

UNIVERZITET U BEOGRADU
ELEKTROTEHNIČKI FAKULTET

Milenko M. Milićević

Pojačavači snage u klasi A sa
istovremenim konjugovanim
prilagođenjem i prilagođenjem po
snazi pri velikim signalima na izlaznom
pristupu

doktorska disertacija

Beograd, 2019

UNIVERSITY OF BELGRADE
SCHOOL OF ELECTRICAL ENGINEERING

Milenko M. Milićević

Power amplifiers in class A with
simultaneous conjugate and large
signal power matching at the output
port

Doctoral Dissertation

Belgrade, 2019

Komisija

dr Dušan Grujić, docent (mentor)
Univerzitet u Beogradu – Elektrotehnički fakultet

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

dr Radivoje Đurić, docent
Univerzitet u Beogradu – Elektrotehnički fakultet

dr Jelena Radić, docent
Univerzitet u Novom Sadu – Fakultet tehničkih nauka

dr Milan Ilić, redovni profesor
Univerzitet u Beogradu – Elektrotehnički fakultet

dr Dragan Olćan, vanredni profesor
Univerzitet u Beogradu – Elektrotehnički fakultet

Naslov: POJAČAVAČI SNAGE U KLASI A SA ISTOVREMENIM KONJUGOVANIM PRILAGOĐENJEM I PRILAGOĐENJEM PO SNAZI PRI VELIKIM SIGNALIMA NA IZLAZNOM PRISTUPU

Rezime

Disertacija se bavi razvojem metodologije projektovanja i unapređenjem topologija pojačavača snage u klasi A sa istovremenim konjugovanim prilagođenjem i prilagođenjem po snazi pri velikim signalima na izlaznom pristupu.

Jedan od osnovnih zahteva za svaki pojačavač snage jeste efikasnost. U slučaju pojačavača snage u klasi A, tranzistor treba prilagoditi po snazi pri velikim signalima na izlaznom pristupu da bi se opterećenju predala maksimalna moguća snaga.

Osim prilagođenja po snazi, pojačavači male i srednje snage često moraju biti i konjugovano-kompleksno prilagođeni na izlaznom pristupu. Ovaj zahtev je bitan pošto je uobičajeno da je sledeći stepen projektovan tako da optimalno radi kada je konjugovano-kompleksno prilagođen na ulaznom pristupu. Pojačavači male i srednje snage su obično implementirani u standardnoj *complementary metal-oxide semiconductor* (CMOS) tehnologiji, dok naredni stepen može biti filter za potiskivanje neželjenih harmonika ili pojačavač snage napravljen u nekoj od III-V generacija poluprovodničke tehnologije sa znatno većom izlaznom snagom.

Standardni pojačavač sa zajedničkim sorsom može biti prilagođen po snazi pri velikim signalima ili konjugovano prilagođen na izlaznom pristupu, ali se oba prilagođenja ne mogu, u opštem slučaju, ostvariti istovremeno. Da bi se prevazišlo pomenuto ograničenje, predložena je topologija pojačavača sa drejn-gejt povratnom spregom kao i kompletna metodologija projektovanja. U svrhu verifikacije razvijene teorije, projektovan je širokopolasni pojačavač snage u 130 nm RFCMOS tehnologiji. Postignuta je maksimalna izlazna snaga od 7 dBm i efikasnost od 20%, u opsegu učestanosti od 6 do 9 GHz. Koeficijent refleksije na ulaznom i izlaznom pristupu je manji od -8,5 dB i -9,5 dB, redom.

Ključne reči: pojačavač snage, prilagođenje po snazi, konjugovano-kompleksno prilagođenje, CMOS, integrisana tehnologija, punotalasna analiza

Naučna oblast: Elektrotehnika i računarstvo

Uža naučna oblast: Elektronika

UDK broj: 621.3

**Title: POWER AMPLIFIERS IN CLASS A WITH
SIMULTANEOUS CONJUGATE AND LARGE SIGNAL
POWER MATCHING AT THE OUTPUT PORT**

Abstract

The dissertation deals with the development of design methodology and the enhancement of topology of power amplifiers in class A with simultaneous conjugate and power matching for large signals at the output port.

One of the major demands for any power amplifier is power efficiency. In the case of a power amplifier in Class A, the transistor needs to be power matched for large signals at the output port in order to deliver maximum power to the load. This criterion is particularly important in the case of an amplifier with an output power of the order of 30 dBm or more.

In addition to power matching, small and medium power amplifiers often have to be conjugately matched at the output port as well. This requirement is important because it is quite common that the next stage is designed so that it works optimally when it is conjugately matched at the input port. Small and medium power amplifiers are usually implemented in standard *complementary metal-oxide semiconductor* CMOS technology, while the next stage can be a filter for suppressing unwanted harmonics or a power amplifier made in one of the III-V generations of semiconductor technology with significantly higher output power.

A standard common-source amplifier can be designed to be either large signal power matched or conjugately matched at the output port, but not both of them at the same time. In order to overcome the mentioned limit, we propose a simple topology based on a drain-gate feedback amplifier, together with a complete design methodology. For the purpose of verifying the developed theory, a broadband power amplifier is designed in 130 nm RFCMOS technology. The amplifier achieves 7 dBm peak output power and maximum power efficiency of about 20% in the frequency range from 6 to 9 GHz. Input and output return loss are better than 8.5 and 9.5 dB, respectively.

Keywords: power amplifier, power matching, conjugate matching, CMOS, integrated technology, full wave simulation

Scientific area: Electrical and Computer Engineering

Scientific subarea: Electronics

UDC number: 621.3

Sadržaj

1	Uvod	1
1.1	Pojačavači snage u cevnoj tehnici	2
1.1.1	Klistroni	3
1.1.2	Cevi sa progresivnim talasom	5
1.1.3	Magnetroni	5
1.2	Antenski nizovi	6
1.3	Poluprovodnički pojačavači snage	10
1.3.1	Silicijumska CMOS poluprovodnička tehnologija	10
1.3.2	SiGe BiCMOS poluprovodnička tehnologija	11
1.3.3	GaAs poluprovodnička tehnologija	13
1.3.4	GaN poluprovodnička tehnologija	13
1.3.5	Modelovanje aktivnih poluprovodničkih elemenata	14
1.3.6	Pakovanje	15
1.4	Primena pojačavača snage u komunikacionim sistemima	17
1.4.1	Modulacije	17
1.5	Organizacija disertacije	20
2	Pregled literature i osnovnih pojmova za pojačavač snage u klasi	
A		21
2.1	Tipovi prilagođenja	22
2.1.1	Konjugovano-kompleksno prilagođenje	22
2.1.2	Prilagođenje po šumu	22
2.1.3	Prilagođenje po refleksiji	23
2.1.4	Prilagođenje po snazi pri velikim signalima	23
2.2	Mreže za prilagođenje	24
2.2.1	L-mreže za prilagođenje	24
2.2.2	II-mreže za prilagođenje	26
2.2.3	Gubici L-mreže za prilagođenje	26
2.2.4	Bode-Fano kriterijum	28
2.3	Pojačavači za mali signal	31
2.3.1	Ulazna i izlazna admitansa i naponsko pojačanje	31
2.3.2	Pojačanje snage	32

2.3.3	Stabilnost	34
2.4	Pojačavač snage prilagođen po snazi pri velikim signalima na izlaznom pristupu	36
2.4.1	Prilagođenje po snazi pri velikim signalima	36
2.4.2	Projektovanje tranzistora	42
2.4.3	Tehnike za povećanje amplitude izlaznog napona	46
2.4.4	Primer projektovanja pojačavača snage prilagođenog po snazi pri velikim signalima na izlaznom pristupu	49
3	Pojačavač snage sa konjugovano-kompleksnim i prilagođenjem po snazi pri velikim signalima na izlaznom pristupu	55
3.1	Pojačavač snage sa zajedničkim sorsom i otpornikom u drejnu (POD)	57
3.1.1	Primer projektovanja pojačavača snage sa zajedničkim sorsom i otpornikom u drejnu	58
3.2	Tranzistor sa drejn-gejt povratnom spregom	60
3.2.1	Prilagođenje po snazi tranzistora sa drejn-gejt povratnom spregom	62
3.3	Metodologija projektovanja pojačavača snage sa drejn-gejt povratnom spregom i konjugovano-kompleksnim i prilagođenjem po snazi na izlaznom pristupu	65
3.3.1	Analitičko projektovanje	65
3.3.2	Poređenje topologija	71
3.3.3	Grafičko projektovanje pojačavača sa drejn-gejt povratnom spregom	74
4	Primer projektovanja pojačavača snage sa drejn-gejt povratnom spregom	78
4.1	Fizička realizacija projektovanog pojačavača snage	80
4.2	Modelovanje parazitnih efekata	82
4.2.1	Ekstrakcija RC parazitnih elemenata	83
4.2.2	Površinski efekat	85
4.2.3	Efekat blizine	86
4.2.4	Elektromagnetska analiza	87
4.3	Rezultati merenja projektovanog pojačavača snage	89
5	Zaključak	98

Slike

1	Primer radara za rano upozorenje iz Drugog svetskog rata [1].	1
2	Blok-dijagram predajnika radarskog sistema.	2
3	Oblasti rada poluprovodničkih pojačavača snage i pojačavača snage baziranih na cevnoj tehnici [1].	3
4	Klistronski pojačavač snage [1].	4
5	Klistron za S opseg kompanije CPI [3].	4
6	Pojačavač snage baziran na cevi sa progresivnim talasom [1].	5
7	Cev sa progresivnim talasom kompanije CPI [3].	6
8	Šematski prikaz magnetrona [1].	7
9	Magnetron za S opseg kompanije CPI [3].	7
10	VHF parabolična antena [1].	8
11	Arhitektura radara sa pasivnom faznom rešetkom [1].	8
12	Radarski sistem S300 kompanije Almaz-Antei [4].	9
13	Radarski sistem za X opseg kompanije Tales.	9
14	Arhitektura radara sa aktivnom faznom rešetkom [1].	10
15	NMOS tranzistor u tipičnom CMOS SOI procesu.	11
16	Komercijalno dostupna tehnologija BiCMOS 55 nm kompanije ST Microelectronics [8].	12
17	Integrirano kolo u pakovanju [35].	15
18	Tipovi pakovanja: (a) wire-bonding, (b) flip-chip [36].	15
19	Kuglice za povezivanje čipa i pakovanja [37].	16
20	Primer pakovanja sa dva nezavisna čipa [38].	17
21	Konstelacioni diagram, BPSK modulacije.	18
22	Konstelacioni dijagram, QPSK modulacije.	19
23	Konstelacioni diagram, 16-QAM modulacije.	19
24	Kapacitet kanala u odnosu na propusni opseg kanala.	20
25	Vod.	23
26	Mreža za prilagođenje.	24
27	L-mreže za prilagođenje.	24
28	L-mreže za prilagođenje sa rednim kondenzatorom.	25
29	Transformacija iz paralelne u rednu vezu.	25
30	Π-mreže za prilagođenje.	26

31	Rezonantno kolo sa uključenim parazitnim otpornikom kalema.	27
32	Mreža za prilagođenje sa više kaskadiranih L sekcija.	27
33	Efikasnost LC mreže za transformaciju impedanse u zavisnosti od broja sekcija.	28
34	Bode-Fano kriterijum.	29
35	Frekvencijska karakteristika optimalnog koeficijenta refleksije.	30
36	Mreža sa dva pristupa.	31
37	Različite definicije snage u mreži sa dva pristupa.	33
38	Pojačavač snage u klasi A.	37
39	Model pojačavač snage u klasi A na niskim učestanostima.	37
40	Radna prava tranzistora.	37
41	Vremenski oblici izlazne struje i napona pojačavačkog tranzistora opterećenog sa: (a) R_{opt} , (b) pR_{opt} , (c) R_{opt}/p	38
42	Vremenski oblici izlazne struje i napona pojačavačkog tranzistora sa kompleksnim opterećenjem.	40
43	Geometrijsko mesto tačaka impedansi za koje pojačavač isporučuje snagu u opsegu od P_{max} do P_{max}/p	41
44	Ekvivalentno kolo NMOS tranzistora.	41
45	Mreža za prilagođenje.	42
46	Mreža za prilagođenje i NMOS tranzistor.	42
47	Poprečni presek NMOS tranzistora.	43
48	Pojednostavljen model NMOS tranzistora za mali signal.	44
49	Kaskodna konfiguracija sa: (a) standardnim, (b) debelim oksidom.	47
50	Kaskodna konfiguracija sa dinamičkom polarizacijom.	49
51	Kolo za testiranje prelazne učestanosti tranzistora.	50
52	Prelazna učestanost tranzistora u zavisnosti od gustine struje polarizacije.	50
53	Kolo za testiranje optimalnog opterećenja tranzistora za maksimalnu izlaznu snagu.	51
54	Zavisnost maksimalne izlazne snage od rezistivnog opterećenja.	52
55	Mreža za prilagođenje na izlazu pojačavača snage.	53
56	Maksimalna izlazna snaga pojačavača snage u zavisnosti od učestanosti.	54
57	RF sistem sa GaAs pojačavačem snage.	55
58	RF sistem sa eksternim filtrom za potiskivanje neželjenog zračenja.	55

59	Pogonsko pojačanje snage pojačavača snage SKY65124 kompanije Skyworks.	56
60	Frekvencijski odziv filtra propusnika opsega učestanosti kompanije Johanson Technology.	57
61	Model pojačavača snage sa zajedničkim sorsom i otpornikom u drejnu.	57
62	Mreža za prilagođenje na izlazu pojačavača snage.	59
63	Parametar S_{22}	60
64	Izlazna snaga.	60
65	Model za mali signal pojačavača sa povratnom spregom.	61
66	Pojačavač snage sa drejn-gejt povratnom spregom.	62
67	Model pojačavača za računanje naponskog pojačanja.	62
68	Model pojačavača za računanje uslova za prilagođenje po snazi.	63
69	Konture konstantne snage sa i bez povratne sprege.	65
70	Nelinearni model pojačavača za mali signal.	69
71	Model izlaznog opterećenja.	71
72	NMOS tranzistor sa uključenim parazitnim elementima.	74
73	Relativna efikasnost.	75
74	Konture konjugovano-kompleksnog i prilagođenja po snazi.	77
75	Pojačavač sa drejn-gejt povratnom spregom konjugovano-kompleksno prilagođen na ulaznom i izlaznom pristupu i prilagođen po snazi na izlaznom pristupu.	78
76	Konture konstantne snage i konstantnog konjugovano-kompleksnog prilagođenja.	79
77	Fotografija pojačavača.	80
78	Horizontalni presek strukture za razvođenje napajanja i mase.	81
79	Vertikalni presek strukture za razvođenje napajanja i mase.	81
80	Vod za povezivanje komponenata na čipu.	82
81	Poprečni presek voda.	82
82	Projektovani metalni vodovi (puna linija) i metalni vodovi na fabri- kovanom čipu [101].	83
83	Zavisnost <i>sheet resistance</i> od širine metalne linije u 130 nm CMOS tehnologiji [104].	84
84	Tačnost i brzina određivanja parazitnih kapacitivnosti primenom ra- zličitih algoritama [104].	85
85	<i>Skin</i> efekat [76].	85

86	Skin efekat u pravougaonom provodniku u slobodnom prostoru $w = 6 \mu\text{m}$, $d = 3 \mu\text{m}$ [76].	87
87	Skin i efekat blizine u mikrostrip traci voda $w = 6 \mu\text{m}$, $d = 3 \mu\text{m}$, $h = 9,16 \mu\text{m}$ [76].	87
88	Poprečni presek 130 nm CMOS tehnologije.	88
89	Simulirani rezultati za parametar S_{11} primenom različitih metoda modelovanja vodova.	89
90	Simulirani rezultati za parametar S_{21} primenom različitih metoda modelovanja vodova.	90
91	Simulirani rezultati za parametar S_{22} primenom različitih metoda modelovanja vodova.	90
92	Merna stanica SUSS PM5 Analytical Probe System.	91
93	Vektorski analizator mreže Agilent N5230A.	91
94	RF GSG sonde Cascade Microtech Infinity.	92
95	DC sonda u GPG konfiguraciji.	92
96	Postavka za karakterizaciju pojačavača snage.	93
97	Poređenje merenih i simuliranih rezultata za parametar S_{11}	93
98	Poređenje merenih i simuliranih rezultata za parametar S_{21}	94
99	Poređenje merenih i simuliranih rezultata za parametar S_{22}	94
100	Poređenje merenih i simuliranih rezultata za parametar K	95
101	Poređenje merenih i simuliranih rezultata za parametar Δ	95
102	Poređenje merenih i simuliranih rezultata za parametar $OP_{1\text{dB}}$	96
103	Poređenje merenih i simuliranih rezultata za parametar PAE	96

Tabele

1	Vrednosti komponenti.	59
2	Projektne parametri.	79
3	Krajnje vrednosti projektnih parametara.	80
4	Provodnost i dubina prodiranja različitih provodnika.	86
5	Poređenje rezultata merenja projektovanog pojačavača sa podacima iz literature.	97

1 Uvod

Razvoj i evolucija pojačavača snage tesno su povezani sa razvojem radara. Impulsni radar se može definisati kao senzor koji meri prisustvo i lokaciju objekata tako što šalje usmereni elektromagnetski impuls i meri reflektovani deo elektromagnetske energije. Merenjem vremenskog intervala od trenutka slanja elektromagnetskog talasa do trenutka prijema reflektovane energije može se odrediti rastojanje objekta u odnosu na senzor. Brzina pokretnog objekta meri se na osnovu Doplerovog pomeraja učestanosti reflektovanog u odnosu na poslani signal.

Ser Robert Watson Watt (sir Robert Watson-Watt) smatra se pronalazačem radara [1]. On je posle obavljenih teoretskih, a potom i eksperimentalnih ispitivanja, prijavio patent 1935. godine. Prva praktična primena tih sistema zabeležena je početkom Drugog svetskog rata. Velika Britanija sagradila je 21 radar za rano upozorenje (slika 1), na različitim delovima svoje teritorije, koji su služili za pravo-

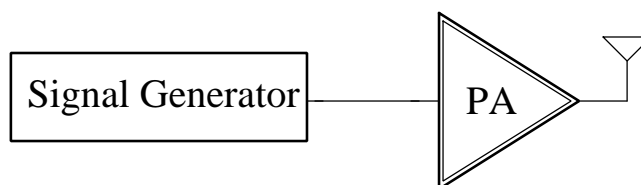


Slika 1: Primer radara za rano upozorenje iz Drugog svetskog rata [1].

vremeno detektovanje i lociranje neprijateljskih bombardera. Maksimalna izlazna snaga bila je oko 350 kW. Avione su mogli detektovati na rastojanju do 300 km, što im je davalo dovoljno vremena da upozore civilno stanovništvo i pregrupišu i pošalju lovačku avijaciju u pravcu neprijateljskih bombardera. Na taj način, sačuvano je mnogo ljudskih života, a u vojnom pogledu ostvarena je značajna strateška

prednost. Zbog ogromnog vojnog potencijala, radari su postali važan predmet istraživanja u koja se ulažu velika novčana sredstva. Interesantno je naglasiti da je prvi procesor za obradu signala razvijen za potrebe radarskih sistema [1].

Jedan od najvažnijih parametara svakog radara je maksimalni domet. Maksimalni domet je određen odnosom signal/šum na prijemniku radarskog sistema. Pošto je termički šum prisutan u svim elektronskim uređajima, maksimalni domet može se povećati povećavanjem snage signala, a samim tim i povećavanjem energije zračenja radara. Vršna snaga zračenja radara kreće se od nekoliko desetina kW pa sve do nekoliko MW. Blok-dijagram predajnika radarskog sistema prikazan je na slici 2. Zbog velike izlazne snage, pojačavač snage (PA) je nezaobilazna komponenta svakog radarskog sistema.



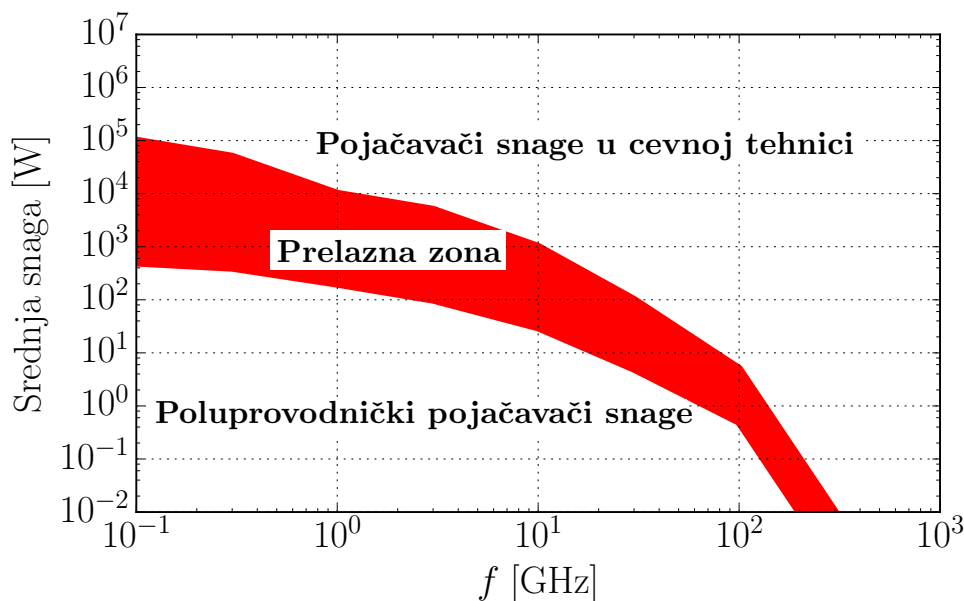
Slika 2: Blok-dijagram predajnika radarskog sistema.

Pojačavače snage možemo podeliti na pojačavače snage projektovane u poluprovodničkoj tehnologiji i pojačavače snage bazirane na mikrotalasnim cevima. Uprkos velikom napretku poluprovodničkih tehnologija, za generisanje velikih snaga i dalje se koriste mikrotalasne cevi. Na slici 3 prikazane su oblasti rada pojačavača projektovanih u navedene dve tehnike. Izlazni stepen radio-predajnika, čija je srednja snaga reda veličine 1 kW, pretežno se radi u cevnoj tehnici [2]. Važno je razlikovati vršnu i srednju snagu predajnika. Radarski sistemi često generišu veoma kratke impulse, reda veličine μs , dok je period između dva pulsa reda veličine ms, što je oko hiljadu puta duže. Zbog velikog odnosa trajanja signala i pauze, u impulsnom režimu moguće je kratkotrajno preopteretiti neke aktivne komponente, tako da se može postići odnos vršne i srednje snage dva ili tri reda veličine.

1.1 Pojačavači snage u cevnoj tehnici

Kao što je već rečeno, pojačavači snage u cevnoj tehnici su i dalje najpopularniji u sistemima velike snage. Neke od najzastupljenijih mikrotalasnih cevi su:

- Klistroni,
- Magnetroni,



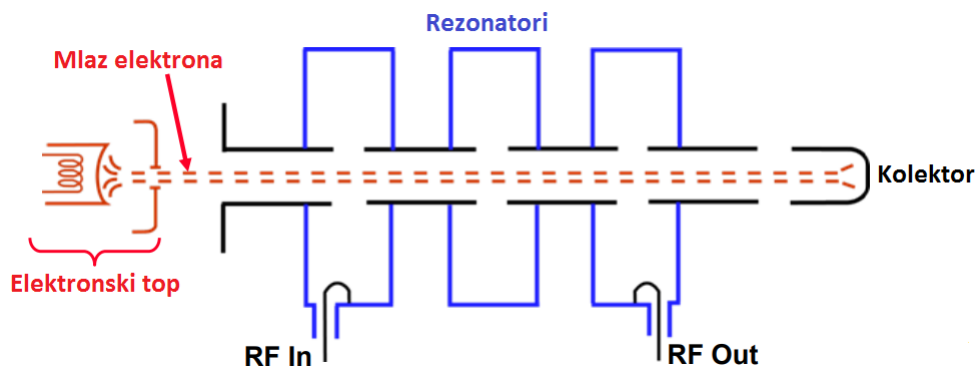
Slika 3: Oblasti rada poluprovodničkih pojačavača snage i pojačavača snage baziranih na cevnoj tehnici [1].

- Cevi sa progresivnim talasom.

1.1.1 Klistroni

Prvi klistroni razvijeni su tridesetih godina prošlog veka, dok je njihova masovna upotreba u radarskim sistemima počela pedesetih godina prošlog veka. Primenjuju se u opsegu od 1 do 100 GHz, a konkretno u radarskim sistemima od 1 do 10 GHz. Izlazna snaga najjačih klistrona kreće se oko 100 kW pri 1 GHz u kontinualnom modu, dok je u impulsnom modu oko 1000 puta veća. Efikasnost je od 35 do 50%, a propusni opseg od 2 do 15% centralne učestanosti. Klistroni se mogu pohvaliti i velikim pojačanjem snage od 10 do 70 dB, što u velikoj meri smanjuje optrećenje prethodnog stepena.

Rad klistrona zasnovan je na brzinskoj modulaciji elektronskog mlaza [2]. Osnovni delovi klistrona su elektronski top, rezonatori i kolektor (slika 4). Mlaz elektrona počinje na katodi, a završava se na kolektoru. Prvi rezonator se pobuđuje relativno slabim ulaznim signalom učestanosti jednakoj ili vrlo bliskoj rezonantnoj učestanosti rezonatora. Na taj način se u rezonatoru stvara promenljivo elektromagnetsko polje, koje moduliše brzinu kretanja elektrona. Elektroni promenljive brzine indukuju jako elektromagnetsko polje u poslednjem rezonatoru, iste učestanosti kao ulazni signal. Poslednji rezonator povezan je na izlazni priključak, gde se dobija signal



Slika 4: Klistronski pojačavač snage [1].

velike snage.



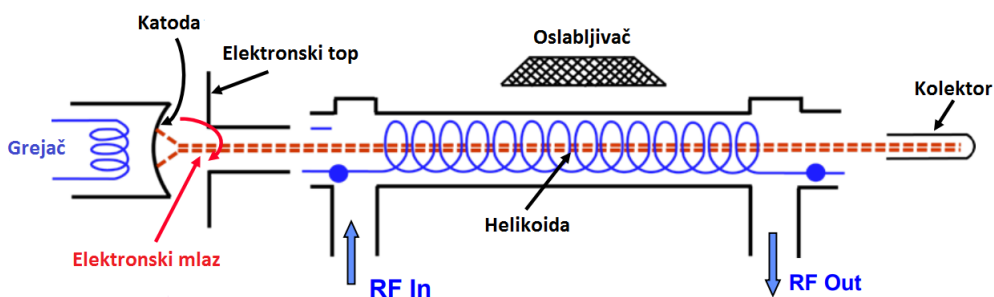
Slika 5: Klistron za S opseg kompanije CPI [3].

Primer klistrona za S opseg kompanije CPI [3] prikazan je na slici 5. Frekvencijski opseg podesiv je od 2,7 GHz do 2,9 GHz. Izlazna snaga u kontinualnom modu je 3 kW, dok je u impulsnom modu 2 MW. Pojačanje snage je 50 dB u propusnom opsegu od oko 30 MHz. Efikasnost je 45%.

1.1.2 Cevi sa progresivnim talasom

Cev sa progresivnim talasima koristi se u širokopojasnim sistemima velike snage. Postoje cevi koje daju izlaznu snagu u impulsnom modu oko 100 kW pri 10 GHz, sa propusnim opsegom oko 1 GHz. Pojaćenje snage je od 30 do 60 dB. Efikasnost je relativno mala i iznosi od 3 do 30%.

Princip rada sličan je klustronu i može se objasniti na osnovu slike 6. Električni



Slika 6: Pojačavač snage baziran na cevi sa progresivnim talasom [1].

mlaz se stvara u električnom topu, a završava na kolektoru, kao i kod klustrona. Ulaznim RF signalom pobuđuje se helikoida, na njenom početku, blizu električnog topa. Električno polje helikolide menja brzinu mlaza elektrona u prvoj trećini cevi. Elektroni promenljive brzine generišu jak elektromagnetski talas, koji pobuđuje izlazni priključak cevi. Jedan deo elektromagnetske energije vraća se ka ulazu i on se mora oslabiti primenom posebnih materijala, koji se postavljaju oko sredine cevi. Povratni talas može prouzrokovati neželjene oscilacije i zbog toga se mora značajno oslabiti.

Primer cevi sa progresivnim talasom kompanije CPI [3] dat je na slici 7. Izlazna snaga u impulsnom modu je 100 kW. Radna učestanost je 10 GHz. Pojaćenje snage je 50 dB u propusnom opsegu od 1 GHz.

1.1.3 Magnetroni

Magnetron nije pojačavač snage nego oscilator velike snage. Bio je među prvim uređajima korišćenim za generisanje RF signala velike snage. Izlazna snaga u impulsnom modu reda je veličine 100 MW na 10 GHz, dok je u kontinualnom modu oko 1000 puta manja. Koeficijent iskorišćenja magnetrona je veoma visok i kreće se od 50 do 80%. Izlazni signal je uskopojasni, a promena učestanosti moguća je jedino mehaničkim podešavanjima. Magnetroni se i dalje često koriste u uskopojasnim radarima velike snage. Takođe, česti su izvori kod mikrotalasnog zagrevanja.



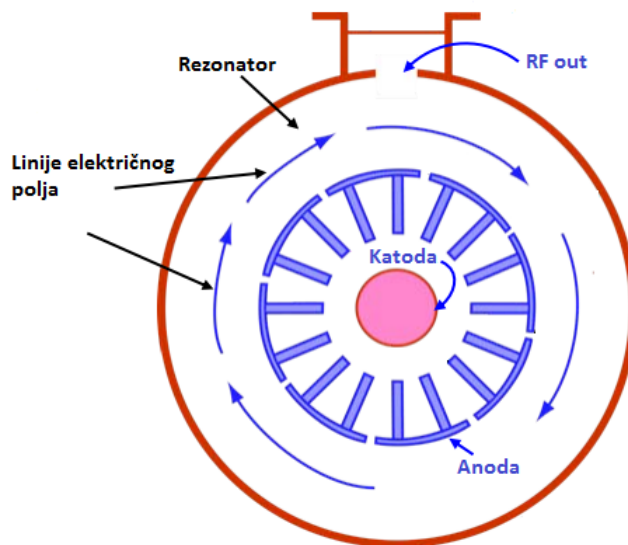
Slika 7: Cev sa progresivnim talasom kompanije CPI [3].

Struktura magnetrona prikazana je na slici 8. Elektroni promenljive brzine stvaraju jako obrtno elektromagnetsko polje. Deo energije tog polja predaje se izlaznom priključku talasovoda.

Magnetron za S opseg kompanije CPI [3] prikazan je na slici 9. Učestanost je moguće mehanički podešavati u opsegu od 2,7 do 2,9 GHz. Izlazna snaga u impulsnom modu je 3 MW.

1.2 Antenski nizovi

Da bi se obezbedila precizna detekcija objekata, potrebno je usmeriti elektromagnetsku energiju u relativno mali deo prostora i proveriti da li u njemu postoji objekat ili ne. U tu svrhu se koriste usmerene antene velikog pojačanja. Pojačanje antene proporcionalno je odnosu efektivne površine i kvadrata talasne dužine. Posmatrajmo primer parabolične antene sa slike 10. Prečnik antene je 47,5 m, a masa oko 400 tona. Pojačanje je 30 dBi. Da bi antena skenirala prostor, potrebno ju je mehanički pomerati i usmeravati elektromagnetsku energiju u različite delove



Slika 8: Šematski prikaz magnetrona [1].



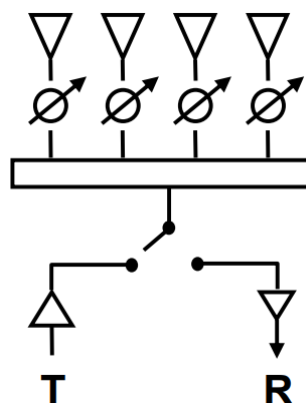
Slika 9: Magnetron za S opseg kompanije CPI [3].

prostora. Taj proces je veoma spor i neefikasan. Povećavanjem radne učestanosti, moguće je smanjiti dimenzije i masu antene, ali čisto mehaničko skeriranje i dalje je relativno spor proces, sklon čestim kvarovima.

Prvo rešenje pojavilo se u vidu pasivnog antenskog niza (slika 11). Izlazni stepen radara sastoji se od pojačavača snage velike snage (projektovanog u cevnoj tehnici) i feritnih pomerača faze povezanih na svaki pojedinačni element antenskog niza. Promenom faze elemenata antenskog niza, moguće je kontrolisati dijagram zračenja bez mehaničkog pomeranja sistema. Brzina skeniranja se meri u ms. Ipak, električnim skeniranjem nije moguće pokriti veliki prostorni ugao, pa se zbog toga često koristi



Slika 10: VHF parabolična antena [1].



Slika 11: Arhitektura radara sa pasivnom faznom rešetkom [1].

zajedno sa mehaničkim skeniranjem ili se postavlja nekoliko nezavisnih antenskih nizova. Primer kombinovanja mehaničkog i električnog skeniranja je radar sistema S300 [4] kompanije Almaz-Antei. Kombinacija više statičkih antenskih nizova često se koristi u brodskim radarima. Primer je radar za X opseg kompanije Tales, prikazan na slici 13.

Najnovija i najnaprednija arhitektura radarskog sistema je radar sa aktivnom faznom rešetkom (slika 14). Svaki pojedinačni element antenskog niza pobuđuje se nezavisnim modulom koji se sastoji od: pomerača faze, oslabljivača, pojačavača snage, cirkulatora i malošumnog pojačavača. Pošto svaki antenski element ima poseban pojačavač snage, tipična izlazna snaga pojačavača u opsegu je od 100 mW do 20 W. Ovakav pojačavač snage može se projektovati u poluprovodničkoj tehnologiji.

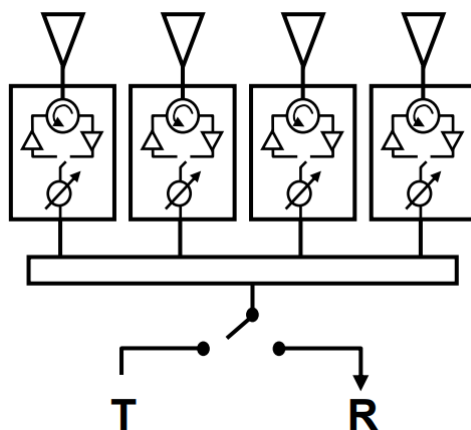


Slika 12: Radar sistema S300 kompanije Almaz-Antei [4].



Slika 13: Radar za X opseg kompanije Tales.

Broj elemenata antenskog niza kreće se od nekoliko hiljada do nekoliko desetina hiljada. Sistem je vrlo robusan, može nastaviti da nesmetano radi čak i slučaju da je 10% jediničnih elemenata неисправno. Oblikovanje dijagrama zračenja postiže se kontrolom ne samo faze, nego i amplitude izlaznog signala. Na taj način mogu se dodatno potisnuti neželjeni bočni lobovi dijagrama zračenja antene. Zahtevi za ve-



Slika 14: Arhitektura radara sa aktivnom faznom rešetkom [1].

likom izolacijom cirkulatora znatno su relaksirani. Primera radi, ako je maksimalna snaga jediničnog pojačavača snage 10 W, izolacija cirkulatora od 30 dB dovoljna je da zaštiti ulazni stepen malošumnog pojačavača. Sa druge strane, kod standardnih radara sa jednom antenom, maksimalna izlazna snaga reda je nekoliko desetina MW, pa je zahtevana izolacija cirkulatora 90 dB i veća. Takve cirkulatore je gotovo nemoguće realizovati sa postojećom tehnologijom. Da bi se poboljšala izolacija, koriste se posebna kola za ograničenje snage na ulazu malošumnih pojačavača. Dodatna električna kola unose slabljenje i povećavaju faktor šuma radarskog prijemnika.

1.3 Poluprovodnički pojačavači snage

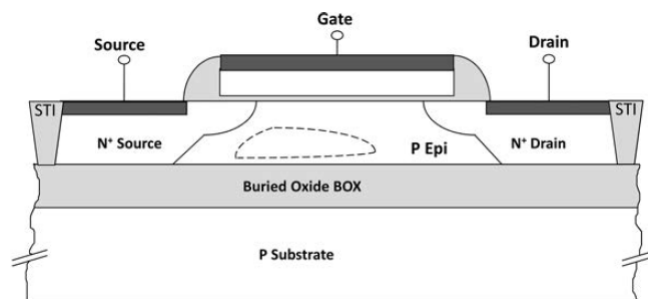
Kao što je već pomenuto u prethodnom poglavlju, najsavremeniji radarski sistemi bazirani su na poluprovodničkoj tehnologiji. Postoji više različitih poluprovodničkih tehnologija, od kojih možemo izdvojiti: Si, SiGe, GaAs i GaN.

