. Hugo, B. Jagannathan, S. Jeng, J. Johnson, K. Schonenberg, K. Stein, R. Volant, and S. Subbanna, “A 0.18 μm 90 GHz f_T SiGe HBT BiCMOS, ASIC-compatible, copper interconnect technology for RF and microwave applications,” in *Electron Devices Meeting, 1999. IEDM ’99. Technical Digest. International*, pp. 569–572, 1999.
- [83] A. Kar-Roy, D. Howard, M. Racanelli, M. Scott, P. Hurwitz, R. Zwingman, S. Chaudhry, and S. Jordan, “Mixed-signal 0.18 μm CMOS and SiGe BiCMOS
-

- foundry technologies for ROIC applications,” in *Proc. SPIE 7834, Electro-Optical and Infrared Systems: Technology and Applications VII, 78340R (November 03, 2010)* (D. A. Huckridge and R. R. Ebert, eds.), Oct. 2010.
- [84] B. Jagannathan, M. Khater, F. Pagette, J.-S. Rieh, D. Angell, H. Chen, J. Florkey, F. Golan, D. R. Greenberg, and R. Groves, “Self-aligned SiGe NPN transistors with 285 GHz f_{MAX} and 207 GHz f_T in a manufacturable technology,” *Electron Device Letters, IEEE*, vol. 23, no. 5, p. 258–260, 2002.
- [85] M. Racanelli, K. Schuegraf, A. Kalburge, A. Kar-Roy, B. Shen, C. Hu, D. Chapek, D. Howard, D. Quon, and F. Wang, “Ultra high speed SiGe NPN for advanced BiCMOS technology,” in *Electron Devices Meeting, 2001. IEDM’01. Technical Digest. International*, p. 15–3, 2001.
- [86] T. H. Lee, “The History and Future of RF CMOS: From Oxymoron to Mainstream,” Oct. 2007.
- [87] W. M. Sansen, *Analog Design Essentials*. Springer, 2006.
- [88] C.-H. Jan, M. Agostinelli, H. Deshpande, M. A. El-Tanani, W. Hafez, U. Jallan, L. Janbay, M. Kang, H. Lakdawala, and J. Lin, “RF CMOS technology scaling in high-k/Metal gate era for RF SoC (system-on-chip) applications,” in *Electron Devices Meeting (IEDM), 2010 IEEE International*, p. 27–30, 2010.
- [89] A. P. Huang, Z. C. Yang, and P. K. Chu, “Hafnium-based high-k gate dielectrics,” *Advances in Solid State Circuits Technologie*, p. 333–350, 2010.
- [90] H. Wong, “Drain breakdown in submicron MOSFETs: a review,” *Microelectronics Reliability*, vol. 40, pp. 3–15, Jan. 2000.
- [91] L. Larson, “Silicon technology tradeoffs for radio-frequency/mixed-signal ”systems-on-a-chip”,” *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 50, pp. 683–699, Mar. 2003.
- [92] T. Dickson, K. Yau, T. Chalvatzis, A. Mangan, E. Laskin, R. Beerkens, P. Westergaard, M. Tazlauanu, M.-T. Yang, and S. Voinigescu, “The Invariance of Characteristic Current Densities in Nanoscale MOSFETs and Its Impact on Algorithmic Design Methodologies and Design Porting of Si(Ge) (Bi)CMOS High-Speed Building Blocks,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 41, pp. 1830–1845, Aug. 2006.