1.3.1 Silicijumska CMOS poluprovodnička tehnologija

Silicijumska CMOS tehnologija koristi se u RF aplikacijama počev od 1990. godine. U savremenim CMOS procesima moguće je ostvariti veliku maksimalnu učestanost oscilovanja f_{\max} po ceni smanjenja probojnog napona. Standardna RF kola za mali signal, npr. malošumni pojačavač, mogu ostvariti odlične performanse, čak i pri malom probojnom naponu. Sa druge strane, izlazna snaga dobro projektovanog pojačavača snage direktno je ograničena probojnim naponom tranzistora. Primera radi, da bi se predala snaga od 1 W opterećenju od 50 Ω , potrebno je obezbediti izlaznu amplitudu signala od 10 V, što je daleko više od probojnog napona savreme-

nih CMOS tehnologija (od 2 do 3 V). Smanjenje amplitude napona na tranzistoru postiže se primenom izlazne mreže za transformaciju impedanse. Veliki transformacioni odnos mreže za transformaciju impedanse sa relativno malim gubicima može se ostvariti jedino primenom reaktivnih komponenti sa velikim faktorom dobrote. Nažalost, u standardnoj CMOS tehnologije kalemovi i transformatori imaju faktor dobrote od 10, pa do maksimalno 25-30 kod diferencijalnih kalemova.

Performanse pojačavača snage se mogu značajno poboljšati korišćenjem *silicon on insulator* (SOI) CMOS tehnologije, koja predstavlja svojevrsnu nadogradnju standardnog CMOS procesa. Jedina razlika je u tome što, umesto klasičnog CMOS vejfera (*wafers*), koristi se vejfer sa ukopanim oksidom (slika 15). Probojni napon



Slika 15: NMOS tranzistor u tipičnom CMOS SOI procesu.

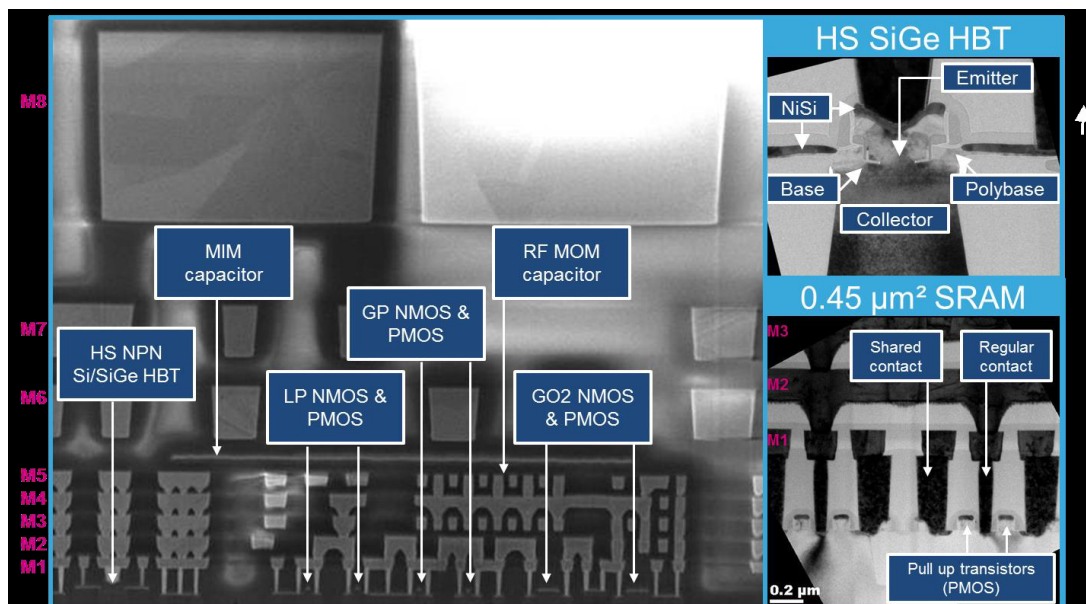
pojačavača može se povećati kaskodiranjem nekoliko tranzistora. Pošto je napon baze svakog od tranzistora nezavisan, ukupan pad napona na izlazu pojačavača raspoređuje se na više tranzistora i na taj način se efektivno povećava. Takođe, faktor dobrote kalemova i transformatora značajno raste (osnovni razlog su manji gubici u supstratu), pa je samim tim moguće i projektovati mreže za prilagođenje sa većim odnosom transformacije impedanse.

Osim navedenih osobina, važno je naglasiti da CMOS tehnologija podržava visok stepen integracije digitalne logike. Ovo je posebno važno za primenu raznih tehnika linearizacije pojačavača (kao što je digitalna predistorzija) i tehnika poboljšanja efikasnosti (kao što je *envelop tracking*).

1.3.2 SiGe BiCMOS poluprovodnička tehnologija

SiGe *bipolar complementary metal oxide semiconductor* (BiCMOS) tehnologija odličan je izbor za projektovanje RF i mikrotalasnih integrisanih kola, jer podržava: visok nivo integracije digitalne CMOS logike, pasivne komponente (otpornike, vodove, kalemove, transformatore i kondenzatore), bipolarne tranzistore visokih perfo-

rmansi, Šotki i p-i-n diode [5, 6, 7]. Na slici 16 prikazan je 55 nm BiCMOS proces kompanije ST Microelectronics. Parametrizovani makromodeli za sve pomenute



Slika 16: Komercijalno dostupna tehnologija BiCMOS 55 nm kompanije ST Microelectronics [8].

komponente su dostupni i mogu se koristiti kao gradivni elementi složenijih RF sistema. BiCMOS tehnologije obično podržavaju nekoliko bipolarnih tranzistora, sa različitim šumom, maksimalnom učestanošću oscilovanja i probojnim naponom. Primera radi, ako je potrebno projektovati malošumni pojačavač na visokim učestanostima, optimalno je koristiti tranzistor sa malim šumom i visokom frekvencijom oscilovanja. Sa druge strane, ako je potrebno projektovati pojačavač snage sa velikom izlaznom snagom, potrebno je odabrati bipolarni tranzistor sa velikim probojnim naponom.

BiCMOS tehnologija poseduje bolje RF performanse u odnosu na CMOS tehnologiju, realizovanu istom litografskom rezolucijom. Parametri za mali signal, kao što su maksimalna učestanost oscilovanja ili faktor šuma, poredivi su u BiCMOS tehnologiji i CMOS tehnologiji, realizovanoj u dve ili više generacija naprednijem litografskom procesu. Primera radi, moguće je porediti BiCMOS 130 nm i CMOS 65 nm ili 45 nm tehnologije. Napredniji litografski procesi su mnogo skuplji. Sa druge strane, BiCMOS tehnologija uvek ima bolje parametre za veliki signal: veći probojni napon, veći radni napon, bolju linearnost, veću maksimalnu amplitudu neizobličenog napona na izlazu i veće pojačanje, te je kao takva daleko pogodnija za razvoj pojačavača snage u odnosu na standardni CMOS proces.

1.3.3 GaAs poluprovodnička tehnologija

Poluprovodnička tehnologija bazirana na galijum-arsenidu (GaAs) je, istorijski gledano, dugo bila najzastupljenija u dizajnu visokofrekvencijskih pojačavača snage. Osnovna prednost GaAs u odnosu na silicijumske tehnologije je daleko veća pokretljivost elektrona (3 do 4 puta), što za posledicu ima dosta veću radnu učestanost aktivnih komponenti, i supstrat male provodnosti, pa je zbog manjih gubitaka moguće projektovati pasivne komponente sa znatno većim faktorom dobrote. Takođe, broj litografskih maski je mnogo manji u odnosu na silicijumsku tehnologiju, ali je zbog korišćenja skupljeg materijala cena gotovog proizvoda veća.

GaAs tehnologija podržava nekoliko tipova aktivnih komponenti pogodnih za dizajn pojačavača snage: *heterojunction bipolar transistor* (HBT), *metal semiconductor field effect transistor* (MESFET) i *high electron mobility transistor* (HEMT) [9, 10]. Tipična primena GaAs tehnologije je za projektovanje pojačavača snage za mobilne telefone, sa izlaznom snagom reda veličine 1 W [11, 12]. Dimenzije uređaja su jedan od najvažnijih zahteva u ovim aplikacijama. GaAs HBT ima značajnu prednost u odnosu na konkurenciju jer omogućava veću gustinu snage po zauzetoj površini. Takođe, GaAs HBT zahteva samo pozitivno napajanje, dok GaAs MESFET zahteva napajanje oba polariteta [13], što stvara dodatne probleme i podiže cenu sistema.

1.3.4 GaN poluprovodnička tehnologija

GaN je relativno nova poluprovodnička tehnologija u odnosu na silicijumsku i GaAs tehnologiju, ali je pogodnija za implementaciju pojačavača snage sa velikom izlaznom snagom [14, 15, 16, 17, 18]. Osnovni razlog je to što aktivne komponente imaju probojni napon od 5 do 10 puta veći u odnosu na GaAs i maksimalnu radnu temperaturu od oko 400 °C. Primera radi, silicijumska tehnologija ima manji probojni napon od GaAs i maksimalnu radnu temperaturu od oko 150 °C. Primenom modernog GaN procesa moguće je projektovati pojačavač snage na radnoj učestanosti do 20 GHz sa izlaznom snagom u opsegu od 10 W do 100 W.

Tipična primena ove tehnologije je u radarskim sistemima baziranim na faznoj rešetki kao i u baznim stanicama mobilne telefonije. GaN tehnologija je veoma otporna na visok nivo radijacije, pa je zbog toga pogodna za primene u svemiru, kao i u nekim drugim ekstremnim uslovima sa povišenim nivoom radijacije. Ona je još uvek mlada i njen puni kapacitet će biti moguće sagledati u predstojećim godinama.

1.3.5 Modelovanje aktivnih poluprovodničkih elemenata

Jedna od prvih tehnika projektovanja diskretnih pojačavača snage zasniva se na brznoj izradi prototipa na osnovu jednostavnih analitičkih proračuna, a posle toga se podešavaju odgovarajuće komponente sistema dok se ne postignu željene performanse. Primera radi, menjaju se diskretni kalemovi i kondenzatori izlazne mreže za prilagođenje da bi se postigla zadata izlazna snaga pojačavača. Pomenuti pristup je i dalje vrlo rasprostranjen u industriji pošto, u nekim slučajevima, omogućava brz i relativno jeftin razvoj električnog kola. Sa druge strane, rezultat je krajnje nepredvidiv i nije uvek moguće postići željeni rezultat. Sistematizacija je uvedena primenom *load-pull* kontura [19, 20, 21], najzastupljenijeg i najefikasnijeg poznatog metoda projektovanja diskretnih pojačavača snage [22, 23]. Nažalost, pomenuti metod nije primenljiv u integrisanoj tehnologiji. Fabrikovani prototip integrisanog pojačavača snage nije moguće naknadno menjati i prilagođavati datoj aplikaciji, a svaka naredna fabrikacija je dugotrajan i skup proces [24, 25].

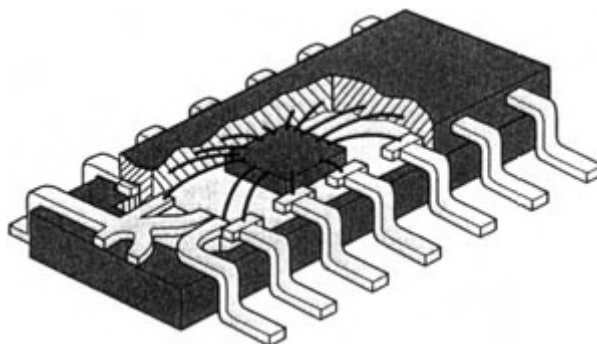
Skalabilni modeli tranzistora su u velikoj meri doprineli brzom i prosperitetnom razvoju analognih električnih kola [26, 27, 28, 29]. Ipak, standardni modeli tranzistora nisu pogodni za razvoj pojačavača snage na visokim učestanostima [30], pre svega zato što tranzistori u pojačavačima snage rade u nelinearnom režimu i često na granici mogućnosti primenjene tehnologije. U zavisnosti od klase rada pojačavača, tranzistor se može ponašati kao strujni izvor sa velikom izlaznom otpornošću, kao prekidač ili kao kombinacija prethodna dva režima. U svakom slučaju, zbog velikih amplituda signala, nelinearni efekti su vrlo izraženi i moraju biti pažljivo i tačno modelovani. Takođe, na visokim učestanostima su mnogo izraženiji parazitski efekti, koji na nižim učestanostima često mogu biti zanemareni [31]. Zbog toga se standardni modeli tranzistora proširuju i nadograđuju [32, 33, 34] za potrebe projektovanja različitih nelinearnih RF kola, uključujući i pojačavače snage na visokim učestanostima.

Pre razvoja tačnog modela tranzistora za veliki signal, *load-pull* konture su se mogle odrediti jedino na osnovu rezultata merenja, što je, kako smo već naveli, nepraktično za projektovanje integrisanih pojačavača snage. Prvi značajan korak u smeru simulacije *load-pull* kontura bio je razvoj *load-line* metode [21], čijom primenom ih je moguće, bar aproksimativno, predvideti na osnovu linearnog modela tranzistora. Ta teorija je pomogla konstruktorima da mnogo bolje razumeju ponašanje pojačavača snage, a samim tim i da ga optimalno projektuju. Razvojem savremenih modela tranzistora za veliki signal, kao i numeričkih metoda simula-

cije, kao što je *harmonic balance*, moguće je tačno simulirati i predvideti *load-pull* konture, što je od ključnog značaja za optimalno projektovanje pojačavača snage.

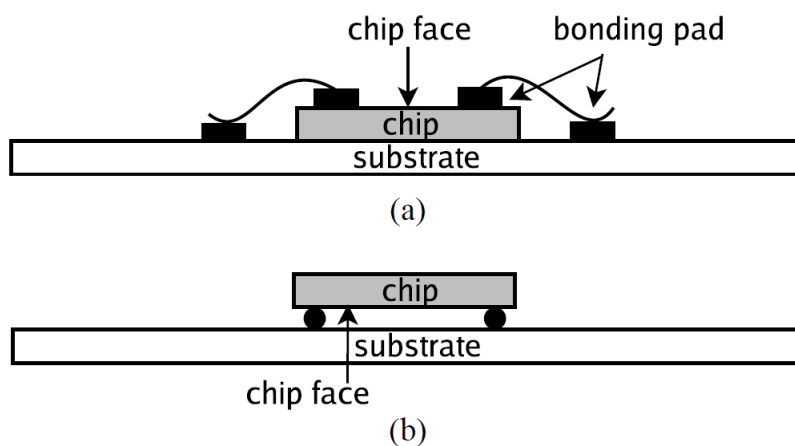
1.3.6 Pakovanje

Fabrikovani pojačavač snage, kao i bilo koje drugo integrisano kolo, mora biti mehanički zaštićen u nekoj vrsti pakovanja. Pakovanje može biti izrađeno od različitih materijala, uključujući organske ili keramičke ili, čak, sam silicijum. U zavisnosti od namene, može imati od nekoliko do nekoliko hiljada priključaka. Tipičan primer zapakovanog integrisanog kola prikazan je na slici 17. Pakovanja možemo grubo



Slika 17: Integrisano kolo u pakovanju [35].

podeliti na *wire-bonding* i *flip-chip* (slika 18).

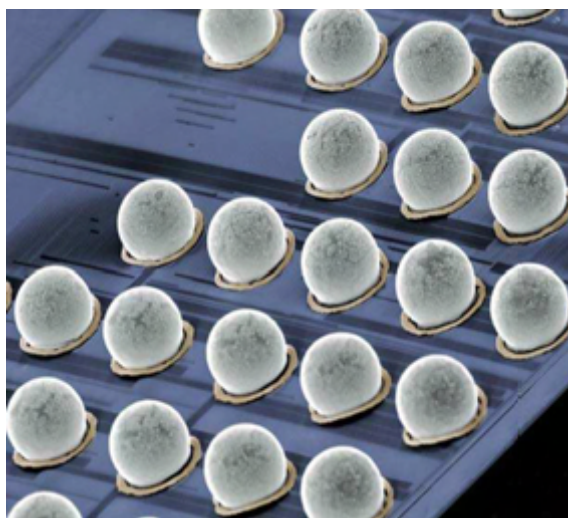


Slika 18: Tipovi pakovanja: (a) wire-bonding, (b) flip-chip [36].

Wire-bonding je najstariji i, još uvek, najčešće korišćen metod za pakovanje čipova. Za povezivanje se obično koriste aluminijumske ili zlatne žice. Glavna prednost se ogleda u jednostavnom, jeftinom i potpuno automatizovanom procesu. Metod

je razvijen od strane Bell Labs 1957. godine i od tada se konstantno poboljšava i usavršava. Problemi nastaju ako je gustina pinova na čipu velika i ako je rastojanje između susednih pinova malo. U tom slučaju, postupak nije pouzdan, a cena procesa pakovanja linearno raste sa povećavanjem broja kontakata. Takođe, primena na visokim učestanostima ograničena je zbog parazitne induktivnosti žice za bondovanje.

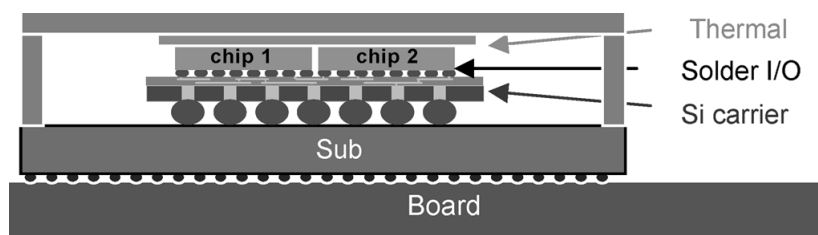
Da bi se prevazišli navedeni problemi, razvijeno je *flip-chip* pakovanje, postupak uveden od strane IBM-a 1964. godine. Električno povezivanje ostvaruje se preko kuglica male induktivnosti (slika 19). Gustina stopica (*pad*) je ograničena jedino mi-



Slika 19: Kuglice za povezivanje čipa i pakovanja [37].

nimalnim rastojanjem između kuglica i, za razliku od *wire-bonding* postupka, stopice se mogu raspodeliti po celoj površini čipa. Rastojanje između čipa i pakovanja znatno je smanjeno, čime su snižene parazitna induktivnost i otpornost, pa je samim tim daleko pogodnije za sisteme koji rade na visokim učestanostima. Napajanje i masa mogu biti razvedeni na kućištu i može im se lako pristupiti sa bilo kog mesta na čipu. Mana je skuplji i komplikovaniji postupak pakovanja.

U nekim sistemima potrebno je integrisati nekoliko različitih poluprovodničkih tehnologija u jedno kućište (slika 20). Primera radi, moguće je integrisati GaN pojačavač snage velike izlazne snage zajedno sa CMOS predajnikom i digitalnim procesorom signala u jedno pakovanje. Razvoj tako složenih sistema zahteva ne samo električno, nego i tačno termičko i mehaničko modelovanje kućišta.



Slika 20: Primer pakovanja sa dva nezavisna čipa [38].

1.4 Primena pojačavača snage u komunikacionim sistemima

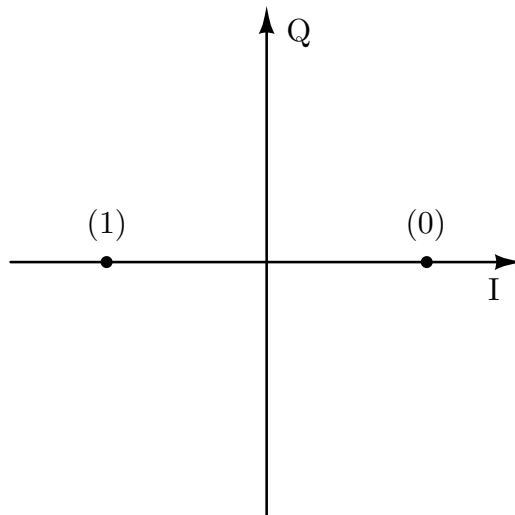
Osim u radarima, pojačavači snage se široko primenjuju u vojnim i komercijalnim komunikacionim sistemima. Pojačavače snage možemo grubo podeliti na linearne i nelinearne. Prvi održavaju linearnu vezu između ulaznog i izlaznog signala, ali obično imaju malu efikasnost; dok su drugi maksimalne teoretske efikasnosti od 100%, ali amplituda izlaznog signala nije direktno proporcionalna amplitudi ulaznog signala. Moguće je pokazati da se nelinearni pojačavač snage može koristiti u sistemima sa konstantnom anvelopom signala, dok je kod sistema sa promenljivom anvelopom signala potrebno koristiti linearne pojačavače snage. Drugim rečima, primenjena modulacija određuje tip pojačavača snage, a samim tim i efikasnost komunikacionog sistema.

1.4.1 Modulacije

Realan signal se može modulisati izmenom amplitude, učestanosti ili faze. Modulaciju moguće je uraditi analogno ili digitalno. Analogna modulacija podrazumeva kontinualno menjanje signala, dok se u slučaju digitalne modulacije signal menja u diskretnim koracima. Analogne modulacije su mnogo manje zastupljene u savremenim komunikacionim sistemima, pre svega jer su digitalno modulisani signali mnogo robusniji [39]. Osim korisne informacije, digitalno modulisan signal se sastoji od sekvence za sinhronizaciju i sekvence za korekciju greške, pa je zbog toga komunikacija mnogo pouzdanija i sigurnija.

Primer amplitudske digitalne modulacije je *amplitude-shift keying* (ASK), gde se amplituda moduliše u diskretnim koracima u zavisnosti od ulaznog signala. Ovaj tip modulacije vrlo je osetljiv na šum i ometače, pa se retko koristi u savremenim komunikacionim sistemima. Sa druge strane, frekvencijska digitalna modulacija *frequency-shift keying* (FSK) koristi diskretne učestanosti nosioca za prenos različitih simbola i, za razliku od amplitudske modulacije, otpornija je na smetnje i još

uvek se široko primenjuje u praksi [40]. Primer je prenos radio signala i 2G mobilni komunikacioni standard [41, 42]. Ipak, najbolje performanse po pitanju osetljivosti na šum i spektralne efikasnosti postižu fazno modulisani signali. Najjednostavniji primer fazne modulacije je *binary phase-shift keying* (BPSK), gde se formiraju logička nula ili logička jedinica u zavisnosti od toga da li je fazni pomeraj nula ili π . Kao što se može primetiti na slici 21, kvadraturna komponenta BPSK signala

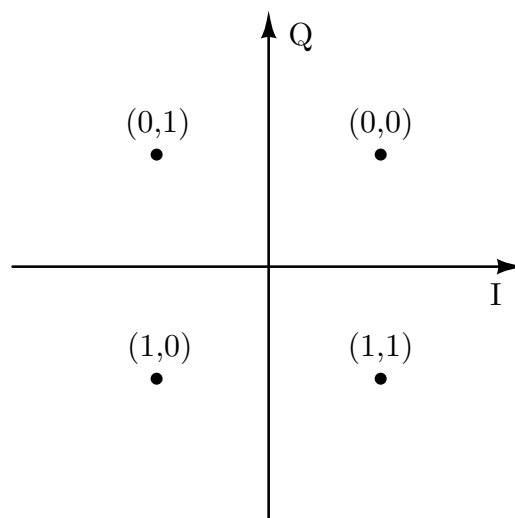


Slika 21: Konstelacioni diagram, BPSK modulacije.

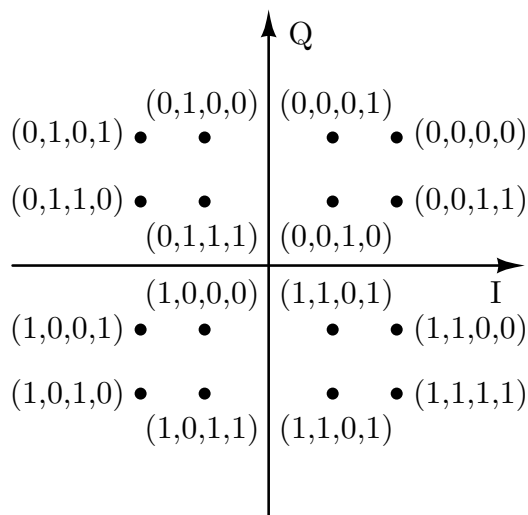
uvek je jednaka nuli. Jedan simbol prenosi samo jedan bit informacije. Poboljšanje, po pitanju spektralne efikasnosti, postiže se upotrebom kvadraturne komponente i komponente u fazi. Primer je *quadrature phase-shift keying* (QPSK) modulacija (slika 22). Faza signala podeljena je na četiri diskretna dela, pa je moguće preneti dva bita informacije po jednom simbolu, što je dvostruko više u odnosu na BPSK modulaciju. Na sličan se način konstruišu fazne modulacije višeg reda, kao što su 8-PSK ili 16-PSK sa vrlo visokom spektralnom efikasnošću. Važno je napomenuti da fazne modulacije zadržavaju konstantnu anvelopu signala, ali nasuprot tome, fazne modulacije višeg reda osetljive su na fazni šum. Da bi se smanjio uticaj faznog šuma, modulacije višeg reda kombinuju amplitudski i fazno modulisane signale, kao što je to pokazano na slici 23. Nažalost, u tom slučaju dobija se promenljiva anvelopa signala.

Maksimalna brzina prenosa informacija kroz dati komunikacioni kanal ograničena je Šenonovom granicom:

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

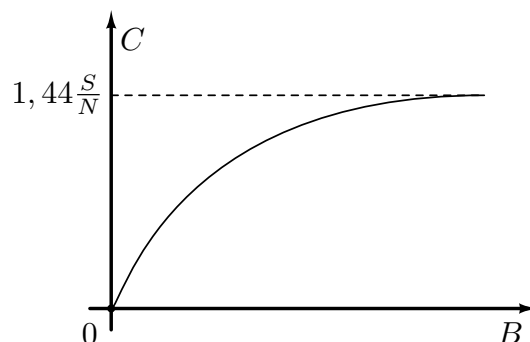


Slika 22: Konstelacioni dijagram, QPSK modulacije.



Slika 23: Konstelacioni diagram, 16-QAM modulacije.

gde je C kapacitet kanala u bit/s, B propusni opseg kanala u Hz i S/N odnos signal/šum. Šenonova granica postavlja limit kapaciteta kanala na osnovu dostupnog propusnog opsega i šuma u kanalu. Kada bi, recimo, postojao komunikacioni kanal sa beskonačno malim šumom, bilo bi moguće primeniti spektralno efikasnu digitalnu modulaciju višeg reda, kao na primer 2048-QAM, i tako u malom propusnom opsegu ostvariti izuzetno veliki kapacitet kanala. Potrebno je naglasiti da je snaga termičkog šuma kanala direktno proporcionalna propusnom opsegu kanala, tako da bi, čak i u slučaju da imamo beskonačan propusni opseg, kapacitet i dalje bio konačan i ograničen šumom kanala (slika 24).



Slika 24: Kapacitet kanala u odnosu na propusni opseg kanala.

Projektovanje pojačavača snage u značajnoj meri zavisi od tipa primenjene modulacije. Ako je primenjena modulacija sa konstantnom anvelopom, gde su vršna i srednja snaga približno jednake, uticaj nelinearnosti pojačavača snage na performanse komunikacionog sistema je mnogo manji nego u slučaju modulacije sa promenljivom anvelopom [43, 44, 45]. Sa druge strane, kao što je već rečeno u ovom odeljku, spektralno efikasne digitalne modulacije imaju promenjivu anvelopu modulisanog signala [46, 47] i zahtevaju primenu linearnog pojačavača snage. Da bi se poboljšala linearnost pojačavača, potrebno je povećati potrošnju i smanjiti efikasnost [48, 49, 50], što nam daje osnovni kompromis između spektralne efikasnosti i efikasnosti snage predajnika.

1.5 Organizacija disertacije

Disertacija je organizovana po poglavljima na sledeći način:

- Poglavlje 2 sadrži opis različitih tipova prilagođenja, osnovnih topologija mreža za prilagođenje i metodologije projektovanja pojačavača za rad u režimu malih i velikih signala.
- Poglavlje 3 razmatra važnost i mogućnost istovremenog prilagođenja pojačavača snage po snazi pri velikim signalima i konjugovanog prilagođenja na izlaznom pristupu. Razvijena je detaljna teorija i metodologija projektovanja pojačavača sa drejn-gejt povratnom spregom.
- Poglavlje 4 sadrži primer projektovanja pojačavača snage u 130 nm RFCMOS tehnologiji, a rezultati merenja verifikuju razvijenu teoriju.
- Poglavlje 5 sadrži zaključak i završne komentare.

2 Pregled literature i osnovnih pojmova za pojačavač snage u klasi A

Postoji više topologija pojačavača za efikasno pojačavanje RF signala, uključujući pojačavače snage u klasi B, C, D, E, F, kao i njihove varijacije [51, 52, 53, 54, 55, 56]. Ti pojačavači su uskopojasni i nelinearni, sa relativno velikim zračenjem van spektralne maske, te nisu pogodni za primenu u savremenim širokopojasnim komunikacionim sistemima sa spektralno efikasnim digitalnim modulacijama [57]. Umesto njih često se koriste pojačavači snage u klasi A sa širokim propusnim opsegom i linearnom prenosnom karakteristikom.

Posmatraćemo tri sastavna dela: ulaznu mrežu za prilagođenje, aktivnu komponentu i izlaznu mrežu za prilagođenje. Mreže za prilagođenje imaju ulogu da transformišu impedansu generatora i potrošača, tako da pojačavačka komponenta primi, a zatim i preda što je moguće više snage na ulaznom, odnosno izlaznom pristupu.

Pojačavači snage u klasi A mogu se klasifikovati u dve kategorije: za mali i za veliki signal. Osnovna razlika je u prilagođenju na izlaznom pristupu. Pojačavači za mali signal su konjugovano-kompleksno prilagođeni i obično imaju veliko pojačanje snage, ali malu maksimalnu izlaznu snagu. Sa druge strane, pojačavači za veliki signal prilagođeni su po snazi pri velikim signalima na izlaznom pristupu i mogu predati mnogo više snage u poređenju sa pojačavačima za mali signal, s tim da je pojačanje snage nešto manje. U nastavku disertacije se pojam *prilagođenje po snazi* odnosi na prilagođenje po snazi pri velikim signalima, dok se pojmovi *konjugovano prilagođenje* i *prilagođenje po refleksiji* odnose na konjugovano-kompleksno prilagođenje.

U ovom poglavlju dat je kratak pregled osnovnih koncepata u vezi sa pojačavačem snage u klasi A, uključujući: tipove prilagođenja, mreže za prilagođenje, pojačavače za mali signal i pojačavače za veliki signal. Cilj je da se obezbedi teoretska osnova za razmatranje naprednih tehnika projektovanja predstavljenih u nastavku disertacije.

2.1 Tipovi prilagođenja

Prilagođenje pristupa u opštem smislu znači njegovo zatvaranje odgovarajućom impedansom, kako bi se postigle optimalne performanse za neki od projektnih parametara. U zavisnosti od toga koji projektni parametar je u pitanju, prilagođenje možemo podeliti u nekoliko kategorija: konjugovano-kompleksno prilagođenje, prilagođenje po šumu, prilagođenje po refleksiji i prilagođenje po snazi.

2.1.1 Konjugovano-kompleksno prilagođenje

Konjugovano-kompleksno prilagođenje verovatno je najpoznatije i najznačajnije za projektovanje RF kola. Pristup, izlazne impedanse Z_S , zatvara se impedansom Z_L , tako da važi:

$$Z_S = Z_L^*. \quad (2)$$

Konjugovano-kompleksno prilagođenje ima nekoliko važnih karakteristika:

1. Realni linearni generator predaje maksimalnu snagu potrošaču, ako je konjugovano-kompleksno prilagođen na svom izlazu [58, 59].
2. Dovoljno je da pasivna, recipročna mreža sa dva pristupa i bez gubitaka bude prilagođena na jednom pristupu, da bi bila konjugovano-kompleksno prilagođena i na drugom pristupu [60].
3. Mreža sa dva pristupa ima maksimalno pojačanje snage, ako su ulazni i izlazni pristupi konjugovano-kompleksno prilagođeni [61].

Vrlo je važno napomenuti i primenu u kaskadiranju RF blokova. Moderni radarski i komunikacioni sistemi često su veoma složeni i sastoje se od velikog broja elektronskih kola. Zbog toga je bitno podeliti sistem na manje celine, koje se razvijaju paralelno. Da bi bilo moguće spojiti sve komponente u jedan funkcionalan i robustan sistem, zahteva se konjugovano-kompleksno prilagođenje na svim ulaznim i izlaznim pristupima.

2.1.2 Prilagođenje po šumu

Faktor šuma linearne mreže sa dva pristupa ima oblik [57]:

$$F = F_{\min} + \frac{R_n}{G_S} |Y_S - Y_{S,\text{opt}}|^2, \quad (3)$$

gde su F_{\min} , R_n , G_S i $Y_{S,\text{opt}}$ parametri mreže, a Y_S admitansa generatora. Minimalan faktor šuma F_{\min} postiže se kada je admitansa generatora jednaka optimalnoj admitansi mreže:

$$Y_S = Y_{S,\text{opt}}. \quad (4)$$

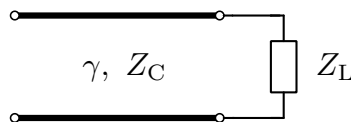
U praksi je admitansa generatora najčešće fiksna (20 mS), pa se generator povezuje sa kolom preko mreže za prilagođenje, koja transformiše datu admitansu u optimalnu admitansu za minimalan faktor šuma.

2.1.3 Prilagođenje po refleksiji

Vod karakteristične impedanse Z_C sa slike 25 potrebno je zatvoriti opterećenjem

$$Z_L = Z_C, \quad (5)$$

da na njemu ne bi bilo refleksije. Ovaj vid prilagođenja često se naziva prilago-



Slika 25: Vod.

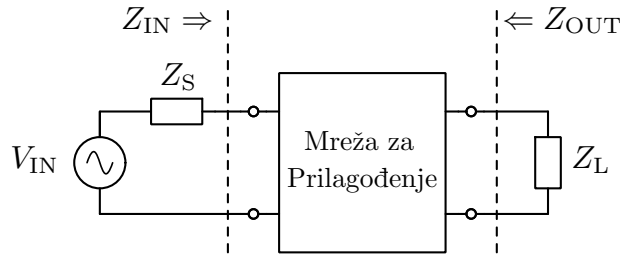
đenje ili terminacija voda. Prilikom prenosa širokopojasnog modulisanog signala, višestruke refleksije na vodu mogu prouzrokovati značajno izobličenje signala. Ipak, treba napomenuti da je zbog manjih dimenzija ovaj efekat manje izražen u integrisanoj nego u diskretnoj tehnici i često se zanemaruje u praksi.

2.1.4 Prilagođenje po snazi pri velikim signalima

Prilagođenje po snazi vrlo je značajno za projektovanje pojačavača snage. Idealan generator predaje maksimalnu snagu potrošaču kada je konjugovano-kompleksno prilagođen na izlaznom pristupu. Ova tvrdnja ne važi u slučaju kada postoji strujno i naponsko ograničenje [21]. Detaljnije razmatranje prilagođenja po snazi dato je u odeljku o projektovanju pojačavača snage za veliki signal. Ovde ćemo samo naglasiti da optimalno opterećenje generatora zavisi od maksimalnog i minimalnog napona koji se može postići na izlazu generatora, kao i od struje polarizacije u mirnoj radnoj tački.

2.2 Mreže za prilagođenje

Mreže za prilagođenje su neizostavne komponentne svih radarskih i komunikacijskih RF sistema. To su pasivna, recipročna kola bez gubitaka (u idealnom slučaju), koja transformišu impedansu potrošača Z_L sa slike 26 u neku željenu impedansu Z_{IN} .

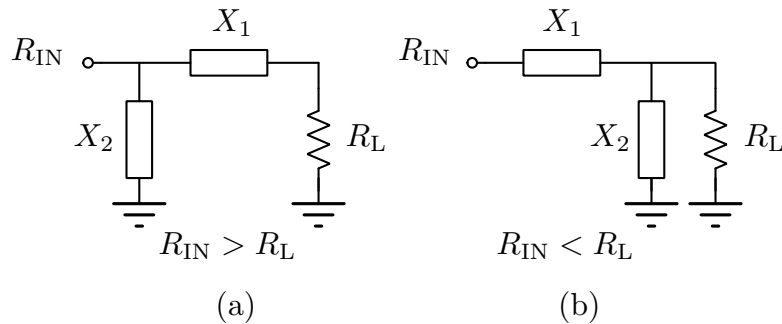


Slika 26: Mreža za prilagođenje.