-
- [93] R. M. Fano, *Theoretical Limitations on the Broadband Matching of Arbitrary Impedances*. MIT Res. Lab. of Electronics, 1948.
- [94] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*. Wiley, 2 ed., Aug. 1997.
- [95] E. Afshari, H. Bhat, X. Li, and A. Hajimiri, “Electrical funnel: A broadband signal combining method,” in *Solid-State Circuits Conference, 2006. ISSCC 2006. Digest of Technical Papers. IEEE International*, p. 751–760, 2006.
- [96] A. M. Niknejad, *Electromagnetics for High-Speed Analog and Digital Communication Circuits*. Cambridge University Press, 1 ed., Mar. 2007.
- [97] A. M. Niknejad, *Analysis, simulation, and applications of passive devices on conductive substrates*. PhD thesis, University of California, Berkeley, 2000. AAI9979750.
- [98] I. Aoki, S. D. Kee, D. B. Rutledge, and A. Hajimiri, “Distributed active transformer—a new power-combining and impedance-transformation technique,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, no. 1, p. 316–331, 2002.
- [99] J. R. Long, “Monolithic transformers for silicon RF IC design,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 35, no. 9, p. 1368–1382, 2000.
- [100] C. Wang, H. Liao, Y. Xiong, C. Li, R. Huang, and Y. Wang, “A Physics-Based Equivalent-Circuit Model for On-Chip Symmetric Transformers With Accurate Substrate Modeling,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 57, pp. 980–990, Apr. 2009.
- [101] W. L. Chan, J. R. Long, M. Spirito, and J. J. Pekarik, “A 60GHz-band 1V 11.5 dBm power amplifier with 11% PAE in 65nm CMOS,” in *Solid-State Circuits Conference-Digest of Technical Papers, 2009. ISSCC 2009. IEEE International*, p. 380–381, 2009.
- [102] H. Wang, C. Sideris, and A. Hajimiri, “A CMOS Broadband Power Amplifier With a Transformer-Based High-Order Output Matching Network,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 45, pp. 2709–2722, Dec. 2010.
- [103] Y. Zhao, J. R. Long, and M. Spirito, “Compact transformer power combiners for millimeter-wave wireless applications,” in *Radio Frequency Integrated Circuits Symposium (RFIC), 2010 IEEE*, p. 223–226, 2010.
-

-
- [104] Y. Zhao, J. R. Long, and M. Spirito, "A 60GHz-band 20dBm power amplifier with 20% peak PAE," in *Radio Frequency Integrated Circuits Symposium (RFIC), 2011 IEEE*, p. 1–4, 2011.
- [105] H. Veenstra, G. Hurkx, D. van Goor, H. Brekelmans, and J. Long, "Analyses and design of bias circuits tolerating output voltages above BV_{CEO} ," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 40, pp. 2008–2018, Oct. 2005.
- [106] Y. Sun, G. G. Fischer, and J. C. Scheytt, "A Compact Linear 60-GHz PA With 29.2% PAE Operating at Weak Avalanche Area in SiGe," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 60, pp. 2581–2589, Aug. 2012.
- [107] G. Gonzalez, *Microwave Transistor Amplifiers: Analysis and Design*. Prentice Hall, 2 ed., Aug. 1996.
- [108] R. E. Collin, *Foundations for Microwave Engineering, 2nd Ed.* Wiley India Pvt. Limited, Jan. 2007.
- [109] S. C. Cripps, *RF Power Amplifiers for Wireless Communications, Second Edition*. Artech House, 2 ed., May 2006.
- [110] J. Rautio, "Deembedding the effect of a local ground plane in electromagnetic analysis," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, no. 2, pp. 770–776, 2005.
- [111] U. R. Pfeiffer and D. Goren, "A 20 dBm fully-integrated 60 GHz SiGe power amplifier with automatic level control," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 42, pp. 1455–1463, July 2007.
- [112] U. R. Pfeiffer and D. Goren, "A 23-dBm 60-GHz distributed active transformer in a silicon process technology," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 55, pp. 857–865, May 2007.
- [113] V.-H. Do, V. Subramanian, W. Keusgen, and G. Boeck, "A 60 GHz SiGe-HBT power amplifier with 20% PAE at 15 dBm output power," *IEEE Microwave and Wireless Component Letters*, vol. 18, pp. 209–211, Mar. 2008.
- [114] T. LaRocca, J. Y.-C. Liu, and M.-C. F. Chang, "60 GHz CMOS amplifiers using transformer-coupling and artificial dielectric differential transmission lines for compact design," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 44, pp. 1425–1435, May 2009.
-