Postoji mnoštvo vrsta i podvrsta mreža za prilagođenje, kao i nekoliko različitih metoda projektovanja [62, 63, 64, 65, 66, 67], te detaljnije razmatranje svih tipova mreža prevazilazi okvire ove disertacije. Ovde ćemo predstaviti L-mrežu za prilagođenje kao jednu od najjednostavnijih i najčešće korišćenih u praksi.

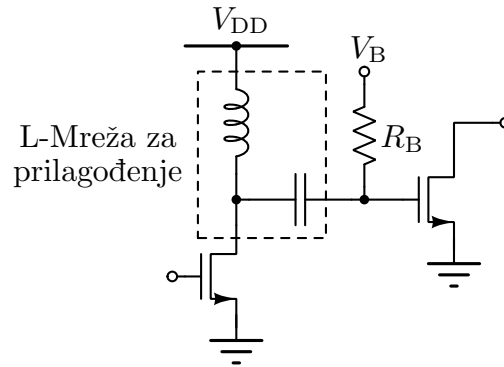
2.2.1 L-mreže za prilagođenje

U zavisnosti od toga da li je potrebno povećati ili smanjiti opterećenje R_L , koristi se jedna od varijanti L-mreže za prilagođenje sa slike 27. Obe varijante mogu se



Slika 27: L-mreže za prilagođenje.

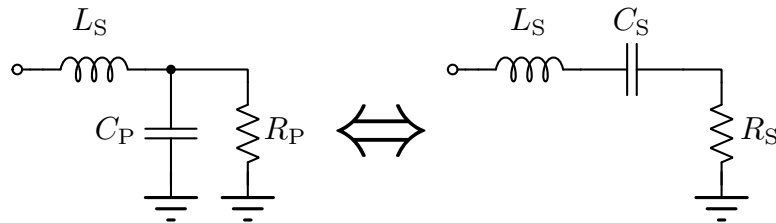
realizovati preko rednog kalema i šant kondenzatora ili rednog kondenzatora i šant kalema. Optimalan izbor implementacije zavisi od konkretne primene. Primera radi, L-mreža za prilagođenje sa rednim kondenzatorom može istovremeno da služi i kao mreža za polarizaciju (slika 28). Sa druge strane, L-mreža za prilagođenje sa rednim



Slika 28: L-mreže za prilagođenje sa rednim kondenzatorom.

kalemom u stvari je filter propusnik niskih učestanosti, koji potiskuje više harmonike i smanjuje neželjeno zračenje van, standardom definisane, spektralne maske.

L-mreža za prilagođenje može se analizirati kao RLC rezonantno kolo. Uzmimo, na primer, mrežu sa slike 29. Paralelna veza kondenzatora i otpornika transformiše



Slika 29: Transformacija iz paralelne u rednu vezu.

se u rednu na rezonantnoj učestanosti, tako da važi:

$$R_S = \frac{R_P}{1 + Q^2}, \quad (6)$$

$$C_S = C_P(1 + Q^{-2}), \quad (7)$$

gde je Q faktor dobrote RLC mreže,

$$Q = \omega_0 R_P C_P = \frac{1}{\omega_0 R_S C_S}, \quad (8)$$

a ω_0 rezonantna učestanost

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_S C_S}}. \quad (9)$$

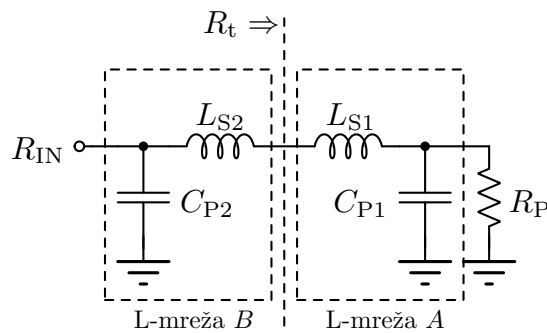
Postupak projektovanja sastoji se iz nekoliko koraka. Na osnovu transformacionog odnosa određuje se faktor dobrote Q iz jednačine (6). Pošto su parametri R_P , ω_0 i Q poznati, iz (8) se određuje C_P , a iz (9) L_S .

2.2.2 Π -mreže za prilagođenje

L-mreža za prilagođenje jednostavno je i elegantno rešenje problema transformacije impedanse. Ipak, propusni opseg mreže,

$$BW = \frac{\omega_0}{Q}, \quad (10)$$

određen je faktorom dobrote rezonantnog kola, koji je postavljen transformacionim odnosom impedansi, jednačina (6). Ovo ograničenje može biti prevaziđeno upotrebom Π -mreže za prilagođenje sa slike 30. Osnovna ideja je da se L-mrežom A



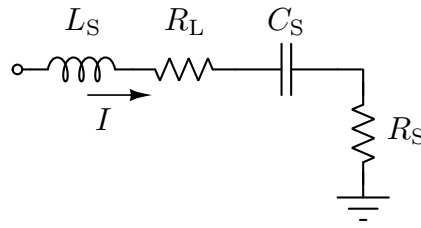
Slika 30: Π -mreže za prilagođenje.

otpornost potrošača R_P spusti na neku vrednost R_t , a potom L-mrežom B podigne do željene vrednosti R_{IN} . Na ovaj način, dobija se dodatni faktor slobode R_t , čijim izborom je moguće kontrolisati propusni opseg Π -mreže za prilagođenje. Primetno je da je faktor dobrote L-mreže A veći od faktora dobrote L-mreže za prilagođenje kojom bi se mogla izvršiti željena transformacija impedanse R_P/R_{IN} , jer je $R_t < R_{IN}, R_P$. Ukupan faktor dobrote Π -mreže za prilagođenje jednak je zbiru faktora dobrote pojedinačnih L-sekcija sa slike 30.

2.2.3 Gubici L-mreže za prilagođenje

Gubici L-mreže za prilagođenje posledica su konačnog Q faktora integrisanog kalema. Gubici u kondenzatoru mogu biti zanemareni. Slika 31 prikazuje rezonantno kolo sa uključenim parazitnim otpornikom kalema R_L . Potrebno je razlikovati faktor dobrote rezonantnog RLC kola, dat jednačinom (8), i faktor dobrote kalema definisan kao:

$$Q_L = \frac{\omega L_S}{R_L}. \quad (11)$$



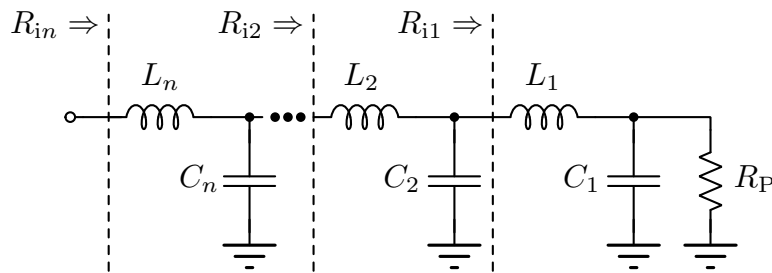
Slika 31: Rezonantno kolo sa uključenim parazitnim otpornikom kalema.

Faktor dobrote rezonantnog kola uvek je manji od faktora dobrote sastavnih komponenti. Efikasnost kola sa slike 31 data je jednačinom:

$$\eta = \frac{1}{1 + \frac{P_{\text{dis}}}{P_{\text{out}}}} = \frac{1}{1 + \frac{|I|^2 R_L / 2}{|I|^2 R_S / 2}} = \frac{1}{1 + \frac{Q}{Q_L}}. \quad (12)$$

Na osnovu prethodne relacije, jasno je da L-mreža za prilagođenje sa manjim Q faktorom ima bolju efikasnost. Faktor dobrote integrisanog kalema zavisi od tehnologije i kreće se u opsegu od 10 do 25-30 u standardnim CMOS procesima [68].

Ako je potrebno realizovati mrežu za prilagođenje sa velikim transformacionim odnosom, nekad je bolje izvršiti prilagođenje u više koraka, sa nekoliko kaskadiranih L-sekcija. Na taj način je moguće povećati efikasnost i smanjiti uticaj varijacije procesa i temperature na performanse kola [58]. Pretpostavimo da svi kalemovi mreže sa slike 32 imaju isti faktor dobrote Q_L , i neka svaka od sekcija ima jednak



Slika 32: Mreža za prilagođenje sa više kaskadiranih L sekcija.

transformacioni odnos:

$$\frac{R_P}{R_{i1}} = \frac{R_{i1}}{R_{i2}} = \frac{R_{i2}}{R_{i3}} = \dots = \frac{R_{i(n-1)}}{R_{in}} = 1 + Q^2. \quad (13)$$

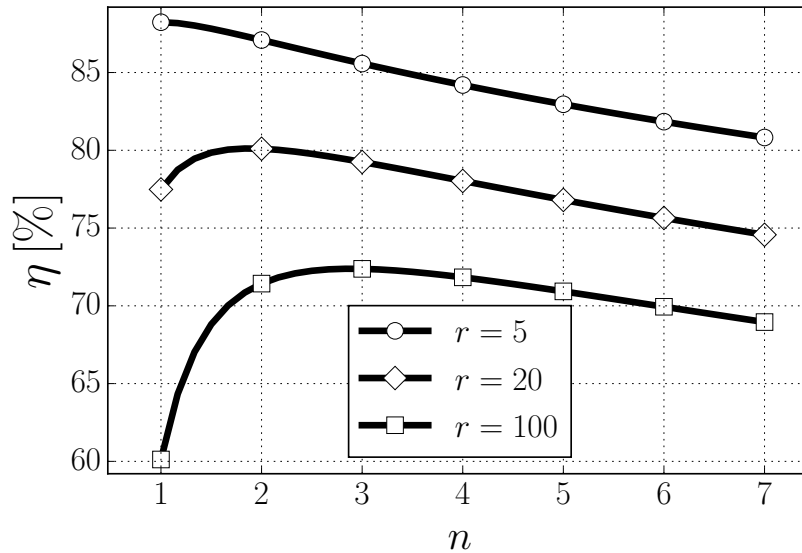
U tom slučaju, ukupan transformacioni odnos r je dat sa:

$$r = \frac{R_P}{R_{in}} = (1 + Q^2)^n, \quad (14)$$

dok se ukupni gubici računaju kao [58]:

$$\eta = \frac{1}{1 + n \frac{Q}{Q_L}} = \frac{1}{1 + \frac{n}{Q_L} \sqrt{r^{1/n} - 1}}. \quad (15)$$

Za dati transformacioni odnos r i faktor dobrote kalema Q_L postoji optimalan broj L-sekcija n , za koji dobijamo maksimalnu efikasnost mreže za prilagođenje. Parametar n obično se određuje grafičkom metodom, tako što se crta zavisnost efikasnosti od broja sekcija n , dok se kao optimalna vrednost uzima maksimum dobijene krive. Na slici 33 prikazane su efikasnosti LC mreža za prilagođenje sa transformacionim odnosima $r = 5, 20, 100$ i faktorom dobrote kalemova $Q_L = 15$, u zavisnosti od broja sekcija n . Sa slike se može videti da je za $r = 5$ optimalno koristiti jednu, za $r = 20$



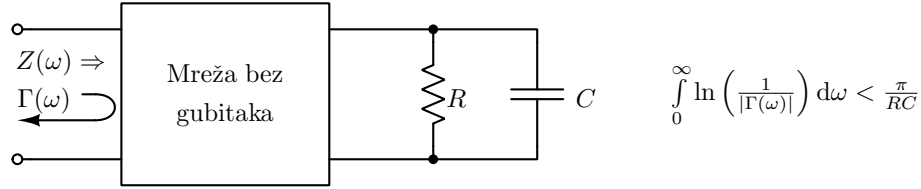
Slika 33: Efikasnost LC mreže za transformaciju impedanse u zavisnosti od broja sekcija.

dve, a za $r = 100$ tri sekcije mreže za transformaciju impedanse.

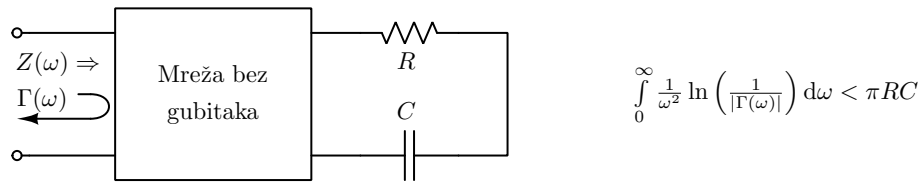
2.2.4 Bode-Fano kriterijum

Primenom idealnog transformatora moguće je transformisati rezistivno opterećenje sa proizvoljnim transformacionim odnosom i u proizvoljno širokom propusnom opsegu. Prethodna tvrdnja je teoretski važna, ali praktično ima malu primenu, pošto nije moguće realizovati idealni transformator, već samo aproksimaciju u ograničenom opsegu učestanosti. U slučaju kada postoji i reaktivna komponenta opterećenja,

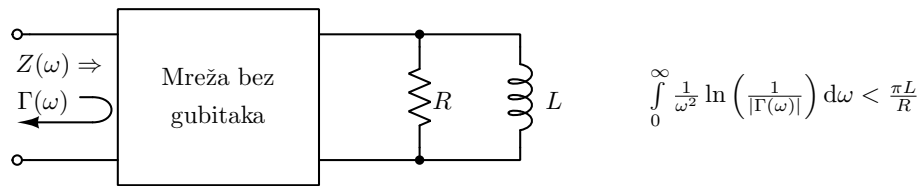
ograničenje za koeficijent refleksije Γ dato je Bode-Fano kriterijumom [69, 70, 71]. Nekoliko važnih primera prikazano je na slici 34. Bode-Fano kriterijum važi za



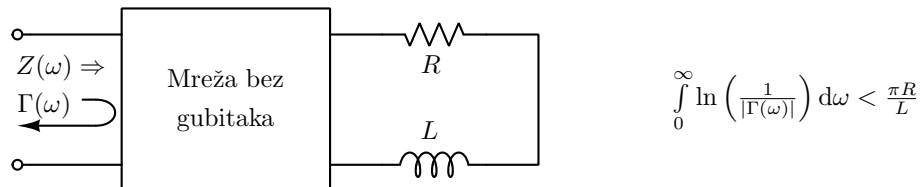
(a)



(b)



(c)



(d)

Slika 34: Bode-Fano kriterijum.

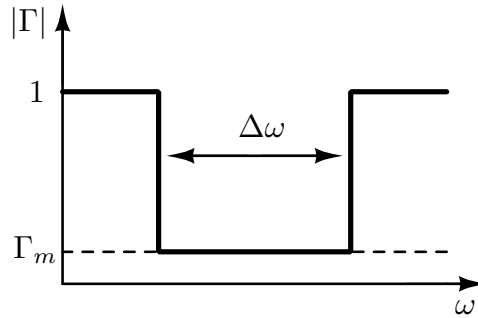
pasivnu, recipročnu mrežu sa dva pristupa i bez gubitaka. Uzmimo, na primer, paralelno RC kolo koje je potrebno prilagoditi na neku rezistivnu vrednost R_0 . Na osnovu Bode-Fano kriterijuma, imamo:

$$\int_0^{\infty} \ln \left(\frac{1}{|\Gamma(\omega)|} \right) d\omega < \frac{\pi}{RC}, \quad (16)$$

gde je

$$\Gamma(\omega) = \frac{Z(\omega) - R_0}{Z(\omega) + R_0}, \quad (17)$$

koeficijent refleksije, a $Z(\omega)$ ulazna impedansa. Pretpostavimo da je potrebno ostvariti koeficijent refleksije Γ_m u maksimalnom mogućem propusnom opsegu $\Delta\omega$. Optimalni frekvencijski odziv koeficijenta refleksije prikazan je na slici 35. Možemo



Slika 35: Frekvencijska karakteristika optimalnog koeficijenta refleksije.

primetiti da se ukupan propusni opseg smanjuje ako je koeficijent refleksije manji od Γ_m u propusnom opsegu, jer je površina ispod prave $|\Gamma| = 1$ ograničena relacijom (16). Iz istog razloga, optimalno je da van propusnog opsega bude $|\Gamma| = 1$. Na osnovu jednačine (16), dobijamo

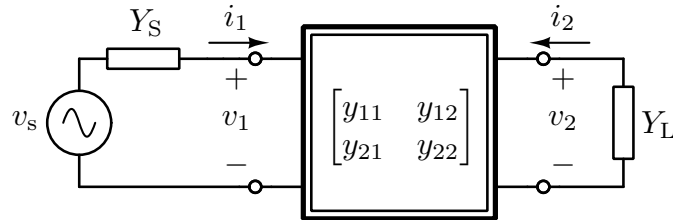
$$\int_{\Delta\omega} \ln\left(\frac{1}{\Gamma_m}\right) d\omega = \Delta\omega \ln\left(\frac{1}{\Gamma_m}\right) < \frac{\pi}{RC}. \quad (18)$$

Zaključujemo da opterećenje koje ima reaktivnu komponentu nije moguće prilagoditi na čisto rezistivnu vrednost u proizvoljno uskom propusnom opsegu i sa proizvoljno malim koeficijentom refleksije. Teorijsko ograničenje dato je relacijom (18). Ako je potrebno dodatno proširenje propusnog opsega $\Delta\omega$, a RC proizvod je konstantan, isto je moguće uraditi jedino povećavanjem koeficijenta refleksije Γ_m .

Treba naglasiti da koeficijent refleksije sa slike 35 nije moguće praktično realizovati, jer je potrebna mreža za prilagođenje sa beskonačno mnogo elemenata. Ipak, približna implementacija sa konačnim brojem elemenata moguća je primenom filterarskih funkcija. Primer je Čebiševljev transformator impedanse sa gubicima, koji ima značajnu primenu u projektovanju širokopojasnih RF sistema [72, 73].

2.3 Pojačavači za mali signal

Linearni pojačavač snage se u opštem slučaju može predstaviti linearnom mrežom sa dva pristupa, kao na slici 36. Prednost ovakvog predstavljanja kola, na primer, u



Slika 36: Mreža sa dva pristupa.

odnosu na model za mali signal, jeste u tome što on važi za bilo koju topologiju, pa će svi zaključci koje izvedemo biti generalni. Takođe, ekvivalentno kolo tranzistora za mali signal na visokim učestanostima komplikovano je zbog izraženih parazitnih efekata, te je zbog toga model baziran na mreži sa dva pristupa jednostavniji i praktičniji za upotrebu.

Umesto Y-parametara moguće je koristiti i druge dvoportne parametre, kao što su: Z-parametri, ABCD-parametri ili S-parametri. Optimalan izbor zavisi od konkretne primene. Primera radi, ako postoji nekoliko kaskadno povezanih blokova, onda je najlakše koristiti ABCD-parametre, jer se parametri za ukupan sistem dobijaju prostim množenjem matrica za pojedinačne blokove. Nasuprot tome, ako je primenjena paralelna ili redna povratna sprega, onda je pogodno koristiti Y, odnosno Z-parametre. Pored navedenih, posebnu pažnju zaslužuju S-parametri, pošto merni instrumenti na RF učestanostima obično mogu da mere samo S-parametre. Za predstavljanje pojačavača snage za mali signal mi smo se opredelili za Y-parametre.

2.3.1 Ulazna i izlazna admitansa i naponsko pojačanje

Za mrežu sa dva pristupa na slici 36 važi:

$$\begin{aligned} i_1 &= y_{11}v_1 + y_{12}v_2 \\ i_2 &= y_{21}v_1 + y_{22}v_2. \end{aligned} \tag{19}$$

Pošto je $i_2 = -v_2Y_L$, imamo:

$$(y_{22} + Y_L)v_2 = -y_{21}v_1, \tag{20}$$

pa je interno naponsko pojačanje dato sa:

$$A_{vi} = \frac{v_2}{v_1} = \frac{-y_{21}}{y_{22} + Y_L}. \quad (21)$$

Ulazna admitansa se računa, uz pomoć internog naponskog pojačanja, kao:

$$Y_{in} = \frac{i_1}{v_1} = y_{11} + y_{12} \frac{v_2}{v_1} = y_{11} - \frac{y_{21}y_{12}}{y_{22} + Y_L}. \quad (22)$$

Na osnovu simetrije, možemo izvesti i izlaznu admitansu kao:

$$Y_{out} = y_{22} - \frac{y_{21}y_{12}}{y_{11} + Y_S}. \quad (23)$$

Važno je uočiti da ulazna admitansa u opštem slučaju zavisi od opterećenja na izlaznom pristupu. U praksi se često može aproksimirati

$$y_{12} \approx 0, \quad (24)$$

pa za takav pojačavač kažemo da je unilateralan. Aproksimacija gotovo uvek važi ako se umesto jednog koristi kaskodirani tranzistor, jer je u tom slučaju izolacija ulaznog i izlaznog porta dosta veća.

Na kraju je potrebno izvesti i eksterno naponsko pojačanje pojačavača kao:

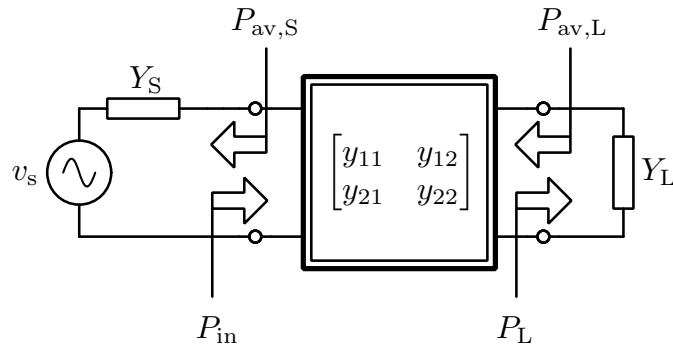
$$A_{ve} = \frac{v_2}{v_s} = \frac{v_2}{v_1} \frac{v_1}{v_s} = A_{vi} \frac{Y_S}{Y_{in} + Y_S} = \frac{-Y_S y_{21}}{(y_{22} + Y_L)(Y_S + Y_{in})}$$

$$A_{ve} = \frac{-Y_S y_{21}}{(y_{22} + Y_L)(Y_S + Y_{11}) - y_{12}y_{21}}. \quad (25)$$

Naponsko pojačanje je važna karakteristika pojačavača na niskim učestanostima, dok je za pojačavače na visokim učestanostima obično mnogo bitnije pojačanje snage.

2.3.2 Pojačanje snage

Pre nego što definišemo pojačanje snage, potrebno je napraviti jasnu razliku između predate i dostupne snage na ulaznom i izlaznom pristupu, slika 37. Dostupna snaga na ulazu je maksimalna snaga koju može da preda generator ostatku kola, dok je dostupna snaga na izlazu maksimalna snaga koju kolo može da preda potrošaču. Ulazna, odnosno izlazna snaga je snaga koja se predaje na ulazu, odnosno



Slika 37: Različite definicije snage u mreži sa dva pristupa.

opterećenju na izlazu pojačavačkog stepena.

Kako postoji više različitih definicija snaga na ulaznom i izlaznom pristupu, logično je očekivati da postoji i nekoliko različitih definicija pojačanja snage. Obično se pod pojačanjem snage smatra pojačanje predate izlazne snage u odnosu na primljenu ulaznu snagu:

$$G_P = \frac{P_L}{P_{in}}. \quad (26)$$

Ulaznu i izlaznu snagu možemo sračunati kao:

$$P_{in} = \frac{|v_1|^2}{2} \operatorname{Re}\{Y_{in}\}, \quad (27)$$

$$P_L = \frac{|v_2|^2}{2} \operatorname{Re}\{Y_L\}, \quad (28)$$

pa je pojačanje snage dato sa:

$$G_P = \left| \frac{v_2}{v_1} \right|^2 \frac{\operatorname{Re}\{Y_L\}}{\operatorname{Re}\{Y_{in}\}} = |A_{vi}|^2 \frac{\operatorname{Re}\{Y_L\}}{\operatorname{Re}\{Y_{in}\}}. \quad (29)$$

Iz prethodnog se može zaključiti da pojačanje zavisi od parametara dvoportne mreže i samo od izlaznog, ali ne i od ulaznog opterećenja. Drugim rečima, ako smanjimo ulaznu admitansu Y_S tako da se vrlo mali deo snage predaje pojačavaču, izlazna snaga će se smanjiti, ali pojačanje snage ostaje nepromenjeno.

Ovaj vid degradacije izlazne snage bi se odrazio i na degradaciju pojačanja jedino ako pojačanje zavisi i od ulazne impedanse generatora. Iz tog razloga, pogonsko pojačanje snage definisano je kao:

$$G_T = \frac{P_L}{P_{av,S}}. \quad (30)$$

Pogonsko pojačanje možemo razumeti i kao meru efikasnosti dvoportne mreže, jer poredi izlaznu snagu sa snagom koja bi bila predata potrošaču u slučaju da je konjugovano-kompleksno prilagođen na ulazni generator. Raspoloživa snaga generatora se računa kao:

$$P_{av,s} = \frac{|v_s/2|^2}{2} \operatorname{Re}\{Y_s\} = \frac{|v_s|^2}{8} \operatorname{Re}\{Y_s\}, \quad (31)$$

pa je pogonsko pojačanje snage dato sa:

$$G_T = 4 \left| \frac{v_2}{v_S} \right|^2 \frac{\operatorname{Re}\{Y_L\}}{\operatorname{Re}\{Y_S\}} = 4 |A_{ve}|^2 \frac{\operatorname{Re}\{Y_L\}}{\operatorname{Re}\{Y_S\}}. \quad (32)$$

Osim navedenih, često se koristi i pojačanje raspoložive snage koje je definisano sa:

$$G_a = \frac{P_{av,L}}{P_{av,S}}. \quad (33)$$

Ovo pojačanje je funkcija samo opterećenja na ulaznom pristupu i predstavlja meru efikasnosti ulazne mreže za prilagođenje. Analitički izraz može se dobiti iz relacije (32), ako zamenimo $Y_L = Y_{out}^*$.

Iz priloženog se može videti da su snage na ulaznom i izlaznom pristupu pojačavača uvek manje ili jednake odgovarajućim raspoloživim snagama:

$$P_{in} \leq P_{av,S}, \quad (34)$$

$$P_L \leq P_{av,L}. \quad (35)$$

Kao posledica jednačina (34) i (35), pogonsko pojačanje snage uvek je manje ili jednako od pojačanja snage i raspoloživog pojačanja snage:

$$G_T \leq G_p, \quad (36)$$

$$G_T \leq G_a. \quad (37)$$

Jednakost važi samo ako je pojačavač konjugovano-kompleksno prilagođen na ulaznom i izlaznom pristupu.

2.3.3 Stabilnost

Mreža sa dva pristupa bezuslovno je stabilna ako je realni deo ulazne impedanse oba pristupa pozitivan, kada je drugi pristup opterećen proizvoljnim pasivnim opte-

rećenjem. Ovo možemo dokazati ako posmatramo mrežu sa dva pristupa sa slike 36, opisanu Y parametrima, jednačina (19). Pošto je $i_1 = -v_1 Y_S$ i $i_2 = -v_2 Y_L$, možemo napisati:

$$\begin{bmatrix} y_{11} + Y_S & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} + Y_L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = 0. \quad (38)$$

Netrivijalno rešenje postoji jedino ako je determinanta matrice jednaka nuli, odnosno ako važi:

$$(Y_S + y_{11})(Y_L + y_{22}) - y_{12}y_{21} = 0. \quad (39)$$

Poslednju jednačinu možemo napisati u obliku:

$$Y_S + y_{11} - \frac{y_{12}y_{21}}{Y_L + y_{22}} = Y_S + Y_{in} = 0, \quad (40)$$

ili

$$Y_L + y_{22} - \frac{y_{12}y_{21}}{Y_S + y_{11}} = Y_L + Y_{out} = 0. \quad (41)$$

Mreža je nestabilna na odgovarajućoj učestanosti na kojoj važi $Y_S + Y_{in} = 0$, a kako je impedansa Y_S pasivna, onda mora da važi:

$$\operatorname{Re}\{Y_{in}\} \leq 0. \quad (42)$$

Generalno, mreža sa dva pristupa bezuslovno je stabilna, ako važi [74]:

$$\operatorname{Re}\{y_{11}\} > 0, \quad (43)$$

$$\operatorname{Re}\{y_{22}\} > 0, \quad (44)$$

$$K > 1, \quad (45)$$

gde je K dato sa:

$$K = \frac{2\operatorname{Re}\{y_{11}\}\operatorname{Re}\{y_{22}\} - \operatorname{Re}\{y_{12}y_{21}\}}{|y_{12}y_{21}|}. \quad (46)$$

Važno je naglasiti da se pogonsko pojačanje snage, u slučaju kada su ulazni i izlazni portovi konjugovano-kompleksno prilagođeni, može izraziti preko parametra K [75]:

$$G_{T,\max} = \left| \frac{y_{21}}{y_{12}} \right| \left(K - \sqrt{K^2 - 1} \right). \quad (47)$$

Funkcija $F(K) = K - \sqrt{K^2 - 1}$ je monotono opadajuća sa maksimumom u $K = 1$.

Stoga je dobro projektovati pojačavač tako da bude uvek $K > 1$, kako bi pojačavač bio stabilan, ali parametar K ne sme biti preveliki, jer se u tom slučaju smanjuje maksimalno ostvarivo pojačanje pojačavača. Za $K < 1$, pojačavač je potencijalno nestabilan i maksimalno pogonsko pojačanje snage je beskonačno. U tom slučaju, definiše se maksimalno stabilno pogonsko pojačanje snage:

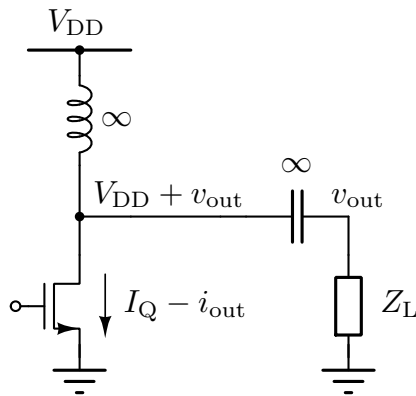
$$G_{T,\max,\text{stab}} = \left| \frac{y_{21}}{y_{12}} \right|. \quad (48)$$

2.4 Pojačavač snage prilagođen po snazi pri velikim signalima na izlaznom pristupu

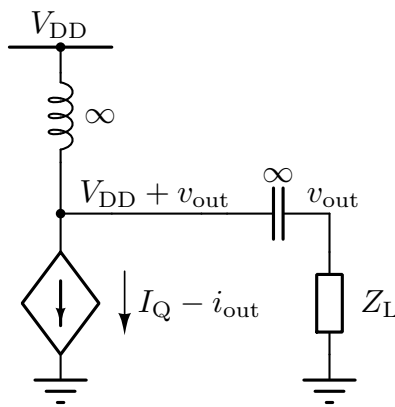
Pojačavači snage konvertuju DC u RF snagu, a pošto je izlazna snaga obično relativno velika, oni u značajnoj meri učestvuju u ukupnoj potrošnji sistema. Takođe, snaga disipacije pretvara se u toplotu. Toplota se odvodi nekim vidom aktivnog ili pasivnog hlađenja, što neminovno povećava cenu i gabarite sistema. Zbog svega navedenog, efikasnost je jedan od osnovnih parametara pojačavača snage. Maksimalna efikasnost postiže se kada je pojačavač prilagođen po snazi pri velikim signalima na izlaznom pristupu. Potrebno je napraviti jasnu razliku između konjugovano-kompleksnog prilagođenja i prilagođenja po snazi pri velikim signalima. Linearan generator predaje maksimalnu snagu potrošaču kada je konjugovano-kompleksno prilagođen, dok nelinearan generator, sa strujnim i naponskim ograničenjima, predaje maksimalnu snagu potrošaču kada je prilagođen po snazi pri velikim signalima [21]. Detaljnije razmatranje prilagođenja po snazi pri velikim signalima izloženo je u narednom odeljku.

2.4.1 Prilagođenje po snazi pri velikim signalima

Na slici 38 dat je primer pojačavača snage u klasi A. Na relativno niskim učestanostima moguće je tranzistor zameniti naponski kontrolisanim strujnim izvorom, kao na slici 39. Dati strujni izvor ima strujno i naponsko ograničenje. Naime, struja mora biti uvek pozitivna, sa naznačenim referentnim smerom, dok je napon sa jedne strane ograničen maksimalnim probojnim naponom V_{\max} , a sa druge naponom zasićenja, odnosno minimalnim naponom za koji se tranzistor ponaša kao strujni izvor V_{\min} .

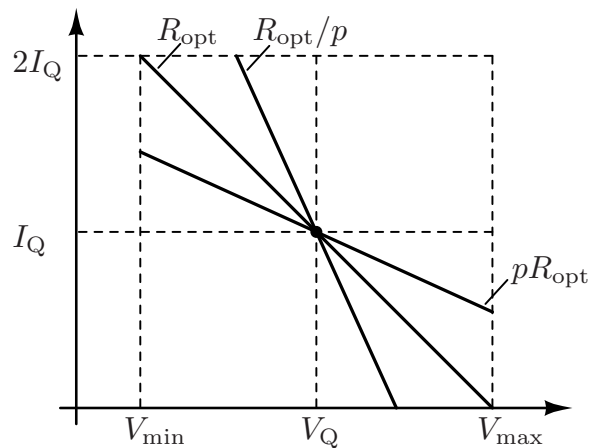


Slika 38: Pojačavač snage u klasi A.



Slika 39: Model pojačavač snage u klasi A na niskim učestanostima.

Slika 40 prikazuje radnu pravu [76]. Pojačavač predaje maksimalnu snagu rezi-



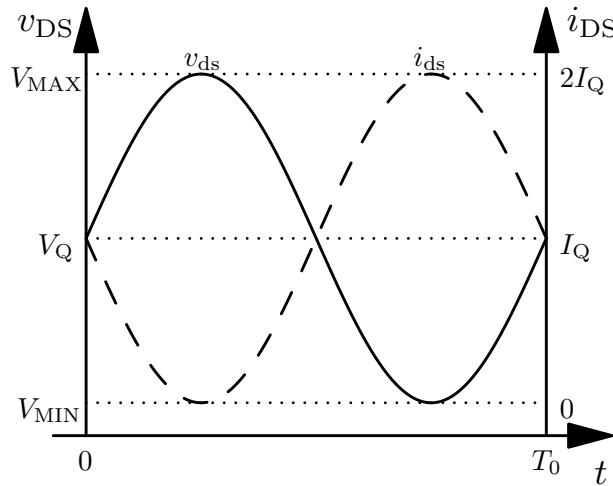
Slika 40: Radna prava tranzistora.

stivnom opterećenu R_{opt} , za koje naponsko i strujno ograničenje nastupaju istovre-

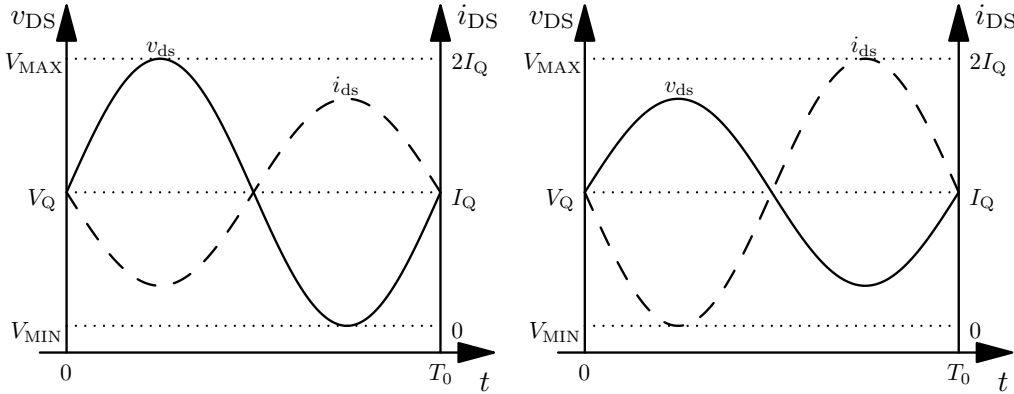
meno, pa je:

$$R_{\text{opt}} = \frac{V_{\text{max}} - V_{\text{min}}}{2I_Q}. \quad (49)$$

Vremenski oblici izlaznog napona i struje pojačavačkog tranzistora prikazani su na slici 41 (a).



(a)



(b)

(c)

Slika 41: Vremenski oblici izlazne struje i napona pojačavačkog tranzistora opterećenog sa: (a) R_{opt} , (b) pR_{opt} , (c) R_{opt}/p .

Zbog načina polarizacije sa slike 38, napon mirne radne tačke je fiksiran:

$$V_Q = V_{\text{DD}}. \quad (50)$$

Napon saturacije V_{min} zavisi od gustine struje polarizacije u kanalu, odnosno od

faktora inverzije tranzistora [77, 78, 79], i obeležava se sa V_K . Pošto je napon na drejnu tranzistora simetričan u odnosu na mirnu radnu tačku, potrebno je izabrati napon napajanja tako da:

$$V_{\max} = 2V_Q - V_{\min} = 2V_{DD} - V_K. \quad (51)$$

U standardnim CMOS procesima obično se garantuje da tranzistori mogu raditi sa trenutnim naponom drejn-sors dvostruko većim od nominalnog napona napajanja V_{DD} , predviđenog za datu tehnologiju. To na neki način sugerise da možda nije u potpunosti iskorišćen raspoloživi opseg napona na izlazu tranzistora. Dodatno povećanje moguće je postići ako povećamo napon mirne radne tačke:

$$V_Q = \frac{V_{\min} + V_{\max}}{2} = V_{DD} + \frac{V_K}{2}. \quad (52)$$

Ipak, ovo rešenje se retko primenjuje u praksi, i to iz dva razloga. Prvi je potreba za projektovanjem dodatnog DC napajanja jednakog V_Q , koje može obezbediti dovoljno struje za polarizaciju pojačavača snage. Potrošnja takvog sistema bila bi veća od same uštede koju pokušavamo da ostvarimo. Drugi razlog je to što, pored trenutnog proboja [80], MOS tranzistori imaju i takozvani kumulativni efekat [80, 81], kada su izloženi velikom izlaznom naponu. Usled jakog električnog polja u kanalu tranzistora, elektroni se kreću velikog brzinom, a neki od njih pogađaju oksid silicijuma i u njemu ostaju trajno zarobljeni [77]. Zbog toga performanse MOS tranzistora degradiraju tokom vremena. Jedini način da se prevaziđe ovaj problem jeste da se smanji maksimalni izlazni napon.

Jednačina za optimalno rezistivno opterećenje tranzistora svodi se na:

$$R_{\text{opt}} = \frac{2V_{DD} - V_K - V_K}{2I_Q} = \frac{V_{DD} - V_K}{I_Q}. \quad (53)$$

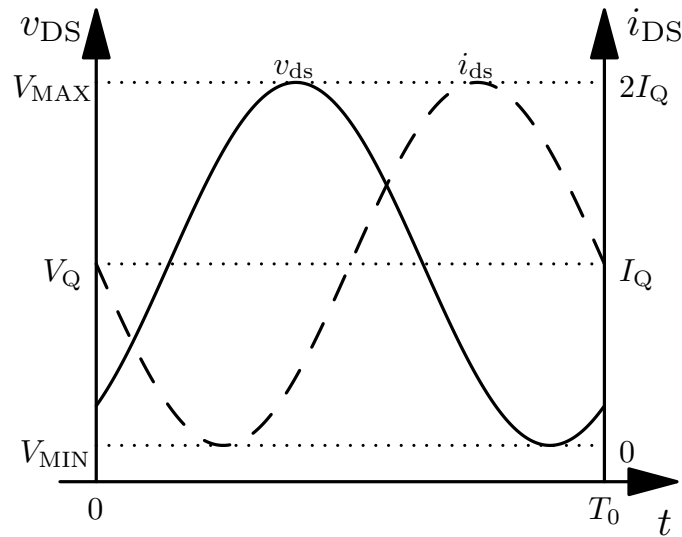
Ako je tranzistor opterećen otpornikom R_{opt} , onda za njega kažemo da je prilagođen po snazi pri velikim signalima ili, kraće, prilagođen po snazi. Vršna izlazna snaga data je sa:

$$P_{\text{out,max}} = \frac{(I_Q)^2 R_{\text{opt}}}{2}. \quad (54)$$

Izlazna snaga za opterećenje različito od R_{opt} će biti manja usled strujnog i/ili naponskog ograničenja. Primera radi, ako se pojačavač optereti rezistivnim opterećenjem pR_{opt} ili R_{opt}/p , gde je $p > 1$, maksimalna izlazna snaga se smanjuje p

puta. U slučaju opterećenja pR_{opt} , amplituda izlaznog napona je maksimalna i iznosi $V_{\text{DD}} - V_{\text{K}}$, dok je amplituda struje manja od raspoložive i iznosi I_{Q}/p (slika 41 (b)). Sličan zaključak moguće je izvesti i za opterećenja R_{opt}/p . U tom slučaju je amplituda izlazne struje maksimalna i iznosi I_{Q} , dok je amplituda izlaznog napona smanjena i iznosi $(V_{\text{DD}} - V_{\text{K}})/p$.

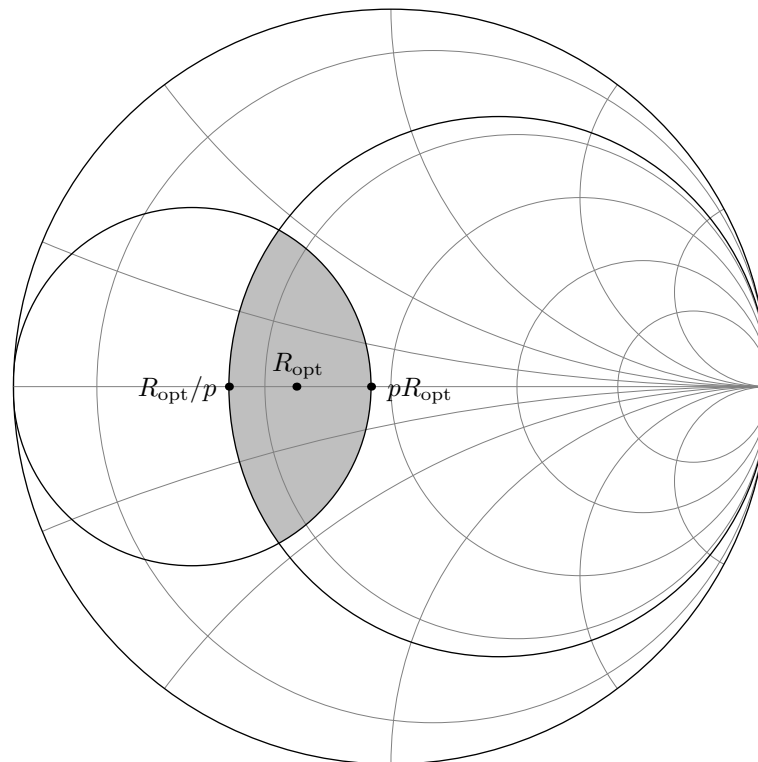
Potrebno je naglasiti da je izlaznu snagu moguće smanjiti u odnosu na raspoloživu, čak i u slučaju kada izlazni napon i struja imaju maksimalne amplitude. Vremenski oblici napona i struje tranzistora opterećenim kompleksnim opterećenjem, apsolutne vrednosti R_{opt} i reaktansom različitom od nule, prikazani su na slici 42. Zbog faznog pomeraja, snaga koja se predaje potrošaču manja je od raspoložive.



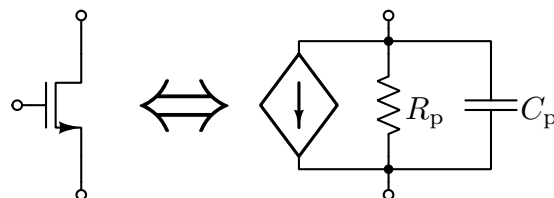
Slika 42: Vremenski oblici izlazne struje i napona pojačavačkog tranzistora sa kompleksnim opterećenjem.

Geometrijsko mesto tačaka impedansi za koje pojačavač isporučuje izlaznu snagu u opsegu od P_{max} do P_{max}/p predstavlja osenčena oblast na Smitovom dijagramu na slici 43. Oblast je omeđena sa jedne strane lukom konstantne otpornosti R_{opt}/p , a sa druge lukom konstantne provodnosti $1/(pR_{\text{opt}})$ [76]. Ulazna impedansa predajne antene varira u zavisnosti od okruženja u kom se nalazi [82, 83], a na osnovu grafika sa slike 43, moguće je predvideti uticaj te varijacije na maksimalnu izlaznu snagu pojačavača.

Parazitni elementi tranzistora sastoje se od paralelne veze otpornika i kondenzatora na izlazu naponski kontrolisanog strujnog generatora, kao što je prikazano na slici 44. Parazitna otpornost R_{p} obično je dovoljno velika u odnosu na optimalno opterećenje, tako da može biti zanemarena u prvoj iteraciji. Parazitnu kapacitivnost



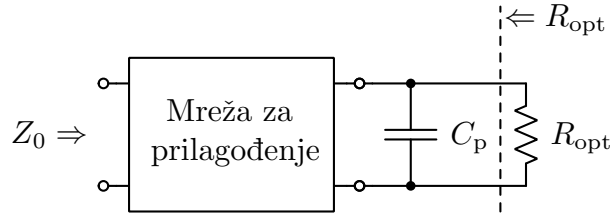
Slika 43: Geometrijsko mesto tačaka impedansi za koje pojačavač isporučuje snagu u opsegu od P_{\max} do P_{\max}/p .



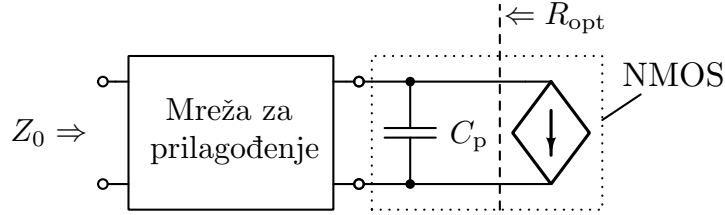
Slika 44: Ekvivalentno kolo NMOS tranzistora.

C_p najbolje je smatrati delom mreže za prilagođenje. Na taj način, slučaj tranzistora sa parazitnim elementima možemo svesti na prethodni slučaj sa idealnim strujnim generatorom.

Potrebno je projektovati mrežu za prilagođenje koja transformiše impedansu $R_{\text{opt}} \parallel (1/(j\omega C_p))$ u karakterističnu impedansu sistema $Z_0 = 50 \Omega$, kao na slici 45. U sledećem koraku, opterećenje $R_{\text{opt}} \parallel (1/(j\omega C_p))$ se menja NMOS tranzistorom. Kao što možemo videti na slici 46, strujni generator je opterećen optimalnim otpornikom R_{opt} i predaje maksimalnu snagu potrošaču.



Slika 45: Mreža za prilagođenje.



Slika 46: Mreža za prilagođenje i NMOS tranzistor.

2.4.2 Projektovanje tranzistora

Najčešće upotrebljavan nelinearni model MOS tranzistora za projektovanje pojačavača snage baziran je na deo po deo linearnoj zavisnosti struje i_{DS} od napona v_{GS} [21]:

$$i_{DS}(v_{GS}, v_{DS}) = f_g(v_{GS}) \cdot f_d(v_{DS}) \quad (55)$$

$$\begin{cases} f_g(v_{GS}) = 0, & \text{za } v_{GS} < V_T \\ f_g(v_{GS}) = G_m v_{GS}, & \text{za } v_{GS} \geq V_T \end{cases} \quad (56)$$

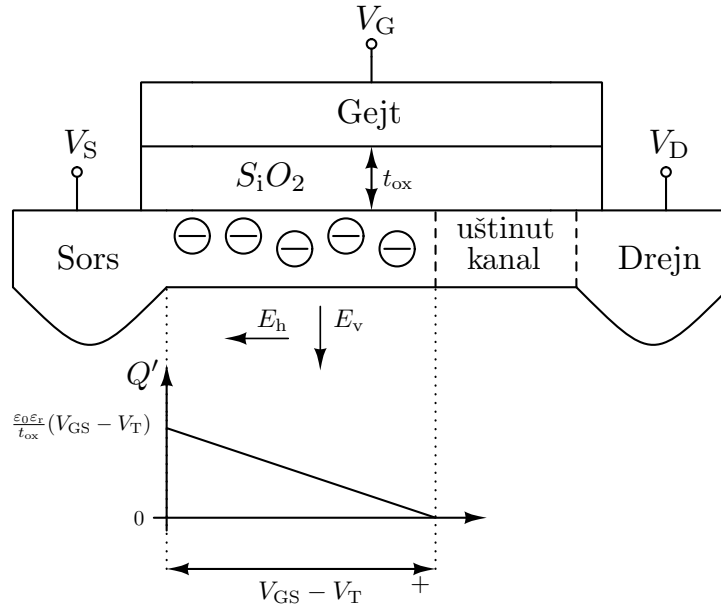
$$\begin{cases} f_d(v_{DS}) = 0, & \text{za } v_{DS} < V_K \\ f_d(v_{DS}) = 1, & \text{za } v_{DS} \geq V_K, \end{cases} \quad (57)$$

Stiv Krips (Steve Cripps) predložio je model u [21], i od tada se isti upotrebljava više od 30 godina za razvoj RF pojačavača snage, kako u industrijskim, tako i u akademskim krugovima.

Postupak projektovanja integrisanog pojačavača snage nešto se razlikuje od diskretnog parnjaka. Primera radi, diskretni tranzistor ima samo jednu promenljivu, struju polarizacije, pa je čak i za nju približna optimalna vrednost dostupna u dokumentaciji. Sa druge strane, integrisani MOS tranzistor definisan je sa tri nezavisne promenljive: strujom polarizacije I_Q , širinom kanala W i dužinom kanala L . Dok projektanti diskretnih pojačavača moraju da koriste različite tranzistore za različite nivoe izlazne snage, opsege učestanosti, kao i različitu linearnost, projektanti inte-

grisanih pojačavača mogu adekvatnim odabirom projektnih promenljivih obezbediti optimalne performanse za datu primenu. Integrisana tehnologija obezbeđuje veliku fleksibilnost, ali po ceni nešto složenijeg postupka projektovanja.

Ovde ćemo predstaviti jedan od mogućih pristupa projektovanja integrisanog MOS tranzitora za približno optimalne performanse na visokim učestanostima. Na slici 47 prikazan je NMOS tranzistor. Struja tranzistora proporcionalna je proizvodu



Slika 47: Poprečni presek NMOS tranzistora.

naelektrisanja i brzine kretanja elektrona,

$$I_{DS} \sim Q \cdot v. \quad (58)$$

Površinska gustina naelektrisanja na mestu uštinuća kanala jednaka je nuli, dok je na mestu kontakta sa sorsom proporcionalna naponu $V_{GS} - V_T$ [78]. To praktično znači da je pad napona duž kanala jednak $V_{GS} - V_T$. Na osnovu prethodnog razmatranja, zaključujemo da su horizontalno i vertikalno električno polje E_h i E_v proporcionalni naponu $V_{GS} - V_T$. Brzina kretanja elektrona zavisi od jačine primenjenog električnog polja,

$$v = \mu_{n,0} \cdot E_h, \quad (59)$$

gde je $\mu_{n,0}$ pokretljivost elektrona. Ipak, jednačina (59) važi za brzinu manju od v_{sat} , koja predstavlja maksimalnu brzinu kretanja elektrona u određenom materijalu [78].

Taj uticaj se modeluje korekcijom jednačine (59):

$$v = \mu_n \cdot E_h = \frac{\mu_{n,0}}{1 + \frac{V_{GS} - V_T}{LE_C}} \cdot E_h, \quad (60)$$

gde je E_C kritično horizontalno električno polje za koje dolazi do saturacije brzine.

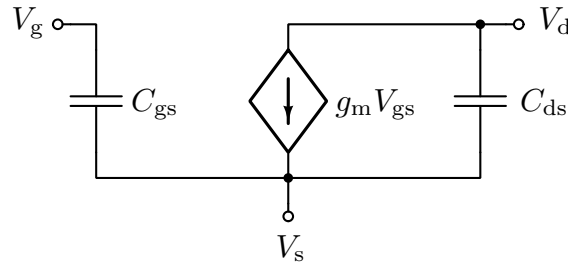
Pokretljivost elektrona se smanjuje i usled dejstva jakog vertikalnog električnog polja E_v . Na elektrone deluje sila koja ih pribija uz samu površinu oksida S_iO_2 . Ta površina je puna neravnina i takozvanih zamki za elektrone, pa se njihova pokretljivost na taj način dodatno smanjuje.

Kao što možemo sagledati iz ove analize, jako vertikalno i horizontalno električno polje direktno utiču na smanjenje pokretljivosti nosilaca. Kako smo već ranije pokazali da oba polja zavise od napona $V_{GS} - V_T$, pokretljivost se može modelovati kao monotono opadajuća funkcija napona $V_{GS} - V_T$.

Strujno naponska karakteristika MOS tranzistora data je sa:

$$I_{DS} = \frac{1}{2} \cdot \mu_n \{V_{GS} - V_T\} \cdot C_{ox} \cdot \frac{W}{L} \cdot (V_{GS} - V_T)^2. \quad (61)$$

Na slici 48 pojednostavljen je model tranzistora za mali signal. Transkonduktansa



Slika 48: Pojednostavljen model NMOS tranzistora za mali signal.

g_m je definisana kao:

$$g_m = \frac{dI_{DS}}{dV_{GS}} = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T) + \frac{1}{2} C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T)^2 \frac{d\mu_n}{dV_{GS}}. \quad (62)$$

Za male vrednosti napona $V_{GS} - V_T$, transkonduktansa g_m je monotono rastuća funkcija. Usled uticaja jakog horizontalnog i vertikalnog električnog polja, u jednom trenutku pokretljivost μ_n počinje da opada. To će neminovno imati uticaj na transkonduktansu g_m koja će takođe početi da opada. Na osnovu prethodnog razmatranja, možemo zaključiti da transkonduktansa g_m , kao funkcija napona $V_{GS} - V_T$, ima maksimum.

Prelazna učestanost tranzistora data je izrazom [84]:

$$\begin{aligned}\omega_T &= \frac{g_m}{C_{gs}} = \frac{\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T) + \frac{1}{2} C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T)^2 \frac{d\mu_n}{dV_{GS}}}{(2/3)WLC_{ox}} \\ &= \frac{3\mu_n (V_{GS} - V_T)}{2L^2} + \frac{3(V_{GS} - V_T)^2}{4L^2} \frac{d\mu_n}{dV_{GS}}.\end{aligned}\quad (63)$$

Prelazna učestanost opada sa kvadratom dužine kanala L . Ako su izraženi efekti kratkog kanala, odnosno ako je brzina nosilaca dostigla svoju maksimalnu vrednost, prelazna učestanost se smanjuje linearno sa dužinom kanala L . U oba slučaja, manje L znači veću prelaznu učestanost. Iz tog razloga, tranzistori u RF kolima, gotovo uvek, imaju minimalnu moguću dužinu kanala za datu tehnologiju.

Kao i transkonduktansa, prelazna učestanost ω_T je funkcija napona $V_{GS} - V_T$ i ima svoj maksimum. Treba napomenuti da je prelazna učestanost monotono rastuća funkcija, za male vrednosti $V_{GS} - V_T$, i da se njen maksimum nalazi duboko u jakoj inverziji. Na osnovu jednačine (61), za fiksno $L = L_{\min}$, možemo zaključiti da je napon $V_{GS} - V_T$ funkcija gustine struje I_Q/W . U literaturi [85] je pokazano da se gustina struje za maksimalno ω_T nalazi u opsegu od 0,2 mA/ μm do 0,3 mA/ μm i da je invarijantna u odnosu na CMOS tehnološki nod. Kao što možemo videti, ostala je samo jedna nezavisna projektna promenljiva, struja polarizacije I_Q , i ona se bira na osnovu zahtevane maksimalne izlazne snage.

Postupak projektovanja se može objasniti i na malo drugačiji način. Jedinični tranzistor se projektuje tako da ima optimalne performanse na visokim učestanoštima, dok se maksimalna izlazna snaga podešava paralelnim vezivanjem potrebnog broja jediničnih tranzistora. Ovo objašnjenje upućuje na zaključak da je transkonduktansa za veliki signal G_m proporcionalna struji polarizacije I_Q . Zbog toga je pogodno definisati napon

$$V_{OD} = \frac{I_Q}{G_m}, \quad (64)$$

konstantan za fiksnu gustinu struje i dužinu kanala MOS tranzistora. Takođe, pošto se tranzistor sastoji od paralelno vezanih jediničnih tranzistora, ukupan napon V_K je jednak naponu V_K jediničnog tranzistora. Parametre V_{OD} i V_K možemo posmatrati kao tehnološke konstante, jedinstvene za datu tehnologiju i poznate u vreme projektovanja.

2.4.3 Tehnike za povećanje amplitude izlaznog napona

Dva tipa proboja se sreću prilikom dizajna CMOS pojačavača snage: proboj oksida i kumulativni proboj izazvan brzim elektronima u kanalu tranzistora. Proboj oksida dešava se kada polje u S_iO_2 postane veće od polja proboja E_P , kao na slici 47. Ograničenje je obično određeno maksimalnim naponom drejn-gejt,

$$V_{DG,max} = t_{ox}E_P, \quad (65)$$

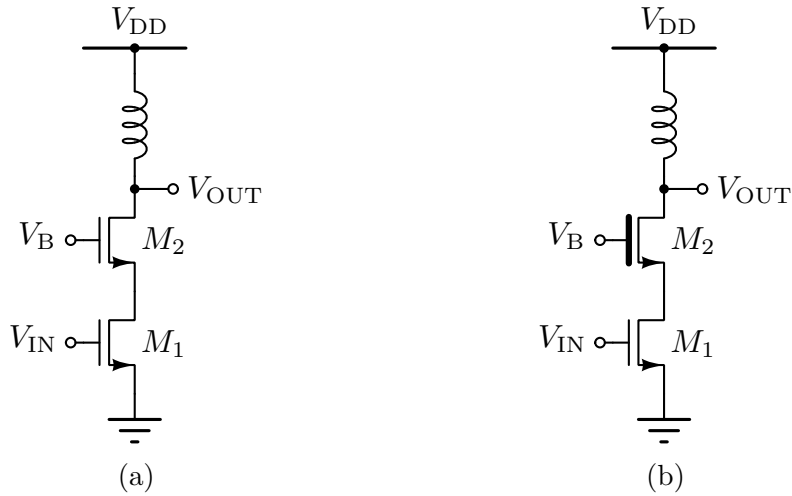
Ovaj proboj se događa trenutno i pojačavač u potpunosti gubi svoju prvobitnu funkciju. Nasuprot tome, efekat brzih elektrona u kanalu ima postepen, kumulativan karakter. Usled jakog horizontalnog i vertikalnog polja u kanalu E_h i E_v sa slike 47, elektroni se ubrzavaju i neki od njih pogađaju oksid S_iO_2 . Usled velike kinetičke energije, probijaju duboko u oksid i ostaju zarobljeni u njemu. Ovaj efekat ima za posledicu degradaciju performansi tranzistora, u prvom planu povećanje napona praga V_T i smanjenje napona $V_{DG,max}$, usled koga dolazi do proboja oksida. Problem se delimično može izbeći menjanjem napona polarizacije V_{GS} , kako bi se kompenzovala promena napona praga V_T . Ipak, ova tehnika povećava kompleksnost, parazite, površinu i cenu dizajna, a problem rešava samo delimično. Uvek je poželjnije projektovati robustan pojačavač bez potrebe za dodatnim podešavanjima.

Negativan uticaj brzih elektrona moguće je izbeći jedino smanjivanjem pada napona na tranzistoru. Sa druge strane, ako je potrebno zadržati istu snagu na izlazu, neophodno je optimalnu otpornost smanjiti kvadratom u odnosu na smanjenje amplitude izlaznog napona:

$$R_{opt} = \frac{(V_m/k)^2}{2P_{out}}, \quad (66)$$

gde je k faktor smanjenja. To znači da se povećava transformacioni odnos mreže za prilagođenje, a samim tim i gubici [68]. Proporcionalno smanjenju amplitude napona, povećava se amplituda izlazne struje. Da bi se održala optimalna gustina struje tranzistora za maksimalno ω_T , potrebno je proporcionalno povećati širinu tranzistora. Širi tranzistor znači veću parazitnu kapacitivnost i manji propusni opseg zbog Bode-Fano ograničenja [69, 70, 71].

Kaskodna konfiguracija u odgovarajućoj meri može poboljšati performanse CMOS pojačavača snage [86]. Ekvivalentna kapacitivnost na ulaznom pristupu tranzistora, usled Milerovog efekta [87], smanjuje se u kaskodnoj konfiguraciji [88], pa se samim tim povećava maksimalni propusni opseg pojačavača. Takođe, izlazni DC napon je fiksiran kolom za polarizaciju (slika 49 (a)), pa je maksimalni napon na izlazu dat



Slika 49: Kaskodna konfiguracija sa: (a) standardnim, (b) debelim oksidom.

izrazom:

$$V_{\max} = V_{DD} + V_m, \quad (67)$$

gde je V_m amplituda korisnog signala. Ako je pojačavač u konfiguraciji sa jednim tranzistorom, onda se maksimalan napon $V_{DG,\max}$ postiže kada je struja kroz tranzistor približno nula,

$$V_{DG, \max} = V_{DD} + V_m - V_T. \quad (68)$$

Nasuprot tome, maksimalan pad napona na tranzistoru M_2 sa slike 49 (a) iznosi:

$$V_{DG,\max2} = V_{DD} + V_m - V_B, \quad (69)$$

a maksimalni pad napona na tranzistoru M_1 je:

$$V_{DG,\max1} = V_B - 2V_T. \quad (70)$$

Pogodnim izborom DC napona V_B moguće je raspodeliti pad napona na tranzistore M_1 i M_2 tako da se dobije veća amplituda korisnog signala na izlazu. Treba naglasiti da je za tranzistor M_2 bolje da baza i sors budu povezani kako bi se izbegao veliki pad napona na inverzno polarisanoj diodi drejn-baza, što u krajnjem slučaju može dovesti do proboja PN spoja.

Agresivnije povećanje opsega izlaznog napona prikazano je na slici 49 (b). Tranzistor sa tankim oksidom M_1 služi za pojačavanje ulaznog signala, dok kaskodni tranzistor, sa debelim oksidom $t_{ox2} > t_{ox1}$, služi da obezbedi izolaciju od velikog

izlaznog napona. Deblji oksid znači da tranzistor M_2 može podneti dosta veći pad napona V_{DG} , u odnosu na standardni tranzistor sa tankim oksidom M_1 . Kako je debljina oksida često i do dva puta veća, to znači da je i maksimalan pad napona takođe dvostruko veći (jednačina (65)). To otvara mogućnost značajnog povećanja napona napajanja V_{DD} u odnosu na konfiguraciju sa slike 49 (a), a samim tim i amplitude korisnog signala V_m .

Ipak, prikazana tehnika ima i svoju cenu. Pretpostavimo da je $t_{ox2} = 2t_{ox1}$ i $L_{min2} = 2L_{min1}$. Kako je optimalna gustina struje invarijantna u odnosu na generaciju CMOS integrisane tehnologije, odnosno u odnosu na debljinu oksida, optimalno je da tranzistori M_1 i M_2 imaju približno istu gustinu struje. U skladu s tim, zaključujemo da je širina tranzistora M_2 duplo veća od širine tranzistora M_1 ,

$$W_2 = 2W_1. \quad (71)$$

Kapacitivno opterećenje tranzistora M_1 dato je sa:

$$C_{L1} = C_{gs2} = \frac{2 \varepsilon_o \varepsilon_r}{3 t_{ox2}} W_2 L_2 = \frac{2 \varepsilon_o \varepsilon_r}{3 2t_{ox1}} 2W_1 2L_{min1} = 2 \frac{2 \varepsilon_o \varepsilon_r}{3 t_{ox1}} W_1 L_{min1}, \quad (72)$$

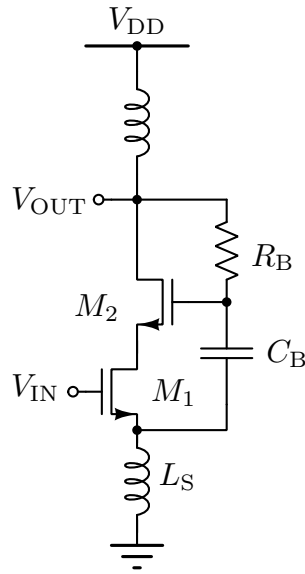
što je dvostruko veće u odnosu na konfiguraciju sa slike 49 (a), dok je rezistivno opterećenje približno jednako u oba slučaja, pa je zbog toga maksimalna radna učestanost smanjena približno dva puta.

Sa druge strane, kapacitivno opterećenje na izlazu tranzistora M_2 je dato sa:

$$C_{L2} = \frac{\varepsilon_o \varepsilon_r}{t_{ox2}} W_2 \frac{L_{min2}}{3} = \frac{1 \varepsilon_o \varepsilon_r}{3 2t_{ox1}} 2W_1 2L_{min1} = 2 \frac{1 \varepsilon_o \varepsilon_r}{3 t_{ox1}} W_1 L_{min1}, \quad (73)$$

što je ponovo dvostruko veće u odnosu na konfiguraciju sa slike 49 (a). Zbog dvostruko veće amplitude izlaznog napona, optimalno rezistivno opterećenje je četiri puta veće (jednačina (66)), pa je na osnovu Bode-Fano kriterijuma [69, 70, 71] maksimalni propusni opseg osam puta manji.

Osim klasičnog kaskodiranja, sa fiksnim naponom na gejtu kaskodnog tranzistora, postoji i konfiguracija u kojoj se pomenuti napon dinamički menja u zavisnosti od primenjenog ulaznog napona [89], kao na slici 50. DC napon na gejtu tranzistora M_2 jednak je naponu napajanja V_{DD} . Korisni izlazni signal se slabi filtrom $R_b - C_b$ i dovodi na ulaz tranzistora M_2 . Otpornost R_b i kapacitivnost C_b mogu se odrediti tako da ukupan pad napona bude ravnomerno raspoređen na tranzistore M_1 i M_2 . Topologija obezbeđuje veći opseg izlaznog napona, ali lošiji frekvencijski odziv u



Slika 50: Kaskodna konfiguracija sa dinamičkom polarizacijom.

odnosu na kolo sa slike 49 (a) i manji opseg izlaznog napona, ali bolji frekvencijski odziv u odnosu na kola sa slike 49 (b).

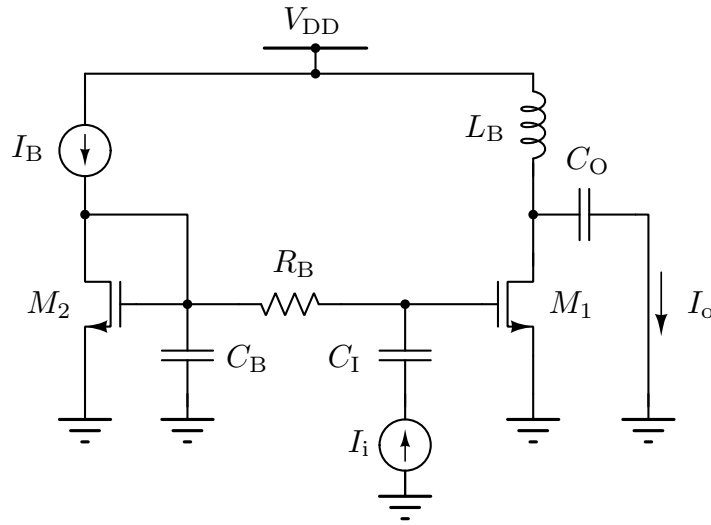
2.4.4 Primer projektovanja pojačavača snage prilagođenog po snazi pri velikim signalima na izlaznom pristupu

U ovom odeljku predstavljen je primer projektovanja širokopolasnog pojačavača snage u standardnom RF CMOS procesu prilagođenog po snazi na izlaznom pristupu. Opseg učestanosti je od 6 do 9 GHz sa maksimalnom linearnom izlaznom snagom od 7 dBm. Na raspolaganju je UMC 130 nm RFCMOS tehnologija sa naponom napajanja $V_{DD} = 1,2$ V.

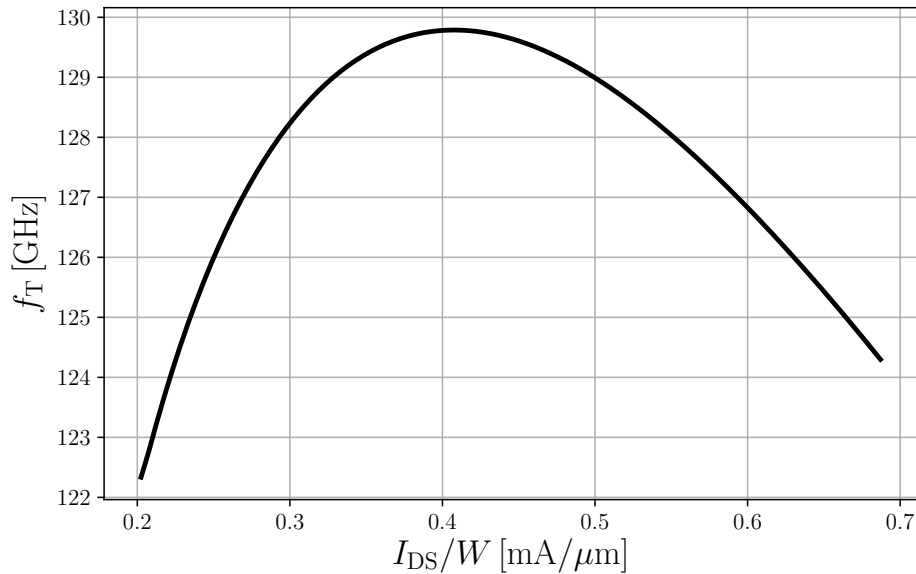
Prvi korak je projektovanje tranzistora sa optimalnom gustinom struje za maksimalnu prelaznu kružnu učestanost ω_T . Kolo za testiranje je prikazano na slici 51. Kondenzatori i kalem se koriste za raspredanje jednosmernog signala i imaju relativno velike vrednosti za integrisani proces. Otpornik R_B služi za polarizaciju tranzistora M_1 i njegova vrednost je 1 M Ω . Tranzistori M_1 i M_2 su identični. Testiranje se vrši tako što se menja DC struja polarizacije I_B i računa se učestanost f_T , za koju je strujno pojačanje za mali signal:

$$G_i(f_T) = \left| \frac{I_o(f_T)}{I_i(f_T)} \right| = 1. \quad (74)$$

Rezultati simulacija su prikazani na slici 52. Sa grafika možemo primetiti da je op-



Slika 51: Kolo za testiranje prelazne učestanosti tranzistora.