- [115] J. Rogers, *Radio frequency integrated circuit design*. Boston: Artech House, 2010.
- [116] D. Grujić, M. Savić, C. Bingol, and L. Saranovac, “Wide-bandwidth 60 GHz differential LNA in SiGe:C technology,” in *2010 5th European Conference on Circuits and Systems for Communications (ECCSC)*, pp. 71–74, Nov. 2010.
- [117] A. C. Ulusoy, G. Liu, A. Trasser, and H. Schumacher, “Hardware efficient receiver for low-cost ultra-high rate 60 GHz wireless communications,” *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, vol. 3, pp. 121–129, Mar. 2011.
- [118] S. P. Voinigescu, T. O. Dickson, R. Beerkens, I. Khalid, and P. Westergaard, “A comparison of si CMOS, SiGe BiCMOS, and InP HBT technologies for high-speed and millimeter-wave ICs,” in *Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems, 2004. Digest of Papers. 2004 Topical Meeting on*, p. 111–114, 2004.
- [119] *The Y Factor Technique for Noise Figure Measurements*. Rohde & Schwarz Application Note 1MA178, 2012.
- [120] H. Swain and R. Cox, “Noise figure meter sets records for accuracy, repeatability, and convenience,” *HP Journal*, vol. 34, pp. 23–34, Apr. 1983.
- [121] *Noise Figure Measurement in the 60 GHz Range*. Rohde & Schwarz Application Note 1EF64, 2009.
- [122] L. Wang, Y.-M. Sun, J. Borngraeber, A. Thiede, and R. Kraemer, “Low power frequency dividers in SiGe:C BiCMOS technology,” in *Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems, 2006. Digest of Papers. 2006 Topical Meeting on*, 2006.
- [123] T. Ohira, T. Hiraoka, and H. Kato, “MMIC 14-GHz VCO and Miller Frequency Divider for Low-Noise Local Oscillators,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 35, no. 7, pp. 657–662, 1987.
- [124] H. Seo, J. Yun, and J.-S. Rieh, “SiGe 140 GHz ring-oscillator-based injection-locked frequency divider,” *Electronics Letters*, vol. 48, no. 14, p. 847, 2012.

- [125] E. Laskin, S. T. Nicolson, P. Chevalier, A. Chantre, B. Sautreuil, and S. P. Voinigescu, "Low-power, low-phase noise SiGe HBT static frequency divider topologies up to 100 GHz," in *Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting, 2006*, p. 1–4, 2006.
- [126] C. Cao and K. O, "A power efficient 26-GHz 32:1 static frequency divider in 130-nm bulk CMOS," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 15, pp. 721–723, Nov. 2005.
- [127] A. Rylyakov and T. Zwick, "96-GHz static frequency divider in SiGe bipolar technology," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 39, pp. 1712–1715, Oct. 2004.
- [128] S. Verma, H. Rategh, and T. Lee, "A unified model for injection-locked frequency dividers," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 38, pp. 1015–1027, June 2003.
- [129] X. Lai and J. Roychowdhury, "Automated oscillator macromodelling techniques for capturing amplitude variations and injection locking," in *Proceedings of the 2004 IEEE/ACM International conference on Computer-aided design*, p. 687–694, 2004.
- [130] R. Adler, "A Study of Locking Phenomena in Oscillators," *Proceedings of the IRE*, vol. 34, no. 6, pp. 351–357, 1946.
- [131] H. P. Moyer and A. S. Daryoush, "A unified analytical model and experimental validations of injection-locking processes," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 48, no. 4, p. 493–499, 2000.
- [132] B. Razavi, "A study of injection locking and pulling in oscillators," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 39, pp. 1415–1424, Sept. 2004.
- [133] C.-J. Li, C.-H. Hsiao, F.-K. Wang, T.-S. Horng, and K.-C. Peng, "A Rigorous Analysis of a Phase-Locked Oscillator Under Injection," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 58, pp. 1391–1400, May 2010.
- [134] F. Ramirez, M. Ponton, S. Sancho, and A. Suarez, "Phase-Noise Analysis of Injection-Locked Oscillators and Analog Frequency Dividers," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 56, no. 2, pp. 393–407, 2008.