Slika 52: Prelazna učestanost tranzistora u zavisnosti od gustine struje polarizacije.

timalna gustina struje za maksimalnu prelaznu učestanost tranzistora 0,4 mA/ μ m. Rezultat se u izvesnoj meri razlikuje od očekivanog opsega od 0,2 mA/ μ m do 0,3 mA/ μ m objavljenog u [85], dobijenog na osnovu rezultata merenja nekoliko tehnoloških procesa. Ipak, važno je uočiti da ne postoji drastična degradacija prelazne učestanosti u opsegu od 0,2 mA/ μ m do 0,3 mA/ μ m u odnosu na maksimalnu vrednost, i u svakom slučaju, prelazna učestanosti je više od deset puta veća od maksimalne učestanosti korisnog signala. Zbog toga možemo zaključiti da propusni opseg tranzistora neće značajno uticati na performanse pojačavača i na gustinu

struje u opsegu od 0,2 mA/μm do 0,3 mA/μm. Takođe, rezultati simulacija sa slike 52 nisu u potpunosti pouzdani, jer je korišćen stari model tranzistora BSIM3v3 u kome nije adekvatno modelovano mnogo fizičkih efekata [90, 91]. Gustina struje polarizacije tranzistora, zbog svega navedenog, a i da bi se izbegli eventualni problemi sa elektromigracijom, izabrana je da bude:

$$\frac{I_{DS}}{W} = 0,2 \text{ mA}/\mu\text{m}. \quad (75)$$

Na osnovu rezultata simulacije dobijeno je:

$$V_K = 300 \text{ mV}, \quad (76)$$

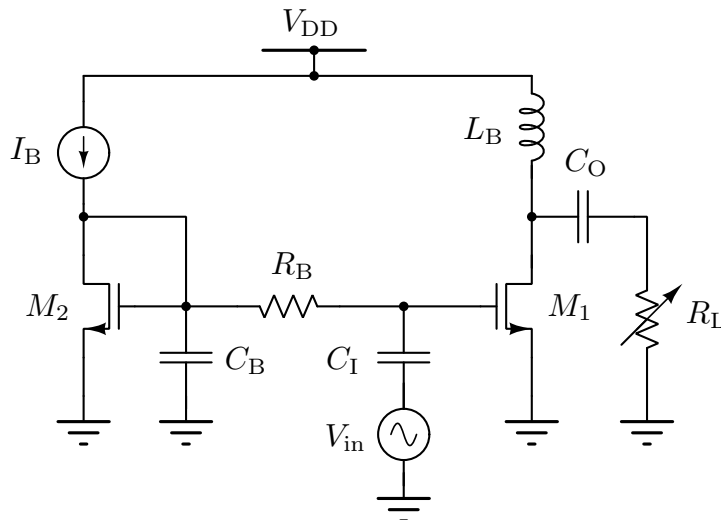
$$V_{OD} = 360 \text{ mV}, \quad (77)$$

$$C_{ds1} = 5,2 \text{ fF}. \quad (78)$$

Korišćenjem jednačine (53) moguće je izračunati vrednost optimalne otpornosti R_{opt1} za struju polarizacije jediničnog tranzistora $I_{DS1} = 1 \text{ mA}$:

$$R_{opt1} = \frac{V_{DD} - V_K}{I_{DS1}} = \frac{1,2 - 0,3}{1 \times 10^{-3}} = 900 \Omega. \quad (79)$$

Rezultat dobijen u jednačini (79) potrebno je potvrditi simulacijama. Kolo za testiranje je prikazano na slici 53. Da bi se neutralisao uticaj parazitnog kondenzatora

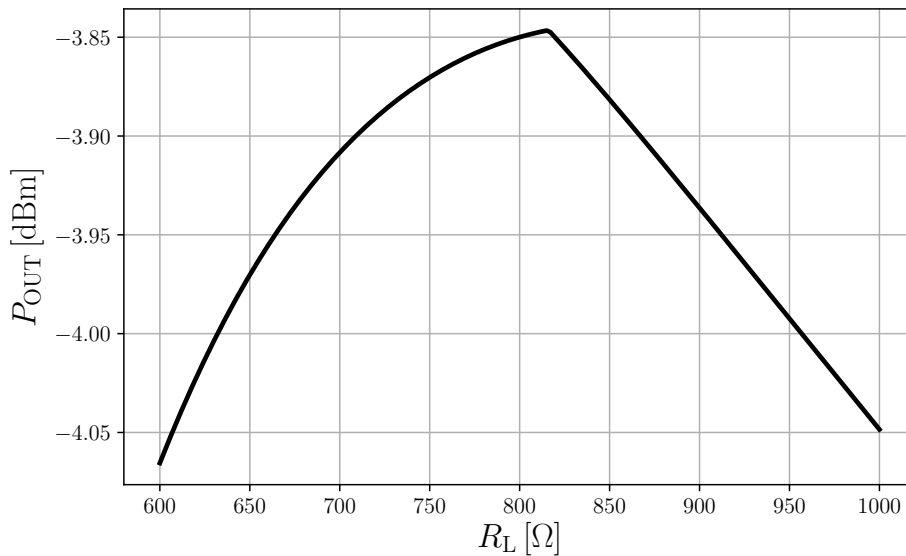


Slika 53: Kolo za testiranje optimalnog opterećenja tranzistora za maksimalnu izlaznu snagu.

C_{ds1} , potrebno je odrediti vrednost kalemata L_B tako da važi:

$$L_B = \frac{1}{C_{ds1}\omega_0^2}, \quad (80)$$

gdje je ω_0 kružna učestanost na kojoj se vrši testiranje ($2 \cdot \pi \cdot 7,5$ GHz). Za različite otpornosti rezistivnog opterećenja R_L određujemo 1 dB tačku kompresije. Optimalno opterećenje R_{opt1} odgovara maksimumu dobijene krive. Rezultati simulacija prikazani su na slici 54. Na osnovu pomenutog grafika lako se određuje:



Slika 54: Zavisnost maksimalne izlazne snage od rezistivnog opterećenja.

$$R_{opt1} = 815 \Omega. \quad (81)$$

Možemo primetiti da postoji razlika između rezultata dobijenog jednačinom (79) i simulirane vrednosti (81). Osnovni razlog neslaganja je pojednostavljeni model tranzistora koji je korišćen u izvođenju jednačine (79). Naime, pretpostavljeno je da je prelazak tranzistora iz linearnog režima rada u saturaciju trenutna, odmah po dostizanju izlaznog napona V_K . U realnosti taj proces je postepen i često je teško sa preciznošću odrediti granicu između dva različita režima rada.

Maksimalna dobijena snaga na slici 54 je $P_{OUT1} = 0,4$ mW. Kako je željena snaga $P_{OUT} = 5$ mW, potrebno je povećanje 12,5 puta. To znači da je potrebno povećati struju polarizacije jediničnog tranzistora 12,5 puta i smanjiti optimalnu otpornost isto toliko puta:

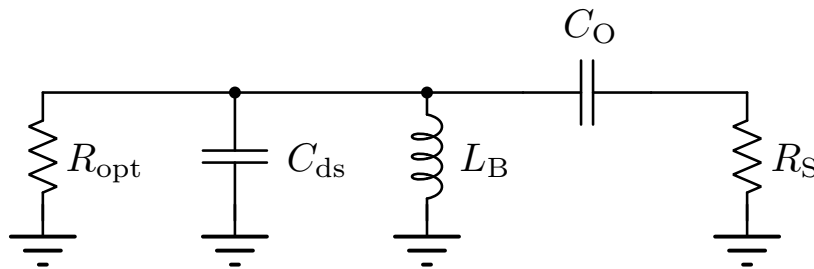
$$R_{opt} = R_{opt1}/12,5 = 62,5 \Omega, \quad (82)$$

$$I_{DS} = I_{DS1} \times 12,5 = 12,5 \text{ mA}. \quad (83)$$

Širina tranzistora se proporcionalno povećava, dok dužina ostaje nepromenjena. Zbog toga se kapacitivnost C_{ds} povećava 12,5 puta u odnosu na jedinični tranzistor:

$$C_{ds} = C_{ds1} \times 12,5 = 62,4 \text{ fF}. \quad (84)$$

Sledeći korak je projektovanje mreže za prilagođenje tako da tranzistor bude opterećen optimalnom otpornošću u opsegu učestanosti od 6 do 9 GHz. Mreža za prilagođenje je prikazana na slici 55. Nepoznati parametri su kondenzator C_O i



Slika 55: Mreža za prilagođenje na izlazu pojačavača snage.

kalem L_B . Pretpostavimo da je ulazna impedansa predajne antene $R_S = 50 \Omega$. Prvo je potrebno transformisati rednu vezu $C_O - R_S$ u paralelnu $C_P - R_P$:

$$C_P = \frac{Q_S^2}{1 + Q_S^2} C_O, \quad (85)$$

$$R_P = (1 + Q_S^2) R_S, \quad (86)$$

gde je

$$Q_S = \frac{1}{\omega C_O R_S}. \quad (87)$$

Iz jednačine (86) određuje se Q_S :

$$Q_S = \sqrt{\frac{R_P}{R_S} - 1} = \sqrt{\frac{62,5}{50} - 1} = 0,5. \quad (88)$$

Na osnovu rezultata (88) i jednačine (87), određuje se kondenzator C_O kao:

$$C_O = \frac{1}{\omega Q_S R_S} = \frac{1}{2\pi \times 7,5 \times 10^9 \times 0,5 \times 50} = 848 \text{ fF}. \quad (89)$$

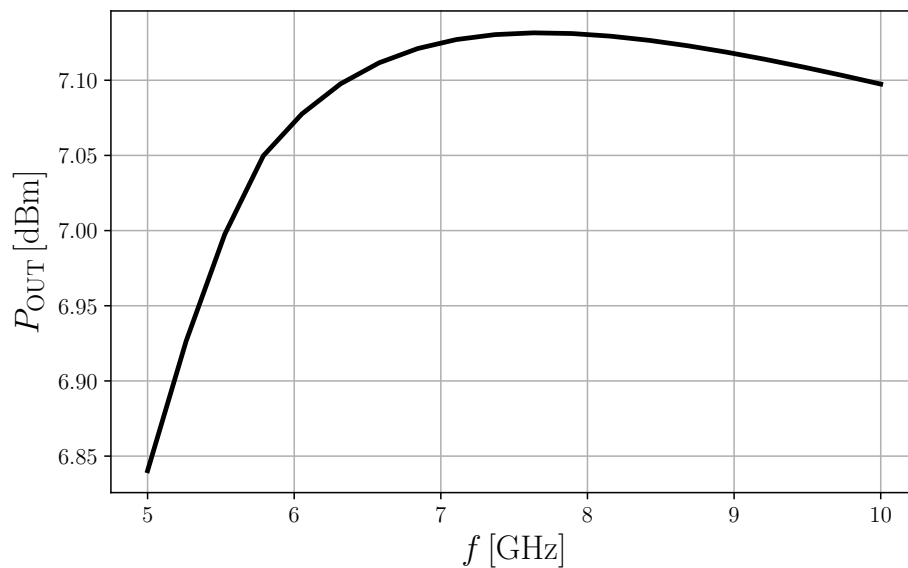
Korišćenjem (89) i (85) dobijamo:

$$C_P = \frac{0,5^2}{1 + 0,5^2} \times 848 = 169,7 \text{ fF}. \quad (90)$$

Poslednja nepoznata je kalem L_B , koji se nalazi iz sledeće jednačine:

$$L_B = \frac{1}{\omega^2 (C_P + C_{ds})} = 1,94 \text{ nH}. \quad (91)$$

Rezultati simulacija izlazne snage u zavisnosti od učestanosti prikazani su na slici 56. Kao što se može videti, maksimalna izlazna snaga u opsegu učestanosti od 6 do

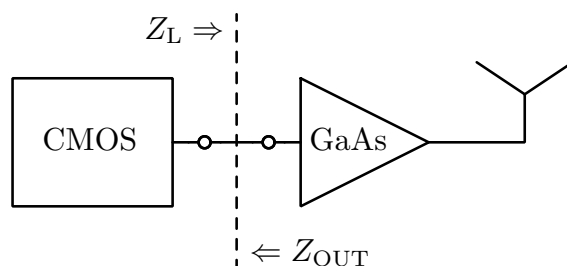


Slika 56: Maksimalna izlazna snaga pojačavača snage u zavisnosti od učestanosti.

9 GHz je oko 7 dBm.

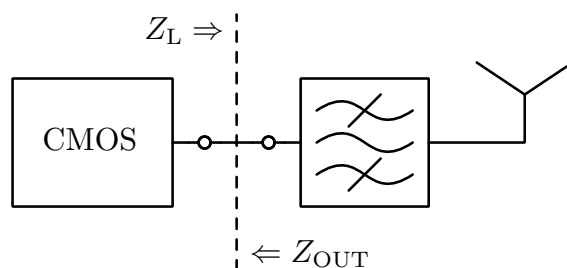
3 Pojačavač snage sa konjugovano-kompleksnim i prilagođenjem po snazi pri velikim signalima na izlaznom pristupu

Radari i komunikacioni sistemi često nisu integrisani na jednom čipu, nego se sastoje od više međusobno povezanih modula. Primera radi, u nekim aplikacijama, u kojima je potrebna relativno velika izlazna snaga, pojačavač snage se projektuje u GaAs ili nekoj drugoj tehnologiji III-V generacije, dok se ostatak sistema projektuje u silicijumu (slika 57). CMOS tranzistori imaju mali probojni napon, i ne mogu obezbediti veliku izlaznu snagu [81, 92, 93, 94]. Sa druge strane, CMOS tehnologija je relativno jeftina i pogodna za realizaciju digitalne logike, kao i analognih i RF komponenti niske snage.



Slika 57: RF sistem sa GaAs pojačavačem snage.

U nekim aplikacijama, koriste se i eksterni filtri sa velikim faktorom dobrote, kako bi se eliminisalo neželjeno zračenje van standardom definisane spektralne maske (slika 58).

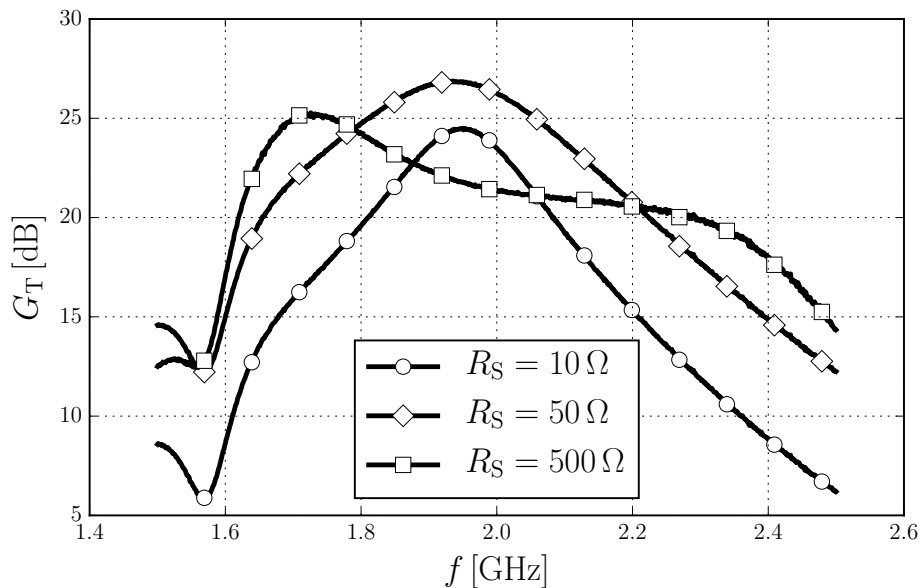


Slika 58: RF sistem sa eksternim filtrom za potiskivanje neželjenog zračenja.

U oba navedena primera, eksterne komponente projektuju se tako da rade sa konjugovano-kompleksno prilagođenim ulaznim portom:

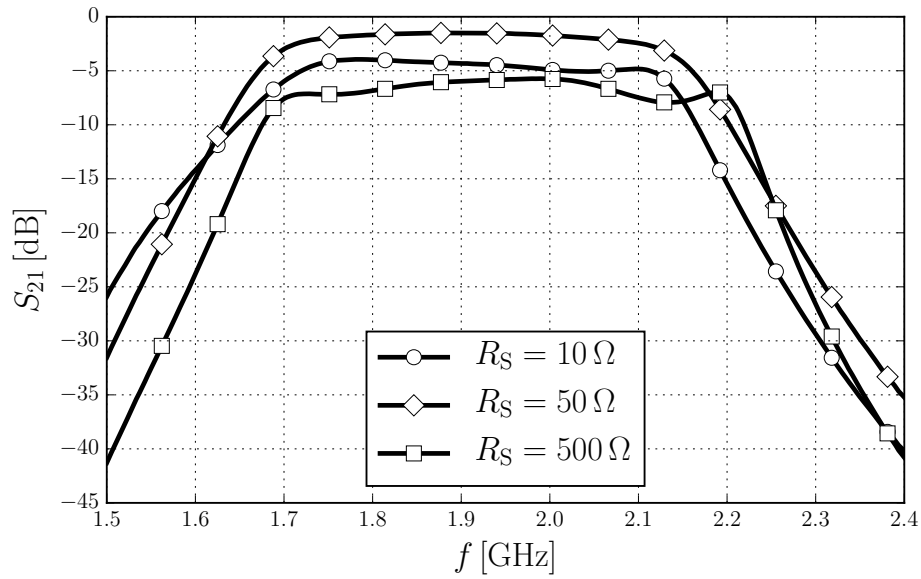
$$Z_{\text{OUT}} = Z_{\text{L}}^* \quad (92)$$

Ako ovaj uslov nije ispunjen, gubici se povećavaju, a frekvencijski odziv odstupa od željenog. Posmatrajmo primer dve komercijalno dostupne komponente: pojačavač snage kompanije Skyworks SKY65124, koji radi u opsegu učestanosti od 1,93 do 1,99 GHz, i filter kompanije Johanson Technology, propusnik opsega učestanosti od 1,88 do 1,93 GHz. Odgovarajući grafici prikazani su na slikama 59 i 60. Kola su projektovana tako da rade sa prilagođenim ulaznim portom i impedansom generatora $R_S = 50 \Omega$. Kao što možemo primetiti, odstupanje od ove optimalne vrednosti značajno utiče na frekvencijski odziv i gubitke u komponentama. Ulazni generator predaje manje snage u odnosu na slučaj kada je konjugovano-kompleksno prilagođen na potrošač, pa samim tim dolazi do smanjenja nivoa snage i na izlaznom pristupu. Poremećaj u frekvencijskom odzivu posledica je promene položaja polova usled različitog rezistivnog opterećenja na ulaznom pristupu.



Slika 59: Pogonsko pojačanje snage pojačavača snage SKY65124 kompanije Skyworks.

Kako bi se izbegli pomenuti nedostaci, CMOS pojačavač snage projektuje se tako da bude konjugovano-kompleksno prilagođen na izlaznom pristupu. Da bi se postigla relativno velika efikasnost, potrebno je istovremeno obezbediti i prilagođenje

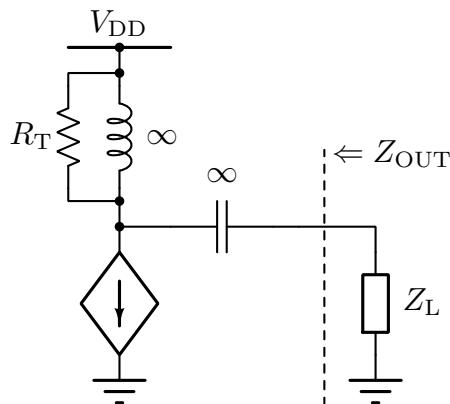


Slika 60: Frekvencijski odziv filtra propusnika opsega učestanosti kompanije Johanson Technology.

po snazi na izlaznom pristupu. Pošto je u prethodnom odeljku već zaključeno da standardni pojačavač snage sa zajedničkim sorsom (SPS) nije moguće istovremeno prilagoditi po snazi i konjugovano-kompleksno, u ovom poglavlju predstavljene su tehnike za prevazilaženje pomenutih ograničenja.

3.1 Pojačavač snage sa zajedničkim sorsom i otpornikom u drejnu (POD)

Model pojačavača snage sa zajedničkim sorsom i otpornikom u drejnu prikazan je na slici 61. Tranzistor je zamenjen naponski kontrolisanim strujnim izvorom



Slika 61: Model pojačavača snage sa zajedničkim sorsom i otpornikom u drejnu.

sa strujnim i naponskim ograničenjima. Parazitni otpornik r_{ds} i kondenzator C_{ds} zanemareni su u prvoj iteraciji i biće naknadno uključeni u model. Pojačavač je konjugovano-kompleksno prilagođen na izlaznom pristupu ako važi:

$$Z_L = Z_{OUT}^* = R_T. \quad (93)$$

Strujni izvor će isporučiti maksimalnu snagu ako je opterećen optimalnim otpornikom:

$$R_{opt} = R_T || Z_L = \frac{R_T}{2} = \frac{V_{DD} - V_K}{I_Q}. \quad (94)$$

Ukoliko je potrebno obezbediti istovremeno prilagođenje po snazi i konjugovano-kompleksno prilagođenje, polovina snage strujnog izvora će se disipirati na otporniku R_T . To znači da je efikasnost dvostruko manja nego kod pojačavača snage sa zajedničkim sorsom, prilagođenim samo po snazi na izlaznom pristupu.

3.1.1 Primer projektovanja pojačavača snage sa zajedničkim sorsom i otpornikom u drejnu

Ovde će biti predstavljen primer projektovanja pojačavača snage sa identičnim specifikacijama kao u odeljku 2.4.4, ali sa dodatnim zahtevom da bude konjugovano-kompleksno prilagođen na izlaznom pristupu. Optimalna gustina struje i optimalno rezistivno opterećenje jediničnog tranzistora su već određeni (jednačine (75) i (79)). U narednom koraku, potrebno je odrediti struju polarizacije i optimalno opterećenje pojačavača. Kako je potrebno obezbediti da raspoloživa snaga na izlazu tranzistora bude dva puta veća od snage koja se predaje potrošaču, možemo utvrditi sledeće:

$$I_{DS} = I_{DS1} \times \frac{2P_{OUT}}{P_{OUT1}} = 1 \times \frac{2 \times 5}{0,4} = 25 \text{ mA}, \quad (95)$$

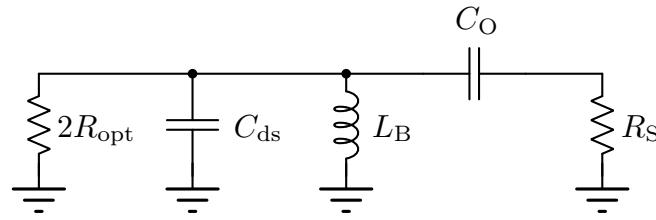
$$R_{opt} || r_{ds} = R_{opt1} \times \frac{P_{OUT1}}{2P_{OUT}} = 815 \times \frac{0,4}{2 \times 5} = 32,6 \ \Omega, \quad (96)$$

$$R_{opt} = R_{opt} || r_{ds} \frac{r_{ds}}{r_{ds} - R_{opt} || r_{ds}} = 32,6 \frac{141}{141 - 32,6} = 40,42 \ \Omega. \quad (97)$$

Primetno je da je parazitni otpornik r_{ds1} ugrađen u jedinični otpornik R_{opt1} i da ranije nije bilo potrebe za razdvajanjem te dve vrednosti. Ipak, u ovom slučaju uticaj otpornika r_{ds} treba apsorbovati u otporniku R_T , pa je zbog toga razdvajanje neophodno.

Mreža za prilagođenje projektuje se tako da transformiše otpotnost $R_S = 50 \ \Omega$

u $2R_{\text{opt}}$ i da istovremeno apsorbuje parazitnu kapacitivnost C_{ds} (slika 62). Koriš-



Slika 62: Mreža za prilagođenje na izlazu pojačavača snage.

ćenjem identičnih jednačina kao u odeljku 2.4.4, određeni su parametri mreže za prilagođenje i prikazani u tabeli 1. Pošto je potrebno anulirati uticaj parazitne

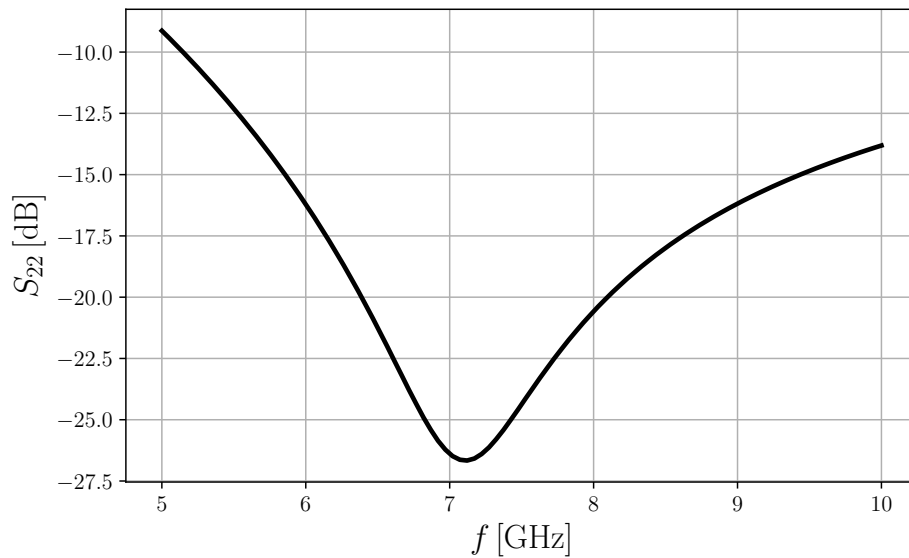
Tabela 1: Vrednosti komponenti.

Parametar	Vrednost
R_{S}	50Ω
C_{O}	$540,2 \text{ fF}$
L_{B}	$1,37 \text{ pH}$
C_{ds}	$121,4 \text{ fF}$

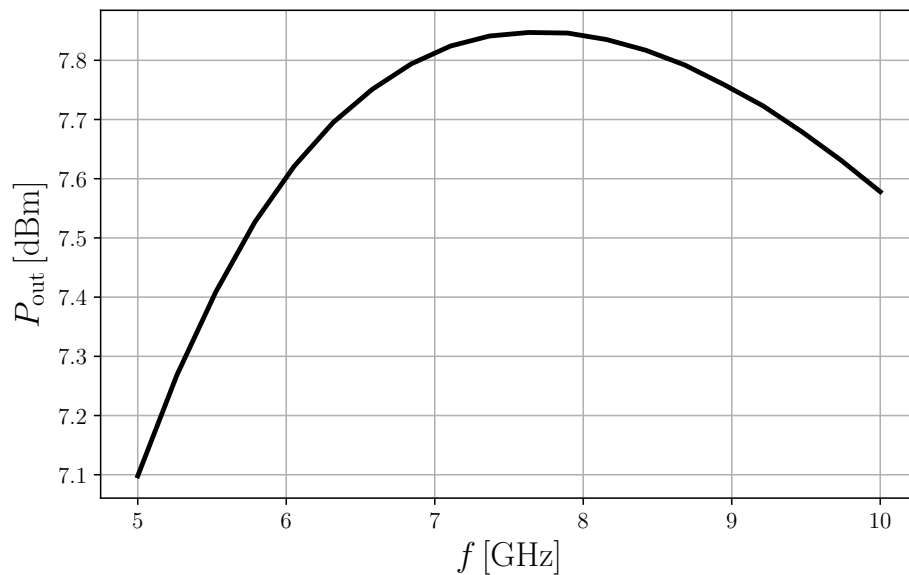
otpornosti $r_{\text{ds}} = 141 \Omega$, otpornik R_{T} određuje se sledećom formulom:

$$R_{\text{T}} = (2R_{\text{opt}}) \parallel (-r_{\text{ds}}) = 190 \Omega. \quad (98)$$

Rezultati simulacija prikazani su na slikama 63 i 64. Kao što se može primetiti, postignuto je istovremeno konjugovano-kompleksno i prilagođenje po snazi na izlaznom pristupu. Maksimalna snaga na izlazu veća je od 7 dBm, dok je parametar S_{22} manji od -15 dB u celom propusnom opsegu od 6 do 9 GHz. Osnovni nedostatak topologije je smanjenje efikasnosti od 50%, usled disipacije na otporniku R_{T} u odnosu na standardni pojačavač snage u klasi A, prilagođen po snazi na izlaznom pristupu. Maksimalna teorijska efikasnost je svega 25%. Problem je moguće delimično prevazići upotrebom povratne sprege. Detaljnija analiza pojačavača sa drejn-gejt povratnom spregom prikazana je u narednoj sekciji.



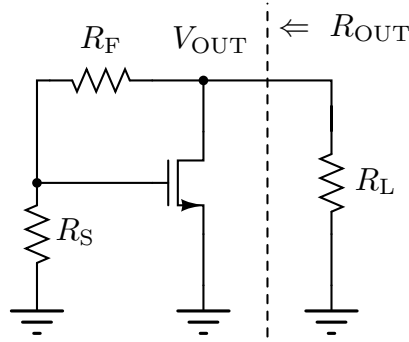
Slika 63: Parametar S_{22} .



Slika 64: Izlazna snaga.

3.2 Tranzistor sa drejn-gejt povratnom spregom

Osnovna ideja pristupa predstavljenog u ovoj sekciji jeste povećanje otpornosti R_T sa slike 61 kako bi se smanjila disipacija snage, ali bez promene izlazne otpornosti pojačavača, tako da uslov za konjugovano-kompleksno prilagođenje i dalje važi. Isto je moguće postići upotrebom povratne sprege. Treba početi sa jednostavnim modelom pojačavača za mali signal sa slike 65. Izlazna otpornost data je sa:



Slika 65: Model za mali signal pojačavača sa povratnom spregom.

$$R_{\text{OUT}} = \frac{R_F + R_S}{1 + |\beta A|}, \quad (99)$$

gde je βA kružno pojačanje. Uslov za konjugovano-kompleksno prilagođenje na izlaznom pristupu je:

$$R_L = R_{\text{OUT}} = \frac{R_F + R_S}{1 + |\beta A|}. \quad (100)$$

Snaga disipacije na otporniku R_F i R_S računa se kao:

$$P_{\text{DISS}} = \frac{V_{\text{OUT}}^2}{2(R_F + R_S)}. \quad (101)$$

Snaga koja se predaje potrošaču data je sa:

$$P_L = \frac{V_{\text{OUT}}^2}{2R_L}. \quad (102)$$

Odnos snage disipacije i izlazne snage dobija se iz sledeće jednačine:

$$\gamma = \frac{P_{\text{DISS}}}{P_L} = \frac{R_L}{R_F + R_S}, \quad (103)$$

dok, na osnovu (99), imamo:

$$\gamma = \frac{1}{1 + |\beta A|}. \quad (104)$$

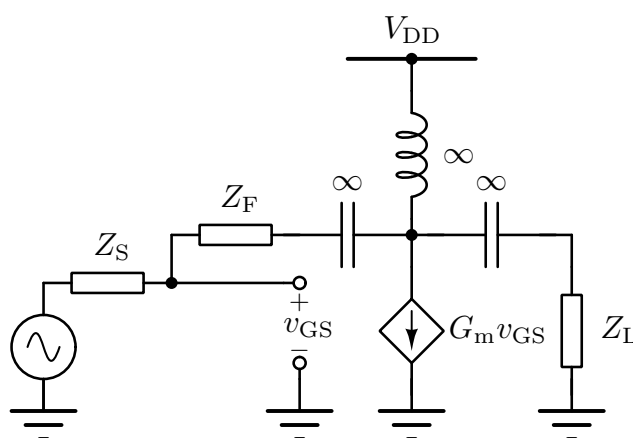
Veliko kružno pojačanje βA ima za posledicu mali procenat disipacije raspoložive snage na otporniku R_F i R_S . Granični slučaj za $\beta A \rightarrow 0$ svodi se na primer iz odeljka 3.1.1, gde se polovina ukupne raspoložive snage disipira na otporniku R_T .

Posle kraće analize, može se zaključiti da pojačavač sa povratnom spregom može imati bolju efikasnost od rešenja prikazanog u odeljku 3.1.1. Takođe, kao i za kolo u istom odeljku, moguće je ostvariti istovremeno konjugovano-kompleksno i prilago-

đenje po snazi na izlaznom pristupu. Pre sprovođenja detaljnije analize, potrebno je odrediti uslov za prilagođenje po snazi tranzistora sa drejn-gejt povratnom spregom.

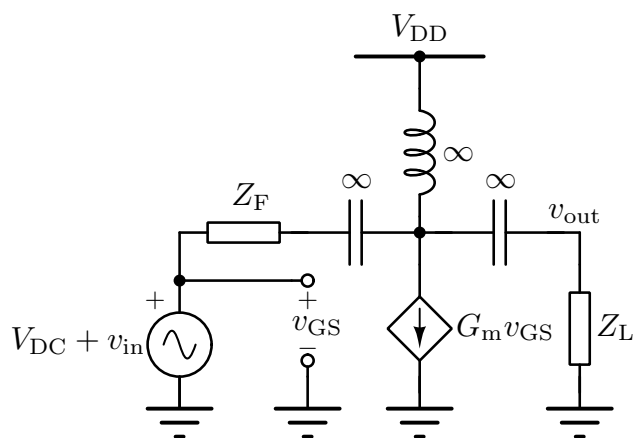
3.2.1 Prilagođenje po snazi tranzistora sa drejn-gejt povratnom spregom

Uslov za prilagođenje po snazi unilateralnog tranzistora je dobro poznat RF dizajnerima [21] i dat je jednačinom (53). U ovom odeljku, analiza se proširuje na tranzistor sa drejn-gejt povratnom spregom, kao što je prikazano na slici 66. Povratna sprega može biti unutrašnje svojstvo tranzistora, kao posledica parazitnih



Slika 66: Pojačavač snage sa drejn-gejt povratnom spregom.

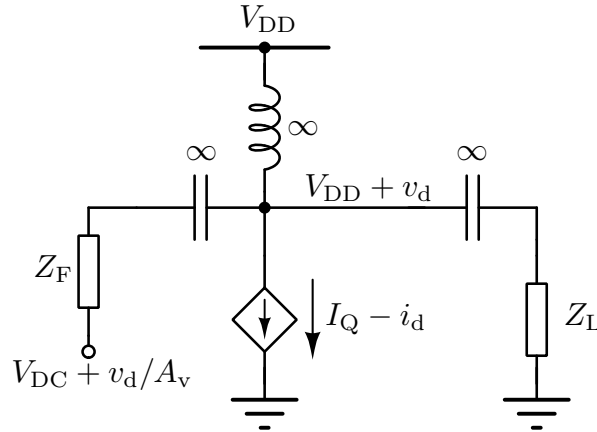
komponenti, ili može biti uključena od strane dizajnera, radi optimizacije. Da bi se izveo odgovarajući kriterijum, potrebno je prvo definisati interno naponsko pojačanje ili, kraće, naponsko pojačanje (slika 67):



Slika 67: Model pojačavača za računanje naponskog pojačanja.

$$A_v = \frac{v_{\text{out}}}{v_{\text{in}}} = \frac{Z_L(1 - G_m Z_F)}{Z_L + Z_F}, \quad (105)$$

Kako je rad tranzistora u zasićenju ograničen naponskim i strujnim ograničenjima drejn-sors napona i struje, ove dve veličine treba koristiti prilikom izvođenja optimalnog opterećenja tranzistora. Uticaj ulazne pobude može biti predstavljen preko izlaznog napona i naponskog pojačanja (slika 68). Upotrebom datog modela, gde



Slika 68: Model pojačavača za računanje uslova za prilagođenje po snazi.

je naponski kontrolisan strujni izvor opisan nelinearnom jednačinom (55), moguće je izračunati optimalno opterećenje tranzistora za maksimalnu izlaznu snagu. Minimalna vrednost trenutnog drejn-sors napona v_d data je sa:

$$v_{\text{dmin}} = V_K - V_{\text{DD}}. \quad (106)$$

Sa druge strane, minimalna trenutna drejn-sors struja i_d data je sa:

$$i_{\text{dmin}} = -I_Q. \quad (107)$$

Ako se pretpostavi sinusoidalani oblik signala, može se napisati:

$$V_m = V_{\text{DD}} - V_K, \quad (108)$$

$$I_m = I_Q, \quad (109)$$

$$v_d = V_m \cos(\omega_0 t + \phi_v), \quad (110)$$

$$i_d = I_m \cos(\omega_0 t + \phi_i). \quad (111)$$

Izlazna snaga tranzistora računa se kao:

$$P_d = \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} i_d v_d = \frac{1}{2} I_m V_m \cos(\phi_v - \phi_i). \quad (112)$$

Maksimum se postiže ako je:

$$\phi_v = \phi_i. \quad (113)$$

Optimalno opterećenje tranzistora identično je kao za pojačavač bez povratne sprege, i dato je sa:

$$R_{\text{opt}} = \frac{V_{\text{DD}} - V_{\text{K}}}{I_{\text{Q}}}. \quad (114)$$

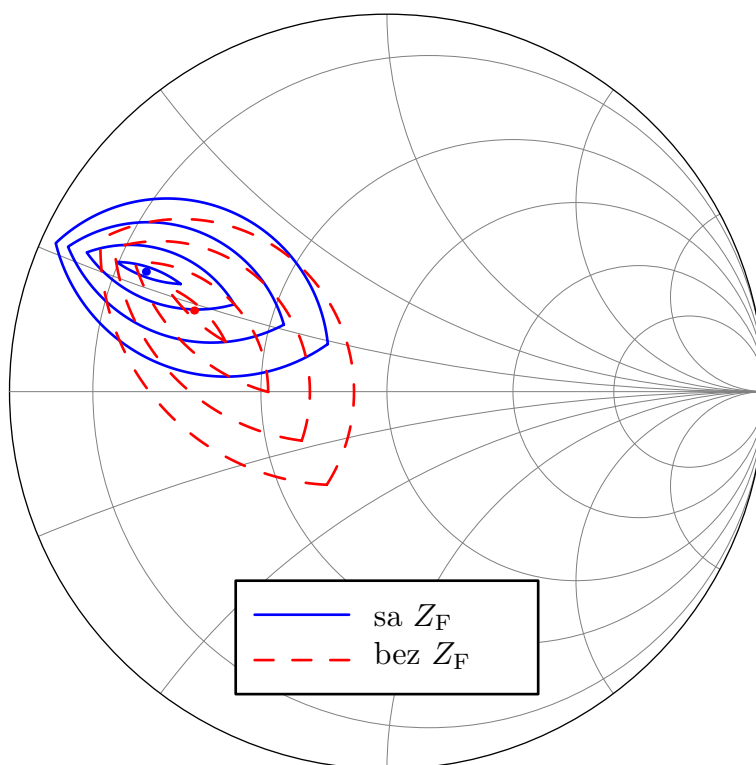
Nasuprot tome, upotrebom modela sa slike 68 može se odrediti veza između napona v_d i struje i_d , koja zavisi od impedanse opterećenja i povratne sprege, kao:

$$i_d = \frac{v_d - v_d/A_v}{Z_F} + \frac{v_d}{Z_L}, \quad (115)$$

pa je za maksimalnu izlaznu snagu potrebno da važi:

$$R_{\text{opt}} = Z_L || (Z_F / (1 - 1/A_v)) = Z_L \frac{G_m Z_F - 1}{G_m (Z_L + Z_F)}. \quad (116)$$

Bitno je primetiti da prilagođenje po snazi tranzistora zavisi samo od izlaznog opterećenja i povratne sprege, ali ne i od impedanse generatora. To znači da konture konstantne snage mogu biti promenjene primenom drejn-gejt povratne sprege (slika 69). Treba naglasiti da su konture konstantne snage unutrašnja osobina tranzistora, koja ne zavisi od ostatka kola u mreži. Model se može koristiti kao dopuna dobro poznatom Cripps-ovom modelu unilateralnog tranzistora [21] za procenu uticaja drejn-gejt parazita (kao što je to, na primer, kondenzator C_{dg}) ili za optimizaciju performansi tranzistora, primenom odgovarajuće povratne sprege, kako bi se postigle željene performanse pojačavača. Primera radi, u narednom odeljku razvijeni model upotrebljen je za projektovanje pojačavača snage sa konjugovano-kompleksnim i prilagođenjem po snazi na izlaznom pristupu.



Slika 69: Konture konstantne snage sa i bez povratne spregе.

3.3 Metodologija projektovanja pojačavača snage sa drejn-gejt povratnom spregom i konjugovano-kompleksnim i prilagođenjem po snazi na izlaznom pristupu

U ovoj sekciji obrađena je metodologija projektovanja pojačavača snage sa drejn-gejt povratnom spregom i konjugovano-kompleksnim i prilagođenjem po snazi na izlaznom pristupu. Početna procena projektnih parametara dobija se primenom analitičkog metoda sa pojednostavljenim modelom tranzistora bez parazitnih elemenata. U drugom koraku, pojačavač se fino podešava primenom grafičkog metoda projektovanja i na osnovu kompleksnijeg modela tranzistora sa uključenim parazitnim elementima.

3.3.1 Analitičko projektovanje

Model pojačavača prikazan je na slici 66. Ulazna i izlazna impedansa računaju se kao:

$$Z_{IN} = \frac{Z_F}{1 - A_v} = \frac{Z_F + Z_L}{1 + G_m Z_L}, \quad (117)$$

$$Z_{\text{OUT}} = \frac{Z_{\text{F}} + Z_{\text{S}}}{1 + G_{\text{m}}Z_{\text{S}}}. \quad (118)$$

Pojačavač je konjugovano-kompleksno prilagođen na ulaznom i izlaznom pristupu, ako važi [95]:

$$Z_{\text{IN}} = Z_{\text{S}}^*, \quad (119)$$

$$Z_{\text{OUT}} = Z_{\text{L}}^*. \quad (120)$$

Na osnovu predstavljenih jednačina, mogu se izvesti sledeće relacije:

$$\frac{Z_{\text{F}} + Z_{\text{L}}}{1 + G_{\text{m}}Z_{\text{L}}} - Z_{\text{S}}^* = 0, \quad (121)$$

$$\frac{Z_{\text{F}} + Z_{\text{S}}}{1 + G_{\text{m}}Z_{\text{S}}} - Z_{\text{L}}^* = 0. \quad (122)$$

Primetimo simetriju u (121) i (122), na osnovu koje možemo pretpostaviti:

$$Z_{\text{L}} = Z_{\text{S}}. \quad (123)$$

Problem se svodi na rešavanje jedne kompleksne jednačine:

$$\frac{Z_{\text{F}} + Z_{\text{L}}}{1 + G_{\text{m}}Z_{\text{L}}} - Z_{\text{L}}^* = \frac{Z_{\text{F}} + Z_{\text{L}} - Z_{\text{L}}^* - G_{\text{m}}|Z_{\text{L}}|^2}{1 + G_{\text{m}}Z_{\text{L}}} = 0. \quad (124)$$

Zamenom $Z_{\text{L}} = R_{\text{L}} + jX_{\text{L}}$ i $Z_{\text{F}} = R_{\text{F}} + jX_{\text{F}}$, lako se dolazi do rešenja:

$$R_{\text{L}} = R_{\text{S}} = \sqrt{\frac{R_{\text{F}}}{G_{\text{m}}} - X_{\text{F}}^2}, \quad (125)$$

$$X_{\text{L}} = X_{\text{S}} = -\frac{X_{\text{F}}}{2}. \quad (126)$$

Uslov za prilagođenje po snazi dat je relacijom (116). Ako se iskoristi rešenje prethodne jednačine i uvrsti $Z_{\text{L}} = R_{\text{L}} - jX_{\text{F}}/2$ i $Z_{\text{F}} = R_{\text{F}} + jX_{\text{F}}$, dobija se:

$$\begin{aligned} & \frac{4R_{\text{L}}(R_{\text{L}} + R_{\text{F}})(G_{\text{m}}R_{\text{F}} - 1) + X_{\text{F}}^2(1 + G_{\text{m}}(4R_{\text{L}}) + R_{\text{F}})}{G_{\text{m}}(4(R_{\text{L}} + R_{\text{F}})^2 + X_{\text{F}}^2)} \\ & + j \frac{X_{\text{F}}(4R_{\text{L}}(1 + G_{\text{m}}R_{\text{L}}) + 2R_{\text{F}} - G_{\text{m}}(2R_{\text{F}}^2 + X_{\text{F}}^2))}{G_{\text{m}}(4(R_{\text{L}} + R_{\text{F}})^2 + X_{\text{F}}^2)} = R_{\text{opt}}. \end{aligned} \quad (127)$$

Pošto je R_{opt} realan broj, imaginarni deo sa leve strane mora biti jednak nuli:

$$\frac{X_F(4R_L(1 + G_m R_L) + 2R_F - G_m(2R_F^2 + X_F^2))}{G_m(4(R_L + R_F)^2 + X_F^2)} = 0. \quad (128)$$

Trivijalno rešenje jednačine (128) je:

$$X_F = 0. \quad (129)$$

Druga rešenja su zapravo rešenja jednačine:

$$4G_m R_L^2 + 4R_L + 2R_F - G_m(2R_F^2 + X_F^2) = 0, \quad (130)$$

i to su:

$$R_{L,1} = \frac{-1 + \sqrt{1 - 2G_m R_F + 2G_m^2 R_F^2 + G_m^2 X_F^2}}{2G_m} \quad (131)$$

$$R_{L,2} = \frac{-1 - \sqrt{1 - 2G_m R_F + 2G_m^2 R_F^2 + G_m^2 X_F^2}}{2G_m} \quad (132)$$

Važno je primetiti da su u opštem slučaju oba rešenja u suprotnosti sa jednačinom (125). To praktično znači da bi, u zavisnosti od izbora R_L , pojačavač bio konjugovano-kompleksno prilagođen ili prilagođen po snazi. Istovremeno prilagođenje po oba kriterijuma ne bi bilo moguće. Zbog toga, jedino prihvatljivo rešenje je rešenje dato jednačinom (129). Druga realna jednačina, formirana na osnovu kompleksne jednačine (127), data je sa:

$$\frac{4R_L(R_L + R_F)(G_m R_F - 1) + X_F^2(1 + G_m(4R_L) + R_F)}{G_m(4(R_L + R_F)^2 + X_F^2)} = R_{\text{opt}}, \quad (133)$$

i njeno rešenje je:

$$R_{\text{opt}} = \frac{\sqrt{R_F G_m} - 1}{G_m}. \quad (134)$$

Analiza očigledno pokazuje da je moguće projektovati pojačavač snage sa drejngejt povratnom spregom tako da bude i konjugovano-kompleksno prilagođen i prilagođen po snazi na izlaznom pristupu. Na osnovu izvedenih jednačina, može se zaključiti da povratna sprega, kao i ulazno i izlazno opterećenje, mora biti čisto realna. Ova tvrdnja važi jedino za pojednostavljen model tranzistora bez parazitnih elemenata. U praksi će postojati i imaginarni deo, jer parazitne komponente moraju biti apsorbovane od strane mreža za prilagođenje i povratne sprege.

U nastavku je predstavljen postupak projektovanja pojačavača snage na osnovu maksimalne neizobličene izlazne snage P_{OUT} . Maksimalna amplituda neizobličenog napona na izlazu tranzistora je $V_{\text{DD}} - V_{\text{K}}$, pa je snaga data sa:

$$P_{\text{OUT}} = \frac{(V_{\text{DD}} - V_{\text{K}})^2}{2R_{\text{L}}}. \quad (135)$$

Na osnovu prethodne jednačine i jednačina (125) i (129), dolazi se do sledećeg:

$$R_{\text{L}} = R_{\text{S}} = \sqrt{\frac{R_{\text{F}}}{G_{\text{m}}}} = \frac{(V_{\text{DD}} - V_{\text{K}})^2}{2P_{\text{OUT}}}. \quad (136)$$

Parametri V_{DD} i V_{K} poznate su tehnološke konstante. Nepoznate promenljive su G_{m} i R_{F} . Na osnovu jednačina (114) i (134), može se izvesti sledeća relacija:

$$\frac{V_{\text{DD}} - V_{\text{K}}}{I_{\text{Q}}} = \frac{\sqrt{R_{\text{F}}G_{\text{m}}} - 1}{G_{\text{m}}}. \quad (137)$$

Struja polarizacije I_{Q} i transkonduktansa G_{m} povezane su relacijom (64), što zajedno sa jednačinom (137) daje:

$$\sqrt{R_{\text{F}}G_{\text{m}}} = 1 + \frac{V_{\text{DD}} - V_{\text{K}}}{V_{\text{OD}}}. \quad (138)$$

Sistem od dve nelinearne jednačine (136) i (138) ima sledeća rešenja:

$$R_{\text{F}} = \frac{(V_{\text{DD}} - V_{\text{K}})^2}{2P_{\text{OUT}}} \left(1 + \frac{V_{\text{DD}} - V_{\text{K}}}{V_{\text{OD}}}\right), \quad (139)$$

$$G_{\text{m}} = 2P_{\text{OUT}} \frac{V_{\text{OD}} + V_{\text{DD}} - V_{\text{K}}}{V_{\text{OD}}(V_{\text{DD}} - V_{\text{K}})^2}. \quad (140)$$

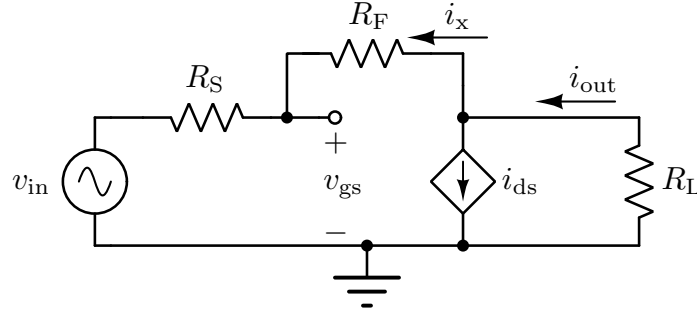
Na osnovu prethodnog, određuje se struja polarizacije i ulazno i izlazno opterećenje:

$$I_{\text{Q}} = 2V_{\text{OD}}P_{\text{OUT}} \frac{V_{\text{OD}} + V_{\text{DD}} - V_{\text{K}}}{V_{\text{OD}}(V_{\text{DD}} - V_{\text{K}})^2}, \quad (141)$$

$$R_{\text{L}} = R_{\text{S}} = \sqrt{\frac{V_{\text{OD}}R_{\text{F}}}{I_{\text{Q}}}}. \quad (142)$$

Postupak projektovanja pojačavača snage sa drejn-gejt povratnom spregom u potpunosti je opisan relacijama (139)-(142). Maksimalna snaga neizobličenog signala na izlaznom pristupu jedini je ulazni parametar, na osnovu kojeg se vrši projektova-

nje. Kao dodatni efekat, povratna spregra obično poboljšava linearnosti i smanjuje pojačanje snage [96, 97]. Ukoliko se posmatra nelinearni model pojačavača za mali signal sa slike 70, pretpostavka da je sistem slabo nelinearan i da se ulazni napon



Slika 70: Nelinearni model pojačavača za mali signal.

može smatrati “malim” signalom, obično važi ako pojačavač snage radi van granice 1dB kompresione tačke [98, 99, 100]. Izlazna struja tranzistora razvija se u stepeni red kao:

$$i_{ds} = a_1 v_{gs} + a_2 v_{gs}^2 + a_3 v_{gs}^3. \quad (143)$$

Ukupna izlazna struja jednaka je zbiru struje povratne sprege i izlazne struje tranzistora:

$$i_{out} = i_{ds} + i_x. \quad (144)$$

Struja povratne sprege može se izraziti preko ulaznog napona i izlazne struje:

$$i_x = -\frac{i_{out} R_L + v_{in}}{R_F + R_S}, \quad (145)$$

dok napon na ulazu tranzistora zavisi od struje povratne sprege i napona na ulazu pojačavača:

$$v_{gs} = v_{in} + i_x R_S. \quad (146)$$

Zamenom dobijenih vrednosti (145) i (146) u jednačinu (144), dolazi do sledećeg:

$$i_{out} = -\frac{i_{out} R_L + v_{in}}{R_F + R_S} + a_1 \left(v_{in} - \frac{i_{out} R_L + v_{in}}{R_F + R_S} \right) + a_2 \left(v_{in} - \frac{i_{out} R_L + v_{in}}{R_F + R_S} \right)^2 + a_3 \left(v_{in} - \frac{i_{out} R_L + v_{in}}{R_F + R_S} \right)^3. \quad (147)$$

Izlazna struja data je implicitno jednačinom (147) kao funkcija ulaznog napona i

potrebno ju je eksplicitno izraziti kao:

$$i_{\text{out}} = b_1 v_{\text{in}} + b_2 v_{\text{in}}^2 + b_3 v_{\text{in}}^3. \quad (148)$$

Koeficijenti b_i mogu se odrediti na osnovu izvoda implicitne funkcije ili, možda jednostavnije, uvrštavanjem izraza (148) u jednačinu (147). Dobijeni koeficijenti su:

$$b_1 = \frac{a_1 R_F - 1}{2 \left(R_F + R_F / \sqrt{a_1 R_F} \right)}, \quad (149)$$

$$b_2 = \frac{a_2}{8}, \quad (150)$$

$$b_3 = \frac{a_3(1 - a_1 R_F) + a_2^2(R_F - R_F / \sqrt{a_1 R_F})}{16 - 16a_1 R_F}. \quad (151)$$

Pošto je:

$$R_F a_1 = R_F G_m = \left(1 + \frac{V_{\text{DD}} - V_{\text{K}}}{V_{\text{OD}}} \right)^2 \gg 1, \quad (152)$$

dobijeni koeficijenti b_1 i b_3 mogu se dodatno uprostiti:

$$b_1 = \frac{a_1 R_F - 1}{2 \left(R_F + R_F / \sqrt{a_1 R_F} \right)} \approx \frac{a_1}{2}, \quad (153)$$

$$b_3 = \frac{a_3(1 - a_1 R_F) + a_2^2(R_F - R_F / \sqrt{a_1 R_F})}{16 - 16a_1 R_F} \approx \frac{a_3}{16} - \frac{a_2^2}{16a_1}. \quad (154)$$

Izlazna struja sada uzima oblik:

$$i_{\text{out}} = a_1 \left(\frac{v_{\text{in}}}{2} \right) + \frac{a_2}{2} \left(\frac{v_{\text{in}}}{2} \right)^2 + \frac{a_3 - a_2^2/a_1}{2} \left(\frac{v_{\text{in}}}{2} \right)^3. \quad (155)$$

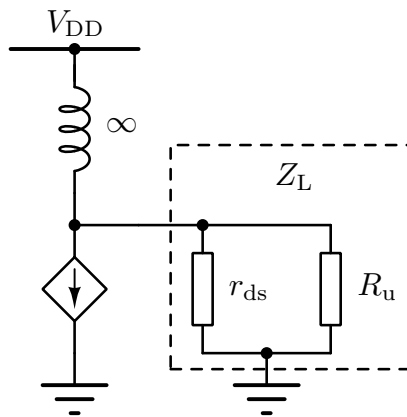
Kao što se može videti iz prethodne jednačine, naponsko pojačanje smanjeno je dva puta, dok je nelinearnost drugog reda takođe smanjena dva puta. Finim podešavanjem napona V_{OD} , može se postići [78]:

$$|a_3| > \left| a_2^2/a_1 \right|. \quad (156)$$

Samim tim je ukupna linearnost pojačavača poboljšana.

3.3.2 Poređenje topologija

U ovoj sekciji poredi se efikasnost pojačavača snage sa drejn-gejt povratnom spregom sa standardnim pojačavačima snage sa zajedničkim sorsom konjugovano prilagođenim i prilagođenim po snazi pri velikim signalima na izlaznom pristupu. Za svaku topologiju koristi se identičan tranzistor sa istom strujom polarizacije. Izlazna parazitna otpornost tranzistora može se smatrati delom izlaznog opterećenja (slika 71). Parazitne reaktivne komponente nisu razmatrane, jer ne utiču na efikasnost



Slika 71: Model izlaznog opterećenja.

pojačavača, i mogu biti videne kao deo mreže za prilagođenje. Korisna snaga predaje se otporniku R_u , a jedan deo ukupne snage disipira se na parazitnom otporniku r_{ds} .

U slučaju pojačavača snage prilagođenom po snazi na izlaznom pristupu, snaga koja se predaje potrošaču data je sa:

$$P_{PM} = \frac{(V_{DD} - V_K)^2}{2R_{opt}} - P_{diss}, \quad (157)$$

gde je snaga disipacije:

$$P_{diss} = \frac{(V_{DD} - V_K)^2}{2r_{ds}}. \quad (158)$$

Jednačina (157) može se napisati u obliku:

$$P_{PM} = \frac{(V_{DD} - V_K)^2}{2k_{PM}R_{opt}} - P_{diss}, \quad (159)$$

gde je:

$$k_{PM} = 1. \quad (160)$$

Razlog za uvođenje koeficijenta k_{PM} biće jasniji na kraju ovog odeljka.

Sličan pristup može se upotrebiti i za pojačavač snage sa drejn-gejt povratnom spregom. Na osnovu jednačina (134) i (136), izlazno opterećenje R_L moguće je izraziti kao funkciju optimalne otpornosti R_{opt} :

$$R_{\text{FA,L}} = R_{\text{opt}} + 1/G_m = R_{\text{opt}} \left(1 + \frac{1}{\sqrt{R_F G_m} - 1} \right). \quad (161)$$

Na osnovu jednačine (138), sledi:

$$R_{\text{FA,L}} = k_{\text{FA}} R_{\text{opt}}, \quad (162)$$

gde je:

$$k_{\text{FA}} = 1 + \frac{V_{\text{OD}}}{V_{\text{DD}} - V_{\text{K}}}. \quad (163)$$

Korisna snaga na izlazu pojačavača snage sa drejn-gejt povratnom spregom data je sa:

$$P_{\text{FA}} = \frac{(V_{\text{DD}} - V_{\text{K}})^2}{2k_{\text{FA}} R_{\text{opt}}} - P_{\text{diss}}. \quad (164)$$

Potrebno je naglasiti da snaga P_{diss} uzima u obzir jedino disipaciju na parazitnom otporniku r_{ds} , dok su gubici u povratnoj sprezi uključeni kroz koeficijent k_{FA} .

Izlazno rezistivno opterećenje konjugovano-kompleksno prilagođenog pojačavača snage dato je sa:

$$R_{\text{CM,L}} = \frac{r_{\text{ds}}}{2}. \quad (165)$$

Polovina raspoložive snage na izlazu tranzistora se disipira, a polovina predaje potrošaču. Pošto sam tranzistor, u opštem slučaju, nije prilagođen po snazi na izlaznom pristupu, ukupna raspoloživa snaga manja je u odnosu na prethodna dva primera. Ako je:

$$I_{\text{Q}} \frac{r_{\text{ds}}}{2} > V_{\text{DD}}, \quad (166)$$

izlazna snaga limitirana je strujnim ograničenjem, dok je amplituda izlaznog napona i dalje $V_{\text{DD}} - V_{\text{K}}$. Otpornost r_{ds} računa se kao [77]:

$$r_{\text{ds}} = \frac{1}{\lambda I_{\text{Q}}}, \quad (167)$$

gde je λ tehnološka konstanta za minimalnu dužinu kanala tranzistora [77]. Na osnovu (166) i (167), formira se uslov za strujno ograničenje maksimalne izlazne

snage:

$$\frac{1}{\lambda} > 2V_{DD}. \quad (168)$$

Pošto je prethodni uslov zadovoljen u 130 nm RFCMOS procesu, u nastavku se pretpostavlja da je maksimalna izlazna snaga ograničena strujom. Konjugovano-kompleksno prilagođen pojačavač snage na izlaznom pristupu predaje protošaču snagu datu relacijom:

$$P_{CM} = \frac{(V_{DD} - V_K)^2}{r_{ds}} - P_{diss}. \quad (169)$$

Radi jednostavnijeg poređenja topologije, pogodno je definisati koeficijent:

$$k_{CM} = \frac{r_{ds}}{2R_{opt}} = \frac{1/(\lambda I_Q)}{2(V_{DD} - V_K)/I_Q} = \frac{1/\lambda}{2(V_{DD} - V_K)}. \quad (170)$$

Kombinovanjem jednačina (169) i (170), dobija se:

$$P_{CM} = \frac{(V_{DD} - V_K)^2}{2k_{CM}R_{opt}} - P_{diss}. \quad (171)$$

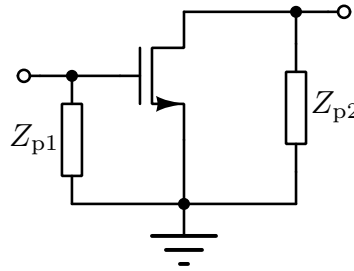
Na osnovu prethodne analize, zaključuje se da se koeficijenti k_{PM} , k_{FA} i k_{CM} mogu koristiti za poređenje efikasnosti različitih topologija pojačavača snage. Kao što se moglo i očekivati, maksimalna efikasnost postignuta je u slučaju standardnog pojačavača snage sa zajedničkim sorsom i prilagođenjem po snazi na izlaznom pristupu. Ostale dve topologije, osim gubitaka na otporniku r_{ds} , disipiraju dodatnu snagu na tranzistoru ili povratnoj sprezi, kao posledica konjugovano-kompleksnog prilagođenja na izlaznom pristupu. Pošto pomenuti koeficijenti zavise od poluprovodničke tehnologije, uzima se kao primer 130 nm RFCMOS proces, gde je: $V_{DD} = 1,2$ V, $1/\lambda = 3,5$ V, $V_{OD} = 0,36$ V i $V_K = 0,3$ V. Odgovarajući koeficijenti dati su sa:

$$k_{PM} = 1 < k_{FA} = 1,4 < k_{CM} = 1,94. \quad (172)$$

Kao što se može videti, pojačavač snage sa drejn-gejt povratnom spregom je konjugovano-kompleksno prilagođen na izlaznom pristupu i ima bolju efikasnost od standardnog pojačavača sa zajedničkim sorsom i konjugovano-kompleksnim prilagođenjem na izlaznom pristupu.

3.3.3 Grafičko projektovanje pojačavača sa drejn-gejt povratnom spregom

U ovom odeljku analizira se uticaj parazitnih elemenata tranzistora (slika 72) na performanse, kao i uticaj gubitaka povratne sprege na efikasnost pojačavača snage.



Slika 72: NMOS tranzistor sa uključenim parazitnim elementima.

Na osnovu jednačine (172), može se zaključiti da se oko 30% manje snage isporučuje potrošaču u slučaju pojačavača snage sa povratnom spregom nego u slučaju standardnog pojačavača prilagođenog po snazi pri velikim signalima na izlaznom pristupu. U praksi je obično dovoljno da konjugovano-kompleksno prilagođenje bude bolje od -10 dB, dok dalje poboljšanje ima mali uticaj na ukupne performanse pojačavača [96]. To pruža dodatni faktor slobode i ostavlja mogućnost poboljšanja efikasnosti pojačavača snage sa drejn-gejt povratnom spregom.

Maksimalna amplituda neizobličenog napona na izlazu tranzistora i na izlazu pojačavača su jednake. Na osnovu toga, raspoloživa snaga tranzistora data je sa:

$$P_{\text{tran}} = \frac{V_m^2}{2} \operatorname{Re} \left\{ \frac{1}{(Z_L \parallel Z_{p2}) \frac{G_m Z_F - 1}{G_m (Z_L \parallel Z_{p2} + Z_F)}} \right\}. \quad (173)$$

Nasuprot tome, raspoloživa snaga pojačavača je:

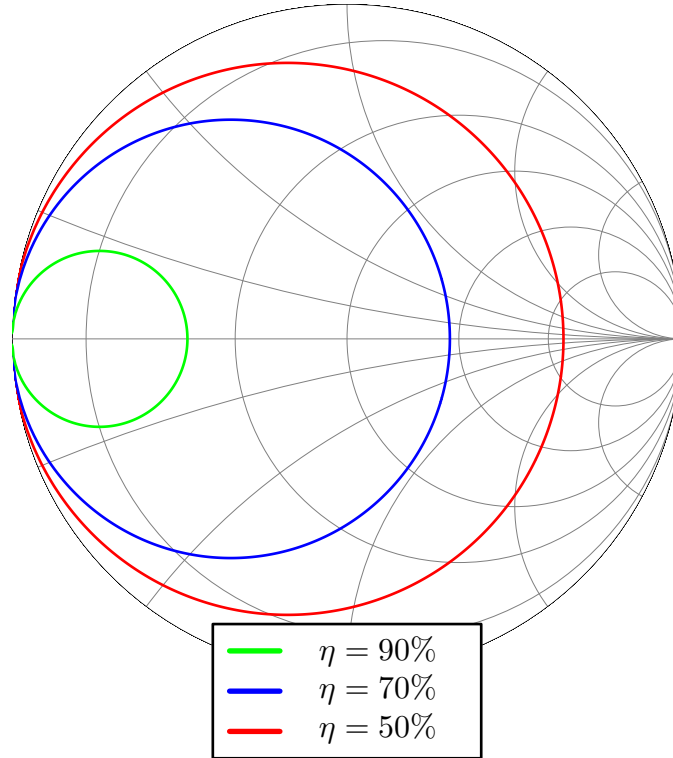
$$P_{\text{amp}} = \frac{V_m^2}{2} \operatorname{Re} \left\{ \frac{1}{Z_L} \right\}. \quad (174)$$

Relativna efikasnost definiše se kao:

$$\eta = \frac{P_{\text{amp}}}{P_{\text{tran}}} = \frac{\operatorname{Re} \left\{ \frac{1}{Z_L} \right\}}{\operatorname{Re} \left\{ \frac{1}{(Z_L \parallel Z_{p2}) \frac{G_m Z_F - 1}{G_m (Z_L \parallel Z_{p2} + Z_F)}} \right\}}. \quad (175)$$

Za dovoljno veliko R_F , relativna efikasnost ograničena je jedino sa Z_{p2} , a to ograničenje važi i za pojačavač snage bez povratne sprege (157). Povećavanjem otpornika

R_F , smanjuje se koeficijent k_{FA} i poboljšava efikasnost. Zavisnost relativne efikasnosti od opterećenja Z_L , za konstantno R_F i Z_{p2} , prikazana je na slici 73. Grafik



Slika 73: Relativna efikasnost.

je pogodan za proveru uticaja povratne sprege na ukupnu efikasnost projektovanog pojačavača.

U mnogim praktičnim primenama, idealno konjugovano-kompleksno prilagođenje nije potrebno [96]. Obično se pojačavač projektuje tako da ima maksimalnu efikasnost za zadati koeficijent refleksije $|\Gamma_L|$ na izlaznom pristupu, gde je:

$$|\Gamma_L| = \left| \frac{Z_{OUT} - Z_L^*}{Z_{OUT} + Z_L} \right|. \quad (176)$$

Standardna vrednost koeficijenta refleksije je oko -10 dB [96]. Pošto je potrebno obezbediti konjugovano-kompleksno prilagođenje na ulaznom pristupu, mora da važi:

$$Z_S = Z_{IN}^* = \left(Z_{p1} \parallel \frac{Z_F + Z_L \parallel Z_{p2}}{1 + G_m Z_L \parallel Z_{p2}} \right)^*. \quad (177)$$

Izlazna impedansa računa se kao:

$$Z_{\text{OUT}} = Z_{p2} \parallel \frac{Z_F + Z_S \parallel Z_{p1}}{1 + G_m Z_S \parallel Z_{p1}}. \quad (178)$$

Nasuprot tome, p puta manja snaga od maksimalne raspoloživa je na izlazu tranzistora, ako važi [19]:

$$(Z_L \parallel Z_{p2}) \frac{G_m Z_F - 1}{G_m (Z_L \parallel Z_{p2} + Z_F)} = R_{\text{opt}}/p + jX, \quad (179)$$

gde je:

$$|X| \leq R_{\text{opt}} \sqrt{1 - 1/p^2}, \quad (180)$$

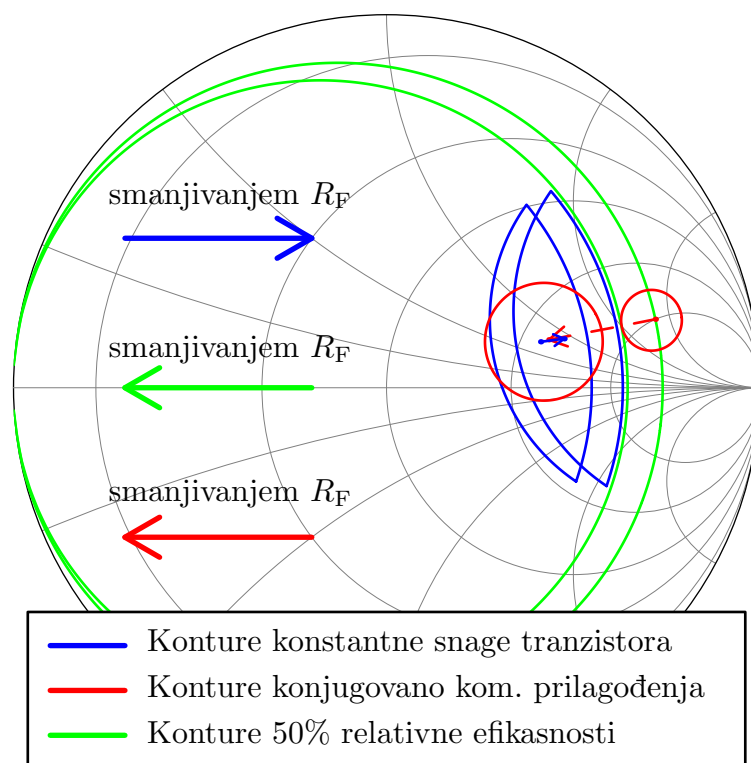
ili

$$(Z_L \parallel Z_{p2}) \frac{G_m Z_F - 1}{G_m (Z_L \parallel Z_{p2} + Z_F)} = pR_{\text{opt}} \parallel jB, \quad (181)$$

gde je:

$$|B| \leq \frac{1}{R_{\text{opt}}} \sqrt{1 - 1/p^2}. \quad (182)$$

Izvedene relacije koriste se za crtanje kontura konstantne snage i konjugovano-kompleksnog prilagođenja, tako da se projektovanje pojačavača može raditi grafičkim putem. Prednost ovog pristupa je vizuelizacija kompromisa efikasnosti i konjugovano-kompleksnog prilagođenja, što za posledicu ima jednostavniji odabir optimalnog rešenja za datu primenu. Primer je dat na slici 74, gde su prikazane 1 dB konture konstantne snage i -15 dB konture konstantnog konjugovano-kompleksnog prilagođenja. Kao što se može videti, smanjenjem otpornika R_F konture konstantne snage pomeraju se udesno, dok se konture konstantnog konjugovano-kompleksnog prilagođenja pomeraju ulevo. Podešavanjem parametra R_F , konture se dodiruju, na osnovu čega dobijamo optimalnu vrednost opterećenja Z_L .

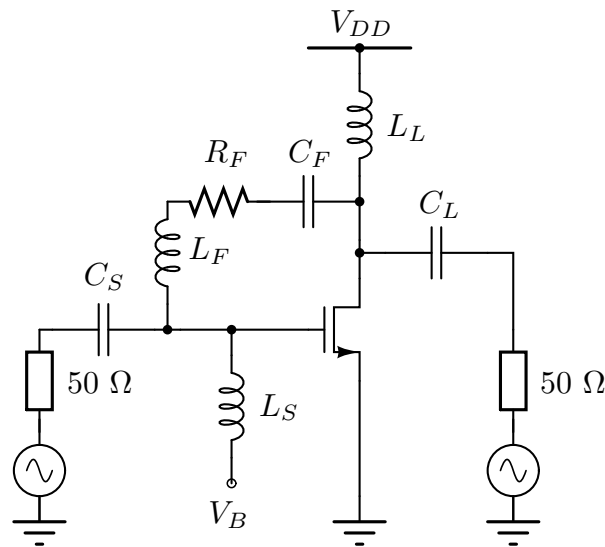


Slika 74: Konture konjugovano-kompleksnog i prilagođenja po snazi.

4 Primer projektovanja pojačavača snage sa drejn-gejt povratnom spregom

U ovom poglavlju prikazan je postupak projektovanja širokopojasnog CMOS pojačavača sa drejn-gejt povratnom spregom prilagođenog po snazi pri velikim signalima i konjugovano-kompleksno prilagođenog na izlaznom pristupu. Pojačavač se može koristiti kao deo UWB komunikacionog ili radarskog sistema. Opseg učestalosti je od 6 do 9 GHz, dok je snaga za 1 dB kompresiju pojačanja 7 dBm. Kolo je implementirano u 130 nm RFCMOS procesu sa osam metalnih slojeva i nominalnim naponom napajanja od 1,2 V.

Topologija pojačavača prikazana je na slici 75. Da bi se omogućio rad sa kom-



Slika 75: Pojačavač sa drejn-gejt povratnom spregom konjugovano-kompleksno prilagođen na ulaznom i izlaznom pristupu i prilagođen po snazi na izlaznom pristupu.

pleksnim modulacionim signalima višeg reda, pojačavač je projektovan tako da radi u linearnom režimu rada, odnosno u klasi A. Povratna sprega implementirana je u obliku serijskog LRC rezonantnog kola sa malim faktorom dobrote i velikim propusnim opsegom. Kondenzator u povratnoj sprezi C_F obezbeđuje DC rasporezanje između ulaznog i izlaznog pristupa. Kalem L_F daje bolju stabilnost i ravan frekven-
cijski odziv na visokim učestanostima, tako što smanjuje kružno pojačanje povratne

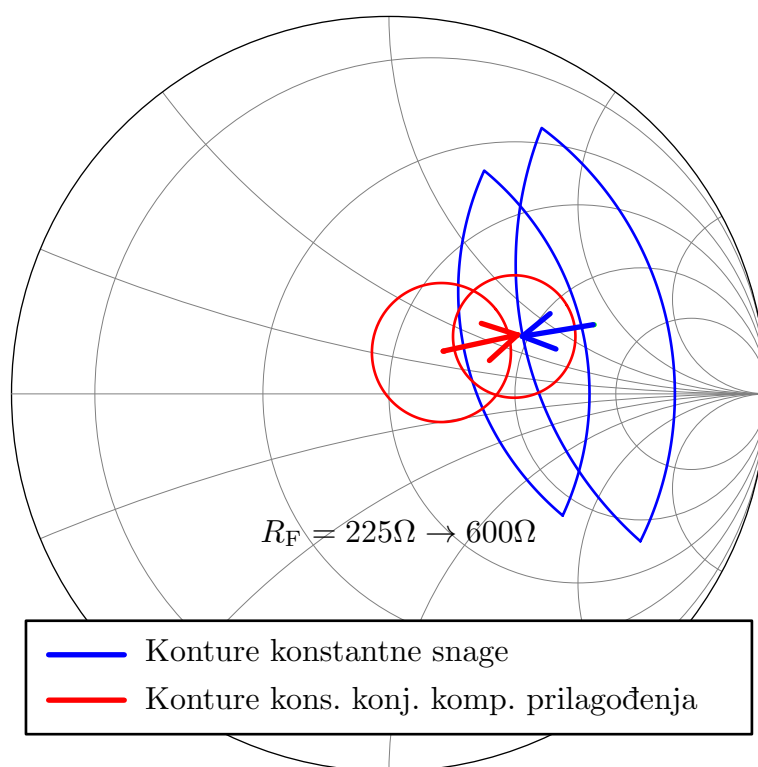
sprege. Ulazni i izlazni pristupi prilagođeni su na 50Ω primenom L mreže za prilagođenje.