- [135] J.-C. Chien and L.-H. Lu, "Analysis and Design of Wideband Injection-Locked Ring Oscillators With Multiple-Input Injection," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 42, pp. 1906–1915, Sept. 2007.
- [136] R. J. Betancourt-Zamora, S. Verma, and T. H. Lee, "1-GHz and 2.8-GHz CMOS injection-locked ring oscillator prescalers," in *VLSI Circuits, 2001. Digest of Technical Papers. 2001 Symposium on*, p. 47–50, 2001.
- [137] H. R. Rategh and T. H. Lee, "Superharmonic injection-locked frequency dividers," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 34, no. 6, p. 813–821, 1999.
- [138] A. Mazzanti, P. Uggetti, and F. Svelto, "Analysis and design of injection-locked LC dividers for quadrature generation," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 39, pp. 1425–1433, Sept. 2004.
- [139] A. Mirzaei, M. Heidari, R. Bagheri, S. Chehrazi, and A. Abidi, "The Quadrature LC Oscillator: A Complete Portrait Based on Injection Locking," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 42, pp. 1916–1932, Sept. 2007.
- [140] B. Fahs, W. Ali-Ahmad, and P. Gamand, "A Two-Stage Ring Oscillator in 0.13- μm CMOS for UWB Impulse Radio," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 57, pp. 1074–1082, May 2009.
- [141] L.-H. Lu and J.-C. Chien, "A wide-band CMOS injection-locked ring oscillator," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 15, pp. 676–678, Oct. 2005.
- [142] D. Grujić, M. Savic, and J. Popović-Bozović, "A power efficient frequency divider for 60 GHz band," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 21, pp. 148–150, Mar. 2011.
- [143] J. Yun, H. Kim, H. Seo, and J.-S. Rieh, "A 140 GHz single-ended injection locked frequency divider with inductive feedback in SiGe HBT technology," in *Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems (SiRF), 2012 IEEE 12th Topical Meeting on*, p. 61–64, 2012.

Biografija autora

Kandidat Dušan Grujić je rođen u Beogradu, Republika Srbija, 22. oktobra 1981. godine. Osnovnu školu i gimnaziju je završio u Požarevcu. Školovanje je nastavio na Elektrotehničkom fakultetu u Beogradu, na smeru za Elektroniku. Pored redovnih obaveza na osnovnim studijama, kandidat je bio angažovan i na drugim aktivnostima na fakultetu i van njega. U toku školske 2003/04. godine bio je angažovan kao student demonstrator u Laboratoriji za elektroniku. Učestvovao je na projektu studentske bespilotne letelice EMA UAV, gde je razvijao algoritme i hardversku implementaciju QR dekompozicije matrice za primenu u Kalmanovom filtru za fuziju senzorskih podataka navigacione jedinice, koji su rezultovali diplomskim radom. Tokom 2005. godine radio je na izradi diplomskog rada na Universidad Politécnica de Madrid u okviru Tempus projekta. Diplomirao je septembra 2006. sa prosečnom ocenom 8.60 i diplomskim radom na temu "FPGA implementacija QR dekompozicije matrice". Tokom studija radio je kao mladi i stručni saradnik, a kasnije i kao rukovodilac programa Primenjene fizike i elektronike u Istraživačkoj stanici Petnica u Valjevu. Doktorske studije na Elektrotehničkom fakultetu u Beogradu, smer Elektronika, upisao je 2007. godine. Odobrena mu je izrada doktorske teze pod naslovom "Metodi projektovanja monolitnih mikrotalasnih integrisanih kola predviđenih za rad sa signalima učestanosti oko 60 GHz".

Profesionalnu karijeru započeo je u aprilu 2007. godine u firmi TES Electronic Solutions GmbH u Štuttgartu, Nemačka, a od 2008. do 2013. godine u ispostavi u Beogradu. U okviru svog angažovanja u TES-u radio je na razvoju i projektovanju više od 15 analognih i RF/mikrotalasnih integrisanih kola visokih performansi u CMOS i BiCMOS procesima, za upotrebu u komercijalnim i profesionalnim primenama. Od aprila 2013. godine radi u firmi **novelIC**, u kojoj je jedan od osnivača, na poziciji tehničkog direktora za analogni/RF dizajn.

Paralelno sa profesionalnom, kandidat je aktivan i u akademskoj karijeri u okviru koje je objavio po dva rada u vrhunskim međunarodnim časopisima i međunarodnim konferencijama, kao i tri rada u na domaćim konferencijama. Učestvovao je u mentorisanju diplomskih i master radova rađenih na Elektrotehničkom fakultetu

u Beogradu, Elektronskom fakultetu u Nišu i Fakultetu tehničkih nauka u Novom Sadu. Kandidat je bio angažovan kao eksterni recenzent međunarodne konferencije XXVI IEEE International Conference on Computer Design - ICCD 2008, Lake Tahoe, California. Od 2011. godine angažovan je kao recenzent vrhunskih međunarodnih časopisa IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques i IEEE Microwave and Wireless Components Letters. Član je međunarodnog udruženja inženjera elektrotehnike IEEE u svojstvu punopravnog člana.