Trazistor je polarisan za maksimalnu učestanost oscilovanja, na osnovu čega je određeno $V_{OD} = 0,36 \text{ V}$ i $V_K = 0,3 \text{ V}$. Dužina kanala je minimalna moguća za datu tehnologiju, $L = L_{\min} = 120 \text{ nm}$. Primenom analitičke metode, projektni parametri određeni su i prikazani u tabeli 2, te su dalje korišćeni kao početne vred-

Tabela 2: Projektni parametri.

Parameter	I_Q	R_L	R_S	R_F
Value	20 mA	64Ω	64Ω	225Ω

nosti za grafičko projektovanje (slika 76). Konture konstantne snage i konstantnog



Slika 76: Konture konstantne snage i konstantnog konjugovano-kompleksnog prilagođenja.

konjugovano-kompleksnog prilagođenja značajno su razmknute za $R_F = 225 \Omega$. Njihovo preklapanje može se postići promenom otpornosti R_F sa 225Ω na 600Ω . Inicijalna greška jasno pokazuje ograničenja analitičkog pristupa, u kom su zanema-

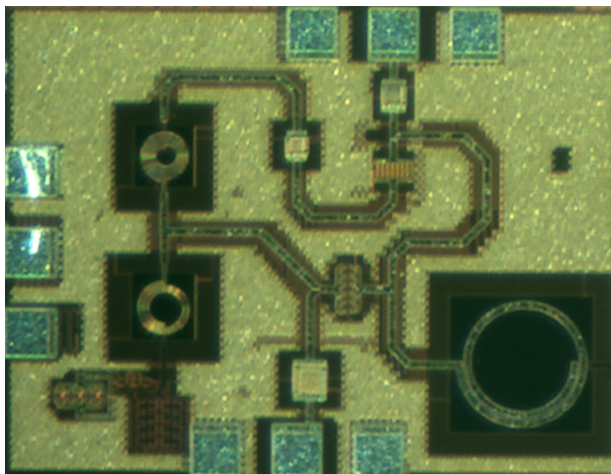
reni parazitni efekti tranzistora, kao i potrebu za dodatnom grafičkom optimizacijom. Krajnje vrednosti projektnih parametara pojačavača prikazane su u tabeli 3.

Tabela 3: Krajnje vrednosti projektnih parametara.

Parametar	I_Q	W	L	C_S	L_S
Vrednost	20 mA	113 μm	0,12 μm	1 pF	0,67 nH
Parametar	L_F	R_F	C_F	L_L	C_L
Vrednost	1,28 nH	640 Ω	0,36 pF	0,9 nH	0,48 pF

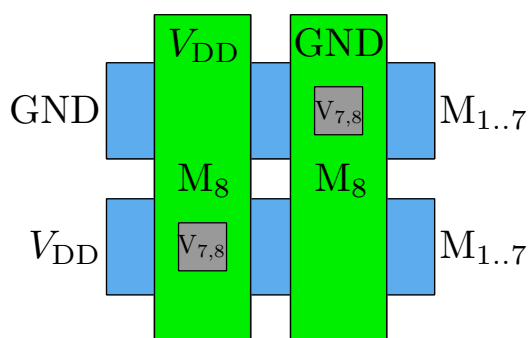
4.1 Fizička realizacija projektovanog pojačavača snage

Fotografija UWB CMOS pojačavača snage nalazi se na slici 77. Stopice za pove-

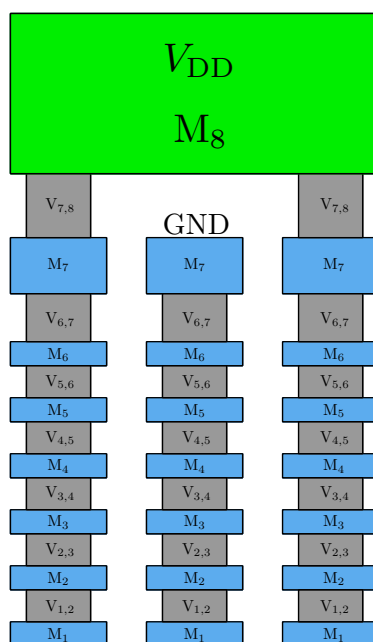


Slika 77: Fotografija pojačavača.

zivanje integrisanog kola su pravougaonih dimenzija, $80 \times 75 \mu\text{m}^2$. Rastojanje centara stopica je $100 \mu\text{m}$, kako bi se mogla koristiti standardna merna sonda. Raspored signalnih stopica izabran je tako da odgovara GSG RF sondama. Napajanje i masa razvedeni su upotrebom svih dostupnih metalnih slojeva. Horizontalni presek jediničnog elementa za povezivanje prikazan je na slici 78. Osim smanjenja redne otpornosti, na ovaj način se popunjava gustina metala na globalnom i lokalnom nivou. Učešljavanjem vodova za razvođenje napajanja i mase formira se rasprežni kondenzator koji umanjuje uticaj žica za povezivanje na performanse pojačavača



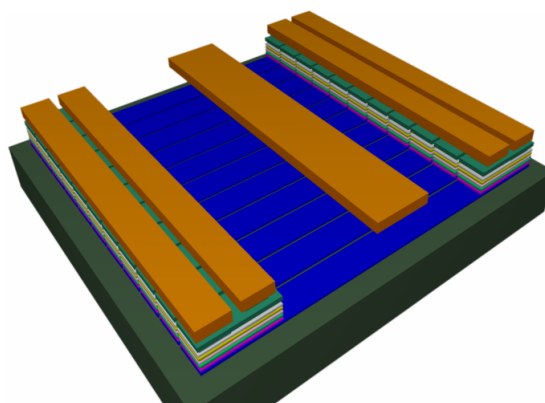
Slika 78: Horizontalni presek strukture za razvođenje napajanja i mase.



Slika 79: Vertikalni presek strukture za razvođenje napajanja i mase.

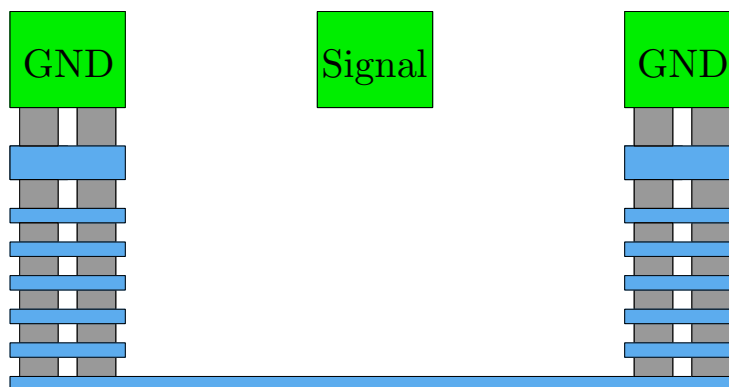
snage. Vertikalni presek mreže pokazan je na slici 79. Kondenzator je linearan, distribuiran po površini čipa i otporan na defekte, a gustina kapaciteta porediva je sa standardnim MIM strukturama.

Koncentrisane pasivne i aktivne komponente povezane su specijalno dizajniranim vodovima sa slike 80. Vrući provodnik implementiran je u debelom osmom metalnom sloju. Masa je razvučena ispod provodnika u metalu jedan i prorezana otvorima normalnim na smer toka signala. Na taj način se postiže da povratna struja prolazi kroz masu sa leve i desne strane vrućeg provodnika, definišući podužnu induktivnost voda. Uloga mase sa prorezima jeste smanjenje prodiranja električnog polja u supstrat i, samim tim, smanjenje gubitaka u njemu. Optimalna karakteristična impedansa projektuje se menjanjem rastojanja vrućeg provodnika od bočne mase.



Slika 80: Vod za povezivanje komponenata na čipu.

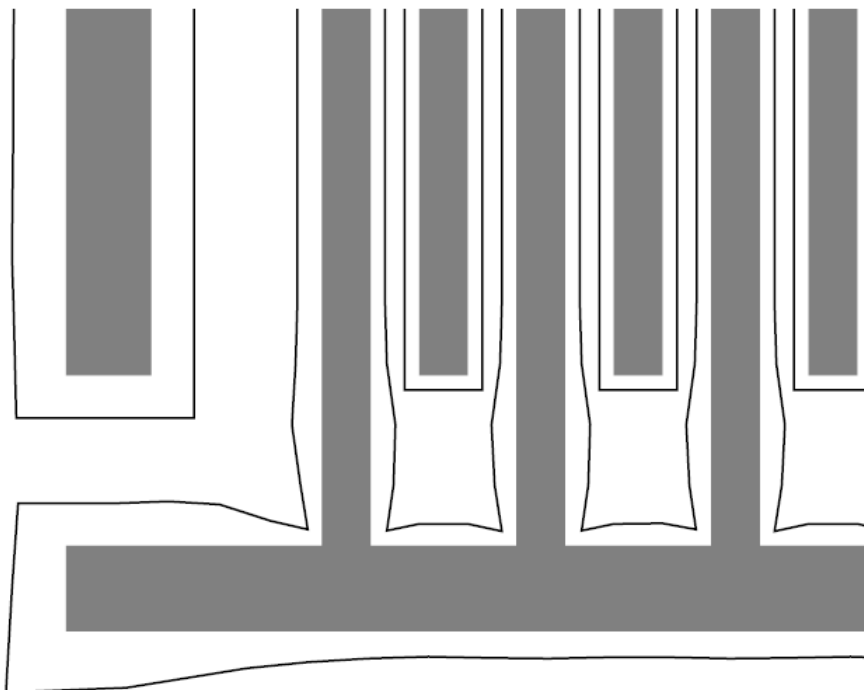
Poprečni presek voda prikazan je na slici 81.



Slika 81: Poprečni presek voda.

4.2 Modelovanje parazitnih efekata

Posle fizičke realizacije, potrebno je tačno predvideti uticaj vodova za povezivanje električnih sprega, kao i efekata zračenja na ponašanje kola. U naprednim integrisanim tehnologijama, širina vodova za povezivanje u mnogome zavisi od okruženja. Drugim rečima, vodovi na čipu mogu izgledati znatno drugačije od projektovanih [101]. Primer je prikazan na slici 82 . Potamnjeni vod je nacrtan u nekom od razvojnih alata, dok je prošireni vod njegova fizička realizacija. Razlika u nekim slučajevima može biti veoma velika. Fabrikovane širine mogu se razlikovati do 50% od nominalnih, a podužna otpornost se može promeniti i dva puta. Pošto opisani efekti imaju značajan uticaj na performanse kola, potrebno ih je precizno analizirati i modelovati.



Slika 82: Projektovani metalni vodovi (puna linija) i metalni vodovi na fabrikovanom čipu [101].

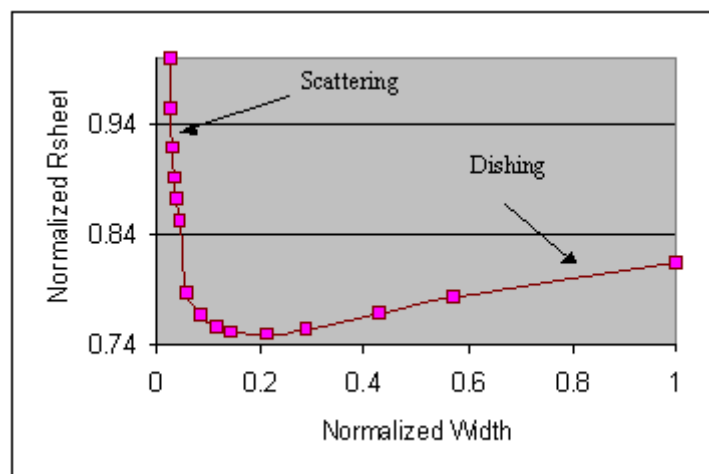
Najčešće, u zavisnosti od osobine integrisanog kola i radne učestanosti, koristi se jedan od sledećih pristupa modelovanja fizičke realizacije čipa:

- ekstrakcija RC parazitnih elemenata;
- elektromagnetska simulacija kola.

Ekstrakcija RC parazitnih elemenata veoma je brz i automatizovan metod, podržan od strane mnogih razvojnih alata. Sa druge strane, elektromagnetska simulacija je mnogo tačniji metod, nezaobilazan u modelovanju kola na visokim učestanostima.

4.2.1 Ekstrakcija RC parazitnih elemenata

Otpornost kvadrata voda (*Sheet Resistance*) R_{sh} nije konstantna [102, 103], nego nelinearno zavisi od širine voda (slika 83). Postoje dva osnovna razloga za takvo ponašanje. Prvo, efekat ivica je izraženiji kod vodova male širine. Elektroni se kreću blizu granice provodnika i neprovodne sredine, što dovodi do njihovog delimičnog rasejanja, pa samim tim i do povećanja otpornosti. Drugi razlog je tehnološki postupak poliranja (*Chemical Mechanical Polishing*), koji za posledicu ima smanjenje

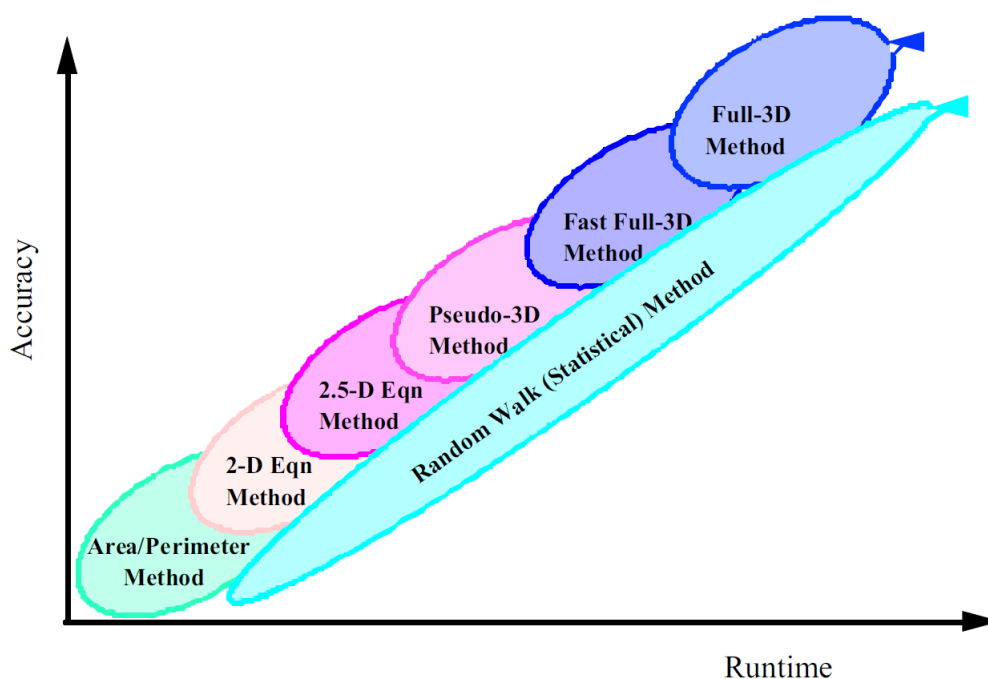


Slika 83: Zavisnost *sheet resistance* od širine metalne linije u 130 nm CMOS tehnologiji [104].

debljine voda, a samim tim i povećanje otpornosti. Algoritmi za određivanje parazitne otpornosti bazirani su na takozvanom *square-counting* metodu [104], gde se parametar R_{sh} određuje dinamički u zavisnosti od širine metalne linije.

Određivanje parazitne kapacitivnosti mnogo je komplikovaniji proces od određivanja otpornosti. Postoji nekoliko različitih tehnika [105], od jednostavnih analitičkih [106] do naprednih elektrostatičkih i statističkih metoda [107, 108], u zavisnosti od kojih je moguće podešavati kompromis brzine i tačnosti dobijenih rezultata (slika 84). U praksi se parazitna kapacitivnost najčešće određuje primenom baze podataka sa unapred određenim kapacitivnostima kondenzatora za veliki broj različitih obrazaca. Geometrija čipa se deli na male delove, a svaki od njih se uparuje sa odgovarajućim obrascem u bazi podataka. Na taj način se određuju kapacitivnosti parazitnih kondenzatora. Prednost opisanog metoda je velika brzina (moguće je u roku od nekoliko sati odrediti parazitne elemente čipa srednje kompleksnosti), linearno skaliranje veličine problema i utrošenog vremena za proračun, kao i prihvatljiva tačnost (greška je obično manja od 10%).

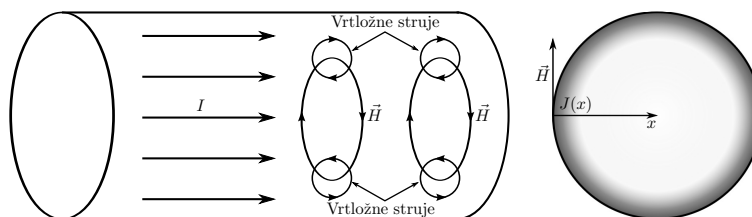
Iako je RC ekstrakcija parazitnih elemenata vrlo pouzdan, robustan i široko korišćen metod ekstrakcije parazitnih elemenata, nije ga moguće uoptrebljavati na visokim učestanostima. Primera radi, prilikom određivanja parazitne otpornosti, pretpostavljeno je da je raspodela struje po zapremini provodnika konstantna. Ta pretpostavka ne važi na visokim učestanostima. Glavni razlog za to su površinski (*skin*) efekat i efekat blizine (*proximity effect*).



Slika 84: Tačnost i brzina određivanja parazitnih kapacitivnosti primenom različitih algoritama [104].

4.2.2 Površinski efekat

Kod kružnog provodnika konstantnog poprečnog preseka raspodela vremenski nepromenljive struje ravnomerna je po zapremini. U slučaju vremenski promenljivih struja, raspodela je neravnomerna. Gustina struje je mnogo veća uz površinu provodnika, dok je gustina struje u unutrašnjosti provodnika daleko manja [109]. Ova pojava naziva se površinski efekat (slika 85 [110, 76]). Gustina struje može se



Slika 85: *Skin* efekat [76].

odrediti jednačinom:

$$J(x) = J_S e^{-\frac{x}{\delta}}, \quad (183)$$

gde je J_S površinska gustina struje, a x udaljenost od površi provodnika.

Tabela 4: Provodnost i dubina prodiranja različitih provodnika.

Parametar	Bakar	Aluminijum	Zlato	Srebro
σ [MS/m]	58	37,2	44,4	61,7
$\delta(100 \text{ MHz})$ [μm]	6,6	8,2	7,6	6,4
$\delta(1 \text{ GHz})$ [μm]	2,1	2,6	2,4	2
$\delta(10 \text{ GHz})$ [μm]	0,66	0,82	0,76	0,64
$\delta(100 \text{ GHz})$ [μm]	0,21	0,26	0,24	0,2

Parametar δ je dubina prodiranja data sa:

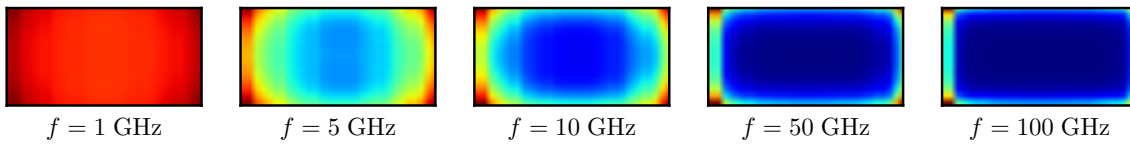
$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi\mu\sigma f}}, \quad (184)$$

gde su σ provodnost materijala, μ permeabilnost materijala i f radna učestanost. Provodnost i dubina prodiranja tipičnih provodnika u integrisanoj tehnologiji dati su u tabeli 4. Jednačina (183) približno važi i za pravougaone i trapezoidne provodnike. Provodnici u svim integrisanim tehnologijama imaju jedan od pomenuta dva oblika. Povećanjem radne učestanosti signala, smanjuje se efektivna površina poprečnog preseka provodnika u kome postoji struja. Pošto je poduzna otpornost obrnuto proporcionalna toj površini, ona se povećava sa povećanjem radne učestanosti.

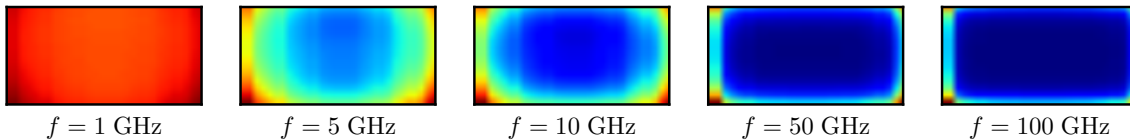
Debljina debelih metalnih slojeva u poluprovodničkoj tehnologiji kreće se od 1,5 μm do 3,5 μm . Na osnovu proračuna u tabeli 4, možemo zaključiti da je površinski efekat izražen u kolima koja rade na učestanostima većim od 10 GHz.

4.2.3 Efekat blizine

Pojava da vremenski promenjiva struja u jednom provodniku utiče na raspodelu struje u drugom (dovoljno bliskom) naziva se *efekat blizine*. Na slikama 86 i 87 prikazana je gustina struje u bakarnom 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 $h = 9,16 \mu\text{m}$ iznad beskonačne mase (mikrostrip vod). Raspodela struje u slučaju provodnika u slobodnom prostoru je vertikalno i horizontalno simetrična, dok je u slučaju mikrostrip trake voda samo vertikalno



Slika 86: Skin efekat u pravougaonom provodniku u slobodnom prostoru
 $w = 6 \mu\text{m}$, $d = 3 \mu\text{m}$ [76].



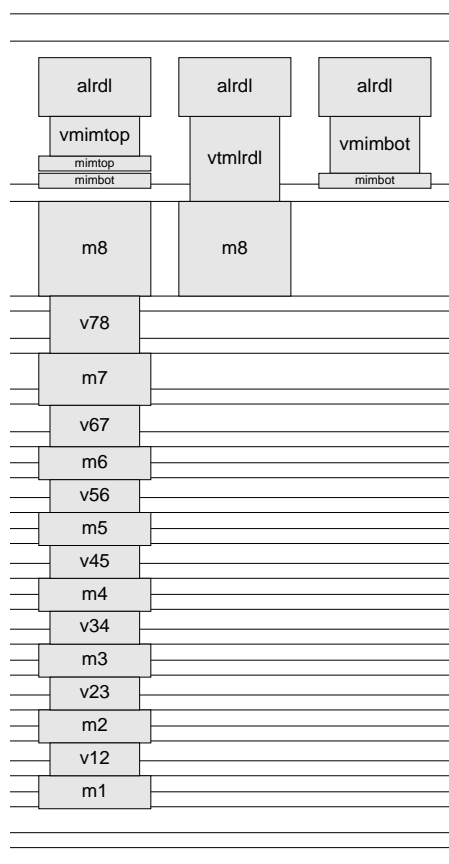
Slika 87: Skin i efekat blizine u mikrostrip traci voda $w = 6 \mu\text{m}$, $d = 3 \mu\text{m}$,
 $h = 9, 16 \mu\text{m}$ [76].

simetrična usled efekta blizine beskonačne mase [76]. Najbolji način da se uključi uticaj pomenutih efekata, kao i efekat parazitne induktivnosti i efekat zračenja jeste elektromagnetska simulacija.

4.2.4 Elektromagnetska analiza

Elektromagnetska simulacija predstavlja postupak numeričkog rešavanja Maksvelovih jednačina u datom ograničenom ili otvorenom prostoru. Ulazni podaci su pobuda, geometrija nekog sistema i informacija o materijalima od kojih je taj sistem sačinjen. Primera radi, pasivne strukture u pojačavaču snage mogu se opisati GD-SII (*Graphic Database System*) fajlom (koji u sebi sadrži informaciju o geometriji sistema) i tehnološkim fajlom koji opisuje tehnološki stek (provodnost provodnika, debljinu provodnika, debljinu dielektrika, permitivnost dielektrika, itd.). Primer tehnološkog steka za 130 nm CMOS tehnologiju prikazan je na slici 88. Detaljne osobine korišćenih materijala zaštićene su ugovorom i ne mogu biti javno iznesene. Izlazni podaci su često u obliku matrice rasejanja, koja se može naknadno učitati u standardni simulator električnih kola. Na taj način se simuliraju aktivne komponente (modeli su obezbeđeni od strane proizvođača) zajedno sa uticajem pasivnih struktura, a dobijeni rezultati su obično u dobroj korelaciji sa rezultatima merenja.

Elektromagnetske simulatore možemo podeliti u dve kategorije: one koji rešavaju Maksvelove jednačine u diferencijalnom i one koji rešavaju Maksvelove jednačine u integralnom obliku [111]. U prvu kategoriju spadaju metod konačnih elemenata i metod konačnih razlika u frekvencijskom i vremenskom domenu [112]. Rezultati simulacija su veoma tačni, ali je vreme izvršavanja prilično dugo, a zahtevani har-



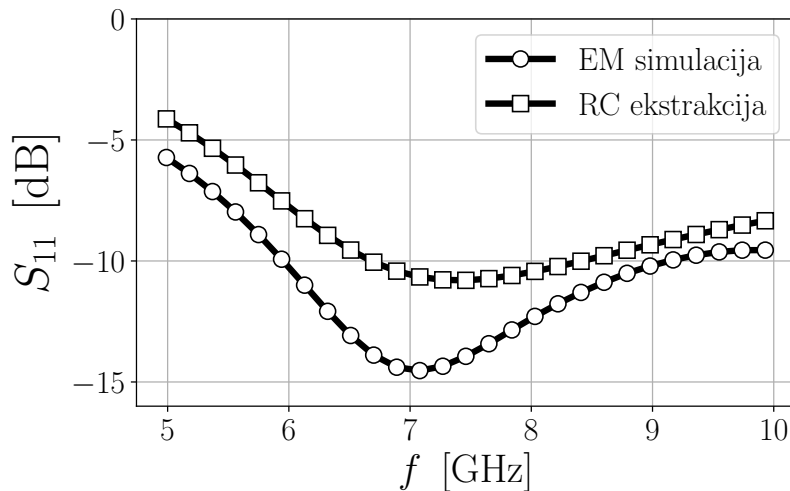
Slika 88: Poprečni presek 130 nm CMOS tehnologije.

dverski resursi (procesorska snaga i memorija) značajni. Razlog tome je što elektromagnetsko polje mora biti određeno u provodnicima i dielektricima. Nasuprot tome, neke metode zasnovane na Maksvelovim jednačinama u integralnom obliku određuju rasporedu struja samo na površima različitih domena. Kao posledica, dobija se mnogo jednostavniji numerički problem koji je moguće rešiti u kraćem vremenskom periodu [113]. Nasuprot tome, taj metod je primenljiv jedino za planarne strukture i obično se rešenja traže samo u frekvencijskom domenu. Elektromagnetski simulatori tog tipa nazivaju se 2.5D. Potrebno je naglasiti da su integrisane tehnologije pretežno planarne, pa se zbog toga elektromagnetski simulatori koji rešavaju Maksvelove jednačine u integralnom obliku široko primenjuju za modelovanje različitih pasivnih struktura na čipu. Neki od najpoznatijih komercijalno dostupnih planarnih elektromagnetskih simulatora su:

- *Momentum* kompanije *Keysight Technologies* [114]: koristi metod momenata u otvorenom prostoru;

- *Sonnet* kompanije *Sonnet Software* [115]: koristi metod momenata u zatvorenom prostoru; i
- *EMX* kompanije *Integrand* [116]: koristi *Fast Multipole Method*.

Za potrebe modelovanja vodova pojačavača snage korišćen je programski paket *Momentum*. Dobijeni parametri rasejanja pojačavača snage prikazani su na slikama 89-91. Rezonantne učestanosti pomerene su ka nižim učestanostima, jer elek-



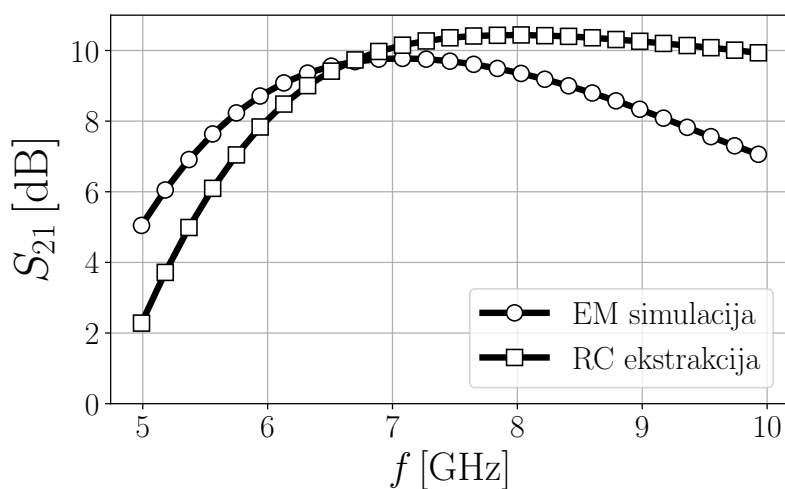
Slika 89: Simulirani rezultati za parametar S_{11} primenom različitih metoda modelovanja vodova.

tromagnetske simulacije uključuju uticaj parazitnih kalemova. Takođe, pojačanje je nešto manje zbog frekvencijski zavisne otpornosti (površinski efekat) i efekata zračenja.

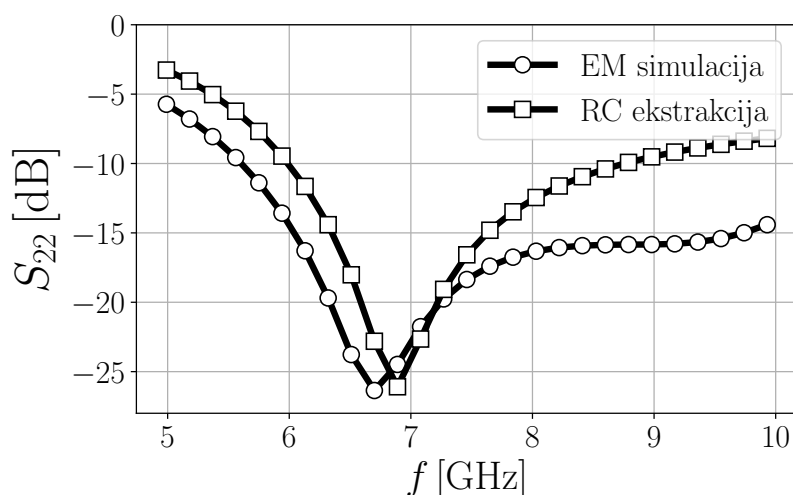
4.3 Rezultati merenja projektovanog pojačavača snage

Karakterizacija pojačavača snage izvršena je direktno na stopicama integrisanog kola u laboratoriji za mikroelektroniku, elektrotehničke materijale i CAD Fakulteta tehničkih nauka u Novom Sadu, na Katedri za elektroniku. Prilikom merenja, korišćena je sledeća oprema:

- merna stanica SUSS PM5 Analytical Probe System (slika 92);
- vektorski analizator mreže Agilent N5230A (slika 93);
- RF GSG sonde Cascade Microtech Infinity (slika 94);



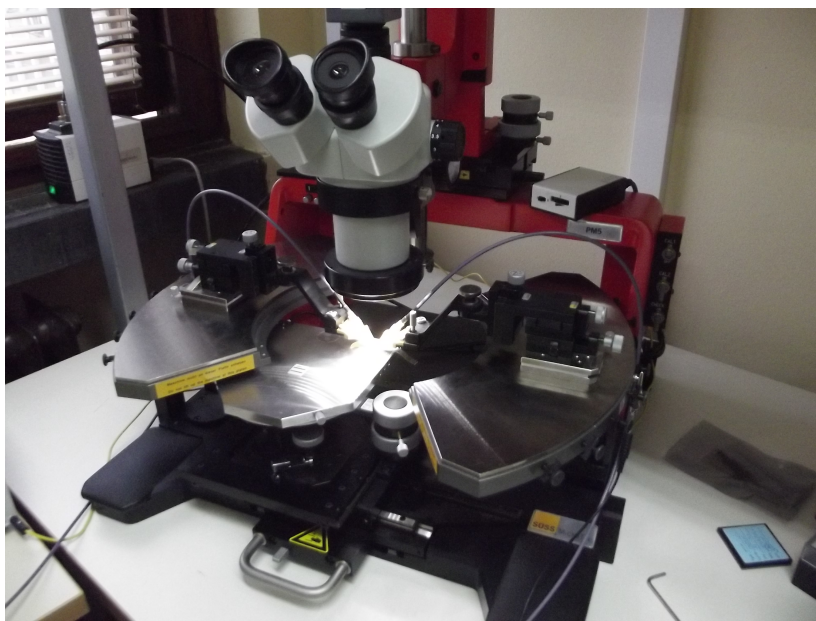
Slika 90: Simulirani rezultati za parametar S_{21} primenom različitih metoda modelovanja vodova.



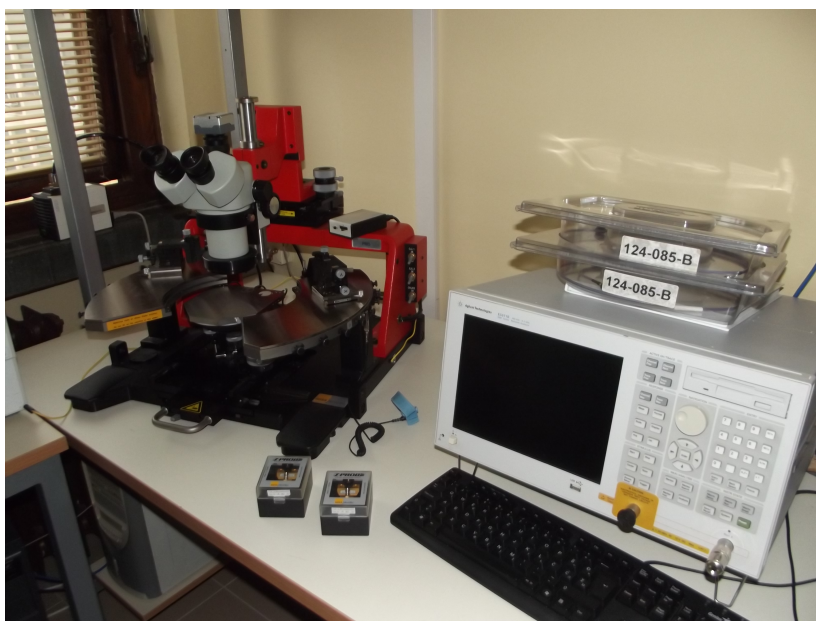
Slika 91: Simulirani rezultati za parametar S_{22} primenom različitih metoda modelovanja vodova.

- DC sonda u GPG konfiguraciji (slika 95);
- izvor napajanja Agilent 6626A.

Postavka za merenje parametara pojačavača snage pokazana je na slici 96. Integrirano kolo fiksira se vakuum pumpom na postolje merne stanice PM5 za potrebe merenja. Radiofrekvencijske i jednosmerne sonde postavljaju se na stopice pojačavača, uz pomoć mikroskopa koji predstavlja sastavni deo merne stanice. Pre početka



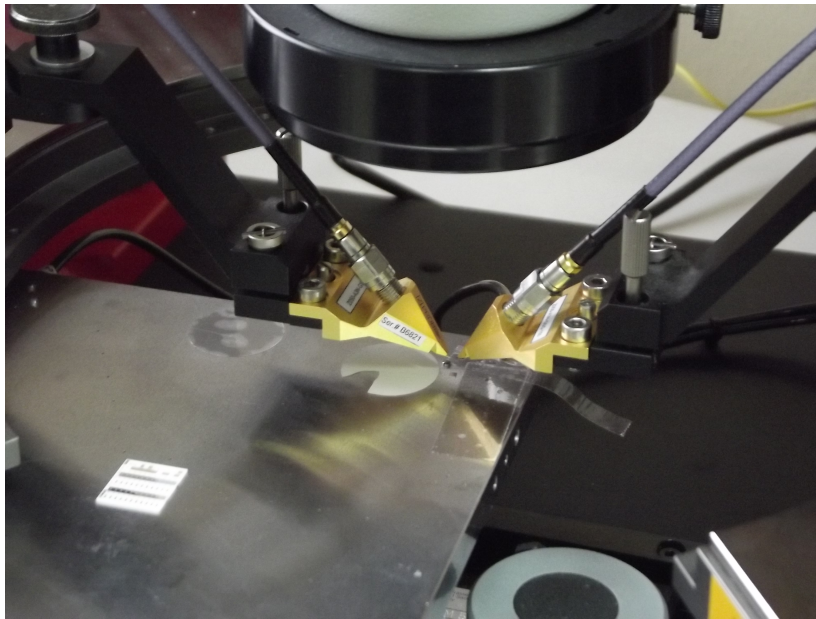
Slika 92: Merna stanica SUSS PM5 Analytical Probe System.



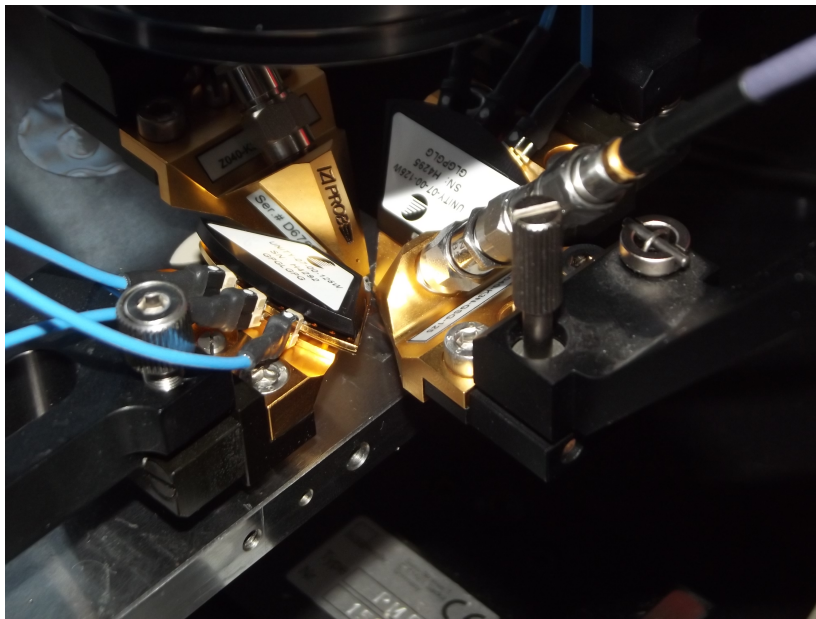
Slika 93: Vektorski analizator mreže Agilent N5230A.

merjenja, potrebno je kalibrisati vektorski analizator mreža upotrebom kalibracionog supstrata, tako da pristupna ravan bude definisana na izlazima RF sonde.

Merenje S-parametara izvršeno je na opsegu učestanosti od 6 do 9 GHz, sa snagom ulaznog signala od -20 dBm. Dobijeni rezultati prikazani su na slikama 97-99, kao i rezultati simulacija radi lakšeg poređenja očekivanih i dobijenih vrednosti.



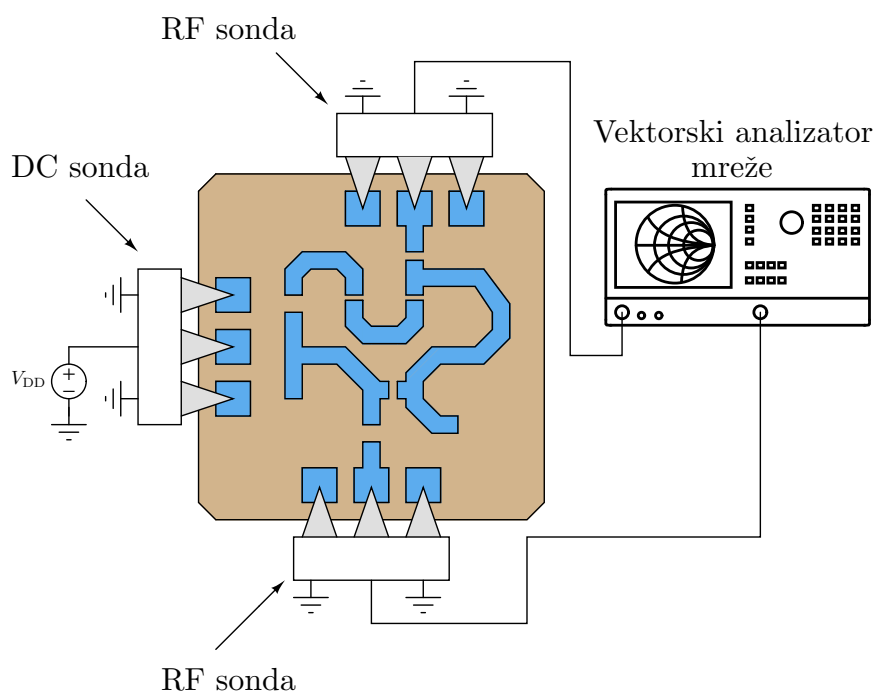
Slika 94: RF GSG sonde Cascade Microtech Infinity.



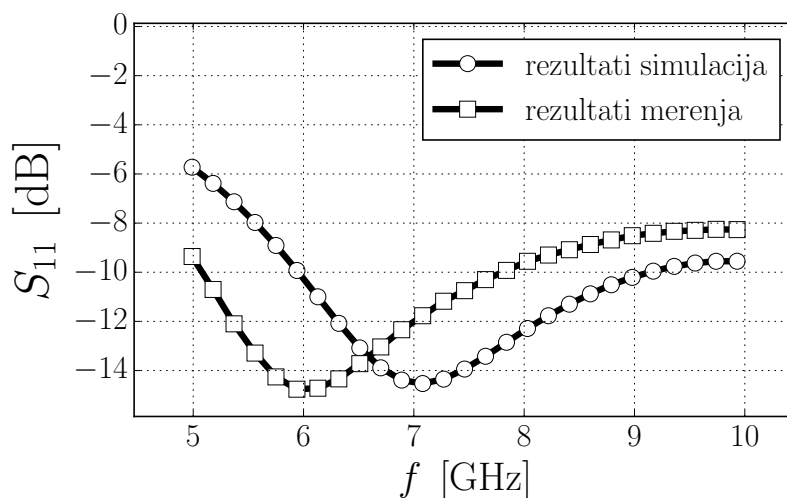
Slika 95: DC sonda u GPG konfiguraciji.

Moduli koeficijenata refleksije na ulaznom i izlaznom pristupu (S_{11} i S_{22}) manji su od -8,5 i -9,5 dB, redom u celom opsegu učestanosti od interesa. Srednja vrednost pojačanja snage je oko 9,6 dB.

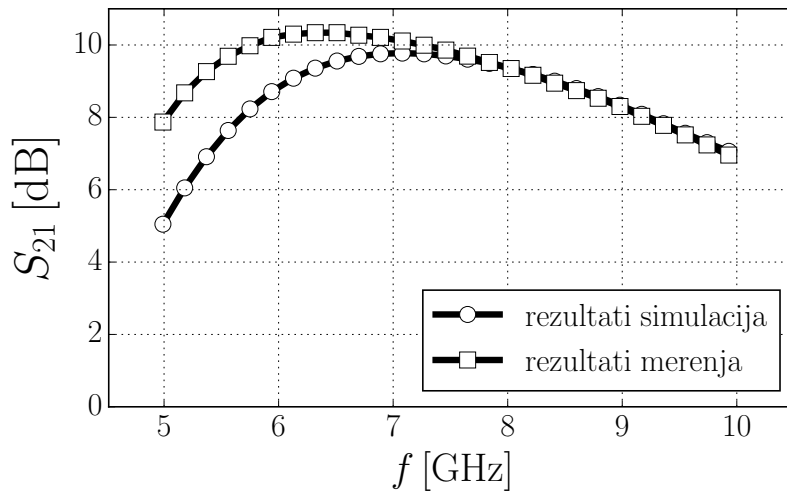
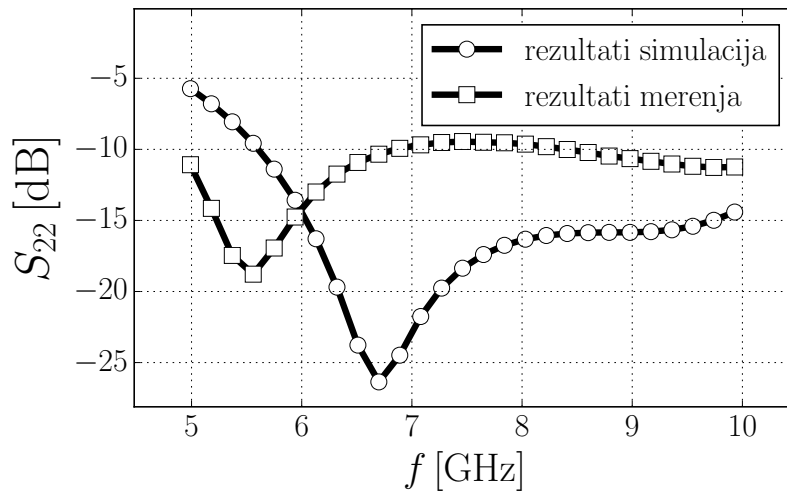
Potrebno je naglasiti da rezultati merenja zavise od kvaliteta ostvarenog kontakta između vrhova sondi i stopica integrisanog kola. Razmak između pristupa pojača-



Slika 96: Postavka za karakterizaciju pojačavača snage.

Slika 97: Poređenje merenih i simuliranih rezultata za parametar S_{11} .

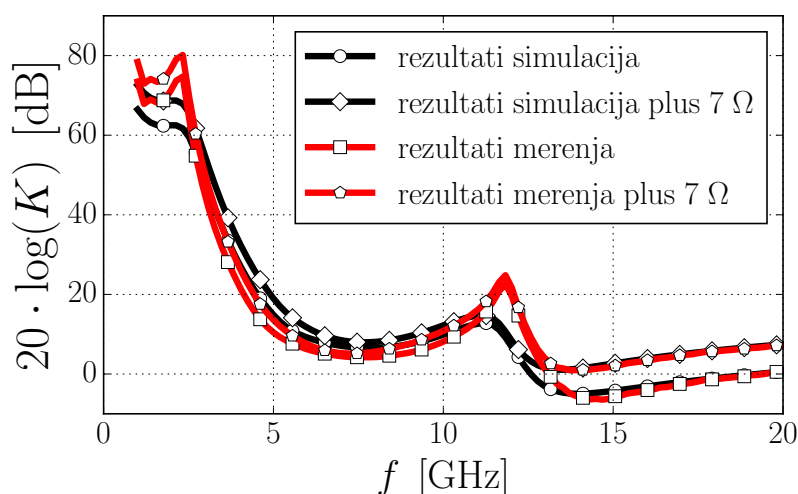
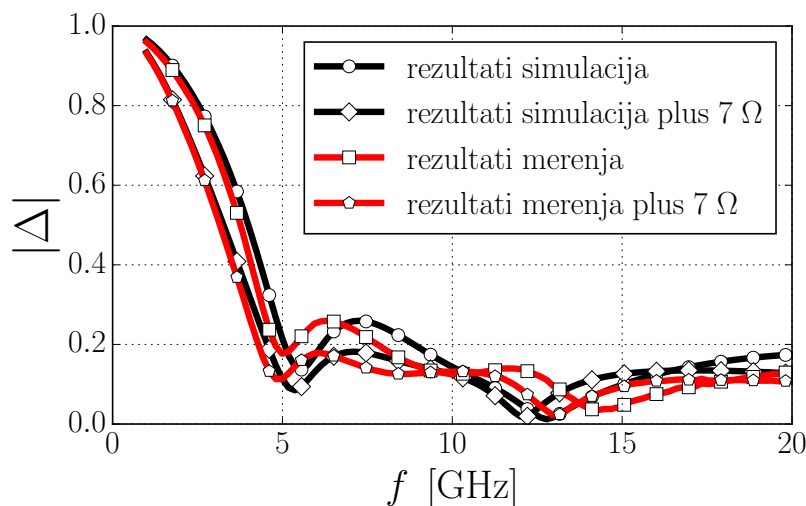
vača je $100 \mu\text{m}$, a za potrebe merenja bile su dostupne jedino sonde sa razmakom iglica od $150 \mu\text{m}$. Dimenzije stopica dovoljno su velike, tako da su se merenja mogla izvršiti, ali ipak kvalitet ostvarenog kontakta ostaje nejasan. Takođe, sonde su vrlo osetljive, i u slučaju neopreznog rukovanja lako dolazi do lomljenja vrhova, posle čega su potpuno neupotrebljive. Usled mehaničkog kontakta, prilikom karakterizacije, stopice se deformišu i unose dodatne i nepredvidive parazitne efekte. Posebno su osetljivi RF pristupi, koji se obično sastoje samo od jednog metalnog sloja, pa se

Slika 98: Poređenje merenih i simuliranih rezultata za parametar S_{21} .Slika 99: Poređenje merenih i simuliranih rezultata za parametar S_{22} .

dešava da sonda probije stopicu i završi duboko u oksidu integrisanog kola. Ovo bi mogao biti jedan od razloga za blago odstupanje rezultata merenja od očekivanih rezultata simulacija.

Na osnovu dobijenih S-parametara proračunati su parametri stabilnosti pojačavača snage. Kolo nije bezuslovno stabilno u opštem slučaju. Bezuslovna stabilnost može se postići dodavanjem rednog otpornika od 7Ω na ulazni i izlazni pristup. Dobijeni rezultati prikazani su na slikama 100 i 101. Pošto pojačavač nije predviđen za rad sa proizvoljnim, već dobro definisanim 50Ω ulaznim i izlaznim opterećenjem, dodatna redna otpornost za stabilizaciju nije potrebna.

Linearnost pojačavača karakterisana je tačkom jednodecibelske kompresije pojačanja snage, P_{1dB} . Parametar je meren u opsegu učestanosti od 6 GHz do 9 GHz.

Slika 100: Poređenje merenih i simuliranih rezultata za parametar K .Slika 101: Poređenje merenih i simuliranih rezultata za parametar Δ .

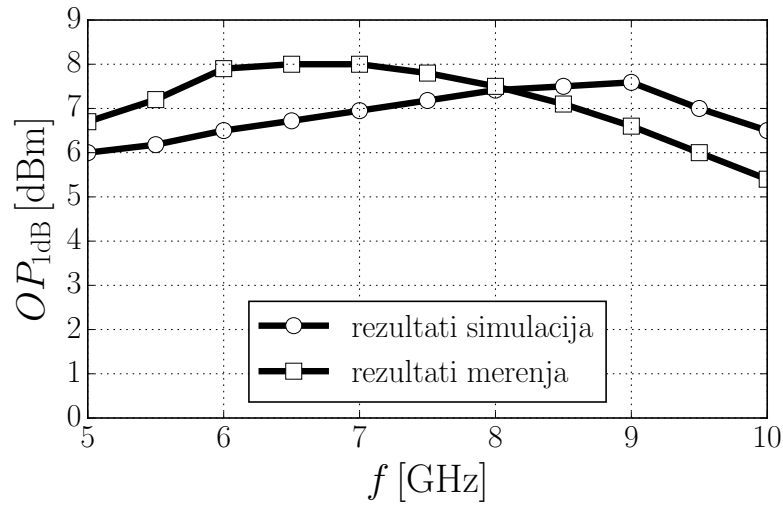
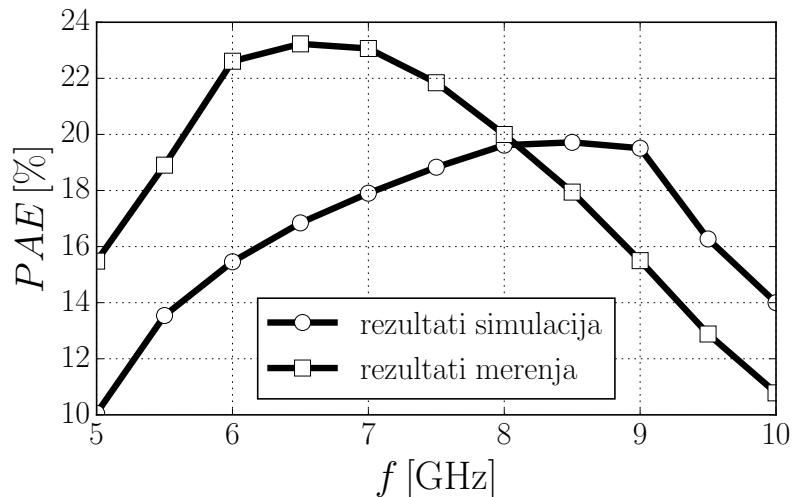
Snaga ulaznog signala povećavana je u koracima od 1dB, u opsegu od -20 dBm do 5 dBm. Rezultati simulacija i merenja prikazani su na slici 102. Dobijena izlazna snaga P_{1dB} u opsegu je od 6,5 dBm do 8 dBm.

Efikasnost pojačavača snage može se izraziti preko parametra PAE definisanog sa:

$$PAE = \frac{P_{out} - P_{in}}{P_{DC}}. \quad (185)$$

Rezultati simulacija i merenja parametra PAE za izlaznu snagu koja odgovara 1 dB kompresiji pojačanja prikazani su na slici 103. Efikasnost se kreće u opsegu od 15% do 23%.

Cilj predložene topologije je poboljšanje izlaznog konjugovano-kompleksnog pri-

Slika 102: Poređenje merenih i simuliranih rezultata za parametar OP_{1dB} .Slika 103: Poređenje merenih i simuliranih rezultata za parametar PAE .

lagodjenja sa, istovremeno, minimalnim uticajem na maksimalnu izlaznu snagu i efikasnost. Dobijeni rezultati mogu se uporediti sa UWB pojačavačima snage prilagođenim po snazi pri velikim signalima [117] i konjugovano prilagođenim pojačavačem bez upotrebe povratne sprege [118] na izlaznom pristupu (tabela 5). Kao što se može videti, predloženi pojačavač sa drejn-gejt povratnom spregom ima isti koeficijent refleksije na izlaznom pristupu kao i konjugovano prilagođen pojačavač, ali pri tom ostvaruje daleko bolju efikasnost. Sa druge strane, efikasnost je uvek manja u odnosu na pojačavač prilagođen po snazi pri velikim signalima na izlaznom pristupu, zbog dodatnih gubitaka u mreži povratne sprege.

Tabela 5: Poređenje rezultata merenja projektovanog pojačavača sa podacima iz literature.

Parametar	[117]	[118]	[119] ¹
BW [GHz]	2,6 – 5,4	3,1 – 4,8	6 – 9
S_{11} [dB]	< -5	< -10	< -8,5
S_{22} [dB]	< -6	< -10	< -9,5
S_{21} [dB]	15	20	8
P_{DC} [mW]	25	–	24
OP_{1dB} [dBm]	11,4	2,57	7
PAE_{MAX} [%]	34	5,8	23,2
Površina [mm ²]	1,65	1,52	0,85

¹ Pojačavač snage sa drejn-gejt povratnom spregom prikazan u ovoj disertaciji.

5 Zaključak

U prvom, uvodnom poglavlju disertacije ukratko su opisani pojačavači snage i njihova uloga u savremenim komunikacionim sistemima. Kao odgovor na potrebu za brzim i efikasnim prenosom podataka, razvijene su kompleksne digitalne modulacije sa poboljšanom spektralnom efikasnošću. Važna osobina tako moduliranih signala jeste povećanje odnosa srednje i vršne snage, što posledično dovodi do zahteva za upotrebom linearnih pojačavača snage, najčešće polarisanih za rad u klasi A. Komunikacioni sistemi često se projektuju tako da mogu da podrže više različitih standarda ili više različitih opsega u okviru jednog standarda, pa zbog toga moraju da budu širokopojasni.

U drugom poglavlju dat je pregled različitih vrsta prilagođenja i navedene su neke od najvažnijih osobina za svaku od njih. Mreže za prilagođenje su osnovni elementi, koji se koriste da bi se ostvario odgovarajući tip prilagođenja, pa su zbog toga, kao i radi kompletnosti izlaganja, navedene najznačajnije topologije, njihova ograničenja i osobine. U nastavku su opisane metodologije projektovanja pojačavača za mali i veliki signal i pokazano je da standardni pojačavač snage sa zajedničkim sorsom ne može biti istovremeno konjugovano-kompleksno prilagođen i prilagođen po snazi na izlaznom pristupu. Glavni doprinos disertacije jeste prevazilaženje ovog ograničenja upotrebom različitih topologija.

Treće poglavlje počinje opisom značaja istovremenog prilagođenja po snazi i konjugovano-kompleksnog prilagođenja na izlaznom pristupu pojačavača. Navedene tvrdnje potkrepljene su praktičnim primerima komercijalno dostupnog pojačavača snage i filtra propusnika opsega učestanosti. Prvo predloženo rešenje je pojačavač snage sa dodatnim otpornikom u drejnu. Topologija je jednostavna za implementaciju i pogodna za primenu u velikom broju praktičnih slučajeva, a njen nedostatak je trošak oko polovine snage (dostupne na izlazu tranzistora) na dodatnom otporniku u drejnu. Kako bi se poboljšala efikasnost, predložena je druga topologija, zasnovana na drejn-gejt povratnoj sprezi. Povratna sprega omogućava upotrebu mnogo većeg otpornika, čime se znatno smanjuje disipacija snage na njemu. Razvijena je potpuno nova metodologija projektovanja, bazirana na analitičkom i grafičkom pristupu. Verifikacija prikazane metodologije urađena je projektovanjem širokopojasnog pojačavača snage sa drejn-gejt povratnom spregom konjugovano-kompleksno

prilagođenog i prilagođenog po snazi na izlaznom pristupu u 130 nm UMC RFC-MOS procesu. Dat je prikaz rezultata simulacije i rezultata merenja parametara fabrikovanog pojačavača, koji potvrđuju validnost razvijene teorije.

Metodologija projektovanja integrisanih kola na visokim učestanostima nije u potpunosti podržana standardnim softverskim alatima. Ekstrakcija parazitnih elemenata fizičke realizacije obično je zasnovana na ekvivalentnoj RC mreži. Efekti poput zračenja, blizine, nagomilavanja naelektrisanja na ivicama provodnika, frekvencijske zavisnosti otpornosti, kao i efekti induktivnog ponašanja provodnika, nisu uzeti u obzir prilikom modelovanja parazitnih elemenata. Supstrat CMOS integrisanog kola smatra se idealno provodnim i koncentrisanim u jednoj tački, čime se zanemaruju gubici u supstratu kao posledica indukovanog električnog i magnetskog polja. Nedostatak softverskog integrisanog razvojnog okruženja za podršku projektovanja visokofrekvencijskih integrisanih kola može se rešiti primenom više različitih postojećih alata. Kolo je potrebno podeliti na vodove i komponente sa koncentrisanim parametrima. Vodovi se projektuju upotrebom elektromagnetskih simulatora. Početne vrednosti parametara voda obično se određuju na osnovu poprečnog preseka voda, jer je simulacija u tom slučaju dosta brža i moguće je izvršiti veliki broj iteracija u kratkom vremenskom periodu. Sa druge strane, punotalasni elektromagnetski simulator koristi se u završnoj fazi dizajna za fino podešavanje dimenzija vodova. Precizni skalabilni modeli obično su obezbeđeni od strane proizvođača za komponente sa koncentrisanim parametrima, kao što su tranzistori, otpornici, kondenzatori i kalemovi. Dodatni parazitni elementi nastaju kao posledica lokalnog povezivanja i mogu se modelovati upotrebom alata za ekstrakciju RC mreže.

Naredni korak u istraživanju bio bi ispitivanje mogućnosti primene reaktivne povratne sprege za postizanje istovremeno konjugovano-kompleksnog prilagođenja i prilagođenja po snazi na izlaznom pristupu, kao i razvoj algoritma za sintezu povratne sprege i mreža za prilagođenje, na osnovu postavljenih zahteva za performanse širokopojasnog pojačavača snage. Na taj način bi se dodatno smanjila disipacija snage u mreži povratne sprege i poboljšala efikasnost pojačavača. Ipak, treba imati u vidu da reaktivne komponente u integrisanoj tehnologiji imaju konačan faktor dobrote, tako da se gubici ne mogu u potpunosti eliminisati.

Literatura

- [1] “Lincoln Laboratory: Massachusetts Institute of Technology.” <https://www.ll.mit.edu/>. Pristupljeno: 21-09-2018.
- [2] A. R. Đorđević and D. V. Tošić, *Mikrotalasna Tehnika*. Akademska misao, 1 ed., Oct. 2005.
- [3] <https://www.cpii.com/>. Pristupljeno: 21-09-2018.
- [4] L. E. Corey, “A survey of Russian low cost phased-array technology,” in *Proceedings of International Symposium on Phased Array Systems and Technology*, pp. 255–259, Oct 1996.
- [5] D. L. Harame, D. C. Ahlgren, D. D. Coolbaugh, J. S. Dunn, G. G. Freeman, J. D. Gillis, R. A. Groves, G. N. Hendersen, R. A. Johnson, A. J. Joseph, S. Subbanna, A. M. Victor, K. M. Watson, C. S. Webster, and P. J. Zampardi, “Current status and future trends of SiGe BiCMOS technology,” *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 48, pp. 2575–2594, Nov 2001.
- [6] M. Racanelli, S. Voinegescu, and P. Kempf, “High performance SiGe BiCMOS technology,” in *IEEE/ACES International Conference on Wireless Communications and Applied Computational Electromagnetics, 2005.*, pp. 430–434, April 2005.
- [7] A. Joseph, L. Lanzerotti, X. Liu, D. Sheridan, J. Johnson, Q. Liu, J. Dunn, J. S. Rieh, and D. Harame, “Advances in SiGe HBT BiCMOS technology,” in *Digest of Papers. 2004 Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems, 2004.*, pp. 1–4, Sept 2004.
- [8] <https://www.st.com/>. Pristupljeno: 12-04-2019.
- [9] B. L. Nelson, C. B. Perry, R. Dixit, B. R. Allen, M. E. Kim, A. K. Oki, J. B. Camou, and D. K. Umemoto, “High-linearity, low DC power GaAs HBT broadband amplifiers to 11 GHz,” in *11th Annual Gallium Arsenide Integrated Circuit (GaAs IC) Symposium*, pp. 79–82, Oct 1989.
- [10] C. H. Lee, S. Han, B. Matinpour, and J. Laskar, “GaAs MESFET-based MMIC VCO with low phase noise performance,” in *GaAs IC Symposium*.

-
- IEEE Gallium Arsenide Integrated Circuits Symposium. 22nd Annual Technical Digest 2000. (Cat. No.00CH37084)*, pp. 95–98, Nov 2000.
- [11] P. Li, H. Fuh, L. Prestia, C. Huber, S. Kadambala, C. Masse, D. Wilson, and E. Balboni, “GaAs HBT power amplifier for WiBro applications,” in *2006 Asia-Pacific Microwave Conference*, pp. 1873–1876, Dec 2006.
- [12] T. Oka, M. Hasegawa, M. Hirata, Y. Amano, Y. Ishimaru, H. Kawamura, and K. Sakuno, “A high-power low-distortion gaas hbt power amplifier for mobile terminals used in broadband wireless applications,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 42, pp. 2123–2129, Oct 2007.
- [13] J. V. Dilozenzo and W. R. Wisseman, “Gaas power mesfet’s: Design, fabrication, and performance,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 27, pp. 367–378, May 1979.
- [14] N. J. Koliass, C. S. Whelan, T. E. Kazior, and K. V. Smith, “GaN technology for microwave and millimeter wave applications,” in *2010 IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, pp. 1222–1225, May 2010.
- [15] E. Higham, “GaN Technology in Base Stations - Why and When?,” in *2014 IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium (CSICS)*, pp. 1–4, Oct 2014.
- [16] B. Green, K. Moore, D. Hill, M. CdeBaca, and J. Schultz, “GaN RF device technology and applications, present and future,” in *2013 IEEE Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting (BCTM)*, pp. 101–106, Sept 2013.
- [17] C. A. Abboud, M. Chahine, C. Moussa, H. Y. Kanaan, and E. A. Rachid, “Modern power switches: the Gallium Nitride (GaN) technology,” in *2014 9th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*, pp. 2203–2208, June 2014.
- [18] K. J. Chen, O. Häberlen, A. Lidow, C. I. Tsai, T. Ueda, Y. Uemoto, and Y. Wu, “GaN-on-Si Power Technology: Devices and Applications,” *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 64, pp. 779–795, March 2017.
- [19] S. C. Cripps, “A Theory for the Prediction of GaAs FET Load-Pull Power Contours,” in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 221–223, May 1983.
-

- [20] M. Lajugie, F. Grossier, A. Silbermann, and Y. Bender, "Full Characterization of GaAs Power MESFET and Accurate Load-Pull Contours Prediction," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 339–342, June 1986.
- [21] C. S. Cripps, *RF Power Amplifiers for Wireless Communications*. Artech House, 2 ed., May 2006.
- [22] J. C. Pedro, L. C. Nunes, and P. M. Cabral, "A Simple Method to Estimate the Output Power and Efficiency Load-Pull Contours of Class-B Power Amplifiers," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 63, pp. 1239–1249, April 2015.
- [23] P. Chen and T. J. Brazil, "Classifying load-pull contours of a broadband high-efficiency power amplifier using a support vector machine," in *Integrated Non-linear Microwave and Millimetre-wave Circuits Workshop (INMMiC)*, pp. 1–3, April 2017.
- [24] G. Neudeck and M. Lundstrom, "A Comprehensive Approach to IC Design and Fabrication," *IEEE Transactions on Components, Hybrids, and Manufacturing Technology*, vol. 5, pp. 102–104, Mar 1982.
- [25] S. Garg, "Inspiring trust in outsourced integrated circuit fabrication," in *Design, Automation Test in Europe Conference Exhibition (DATE), 2017*, pp. 1128–1228, March 2017.
- [26] Y. S. Chauhan, S. Venugopalan, N. Paydavosi, P. Kushwaha, S. Jandhyala, J. P. Duarte, S. Agnihotri, C. Yadav, H. Agarwal, A. Niknejad, and C. C. Hu, "BSIM compact MOSFET models for SPICE simulation," in *Proceedings of the 20th International Conference Mixed Design of Integrated Circuits and Systems - MIXDES 2013*, pp. 23–28, June 2013.
- [27] Y. S. Chauhan, S. Venugopalan, M. A. Karim, S. Khandelwal, N. Paydavosi, P. Thakur, A. M. Niknejad, and C. C. Hu, "BSIM-Industry standard compact MOSFET models," in *2012 Proceedings of the European Solid-State Device Research Conference (ESSDERC)*, pp. 46–49, Sept 2012.
- [28] S. Sharma and L. G. Johnson, "First order, quasi-static MOSFET bulk charge model showing inconsistencies in the BSIM power dissipation model," in *2009 International Semiconductor Device Research Symposium*, pp. 1–2, Dec 2009.

-
- [29] X. Jiayi, S. Yanling, R. Zheng, H. Shaojian, C. Shoumian, Z. Yuhang, D. Yanfang, and L. Zongsheng, “An Optimized Scalable BSIM Macromodel for HV Double-Diffused Drain MOSFET $I - V$ Characteristics,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, pp. 1027–1030, March 2008.
- [30] Z. Marinković, G. Crupi, A. Raffo, G. Bosi, G. Avolio, V. Marković, A. Cademi, G. Vannini, and D. M. M. P. Schreurs, “A neural network approach for nonlinear modelling of LDMOSFETs,” in *2014 International Workshop on Integrated Nonlinear Microwave and Millimetre-wave Circuits (INMMiC)*, pp. 1–3, April 2014.
- [31] D. N. Grujić, P. Jovanović, M. Savić, and L. Saranovac, “On the importance of electromagnetic models in RFIC design,” in *2016 International Symposium on Industrial Electronics (INDEL)*, pp. 1–11, Nov 2016.
- [32] C. Enz, “MOS transistor modeling for RF integrated circuit design,” in *Proceedings of the IEEE 2000 Custom Integrated Circuits Conference (Cat. No.00CH37044)*, pp. 189–196, 2000.
- [33] G. D. J. Smit, A. J. Scholten, and D. B. M. Klaassen, “RF benchmark tests for compact MOS models,” in *2010 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium*, pp. 593–596, May 2010.
- [34] A. J. Scholten, G. D. J. Smit, B. A. D. Vries, L. F. Tiemeijer, J. A. Croon, D. B. M. Klaassen, R. van Langevelde, X. Li, W. Wu, and G. Gildenblat, “The New CMC Standard Compact MOS Model PSP: Advantages for RF Applications,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 44, pp. 1415–1424, May 2009.
- [35] H. Bakoglu, *Circuits, Interconnections, and Packaging for Vlsi*. Addison-Wesley, 1. ed., Jan. 1990.
- [36] L. He, S. Elassaad, Y. Shi, Y. Hu, and W. Yao, *System-in-Package: Electrical and Layout Perspectives*. now, 2011.
- [37] P. Harvey, “IC packaging tutorial,” *Proceedings of Asia South Pacific Design Automation Conference*, 2006.
- [38] J. U. Knickerbocker, C. S. Patel, P. S. Andry, C. K. Tsang, L. P. Buchwalter, E. J. Sprogis, H. Gan, R. R. Horton, R. J. Polastre, S. L. Wright, and J. M.
-

- Cotte, "3-D Silicon Integration and Silicon Packaging Technology Using Silicon Through-Vias," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 41, pp. 1718–1725, Aug 2006.
- [39] F. Xiong, *Digital Modulation Techniques*. Artech House Print, 2 ed., Apr. 2006.
- [40] E. K. Al-Hussaini and K. A. M. Soliman, "Performance of offset receiver diversity for GMSK and spread spectrum GMSK with one-bit differential detection using decision feedback in fast Rayleigh channels," *Telecommunication Systems*, vol. 3, pp. 223–238, Oct 1994.
- [41] A. Shah and S. B. Somani, "A FPGA based generalized parametrizable modulator," in *2012 12th International Conference on Hybrid Intelligent Systems (HIS)*, pp. 402–407, Dec 2012.
- [42] T. H. Wu, H. H. Chang, S. F. Chen, C. S. Chiu, L. S. Lai, C. H. Wang, S. Y. Yang, T. H. Lin, J. R. Chen, H. C. Tsai, C. Y. Yu, S. Y. Su, T. Y. Yu, C. C. Chin, G. K. Dehng, A. Marques, C. Wang, and G. Chien, "A 65-nm GSM/GPRS/EDGE SoC With Integrated BT/FM," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 48, pp. 1161–1173, May 2013.
- [43] C.-T. Chen, C.-J. Li, T.-S. Horng, J.-K. Jau, and J.-Y. Li, "Design and linearization of Class-E power amplifier for non-constant envelope modulation," in *2008 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium*, pp. 145–148, June 2008.
- [44] B. Gels, M. Andrews, and D. Hendry, "Simulation of the Effects of Q-Band Amplifier Nonlinearities on Non-Constant Envelope SATCOM Waveforms," in *MILCOM 2007 - IEEE Military Communications Conference*, pp. 1–6, Oct 2007.
- [45] R. Becker, W. Groeneweg, and R. Burdenski, "Rf power control in gsm systems for constant and non constant envelope modulation schemes," in *Circuits and Systems, 2003. ISCAS '03. Proceedings of the 2003 International Symposium on*, vol. 3, pp. III–602–III–605 vol.3, May 2003.
- [46] S. Mirabbasi and K. Martin, "Hierarchical QAM: a spectrally efficient dc-free modulation scheme," *IEEE Communications Magazine*, vol. 38, pp. 140–146, Nov 2000.

- [47] R. Toy, R. Ramesh, S. Chennakeshu, and R. D. Koilpillai, "Performance of a spectrally efficient modem for land-mobile radio," in *Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)*, pp. 987–991 vol.2, Jun 1994.
- [48] Y. Cho, D. Kang, J. Kim, K. Moon, B. Park, and B. Kim, "Linear Doherty Power Amplifier With an Enhanced Back-Off Efficiency Mode for Handset Applications," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 62, pp. 567–578, March 2014.
- [49] S. M. M. Jafari and H. Shamsi, "Linear doherty power amplifier with enhanced back-off efficiency mode for LTE applications," in *2016 24th Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE)*, pp. 1724–1728, May 2016.
- [50] V. Vorapipat, C. S. Levy, and P. M. Asbeck, "A Class-G Voltage-Mode Doherty Power Amplifier," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 52, pp. 3348–3360, Dec 2017.
- [51] K. Yang, G. I. Haddad, and J. R. East, "High-efficiency class-A power amplifiers with a dual-bias-control scheme," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, pp. 1426–1432, Aug 1999.
- [52] W. S. Kopp and S. D. Pritchett, "High efficiency power amplification for microwave and millimeter frequencies," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 857–858 vol.3, June 1989.
- [53] F. H. Raab, "Class-F power amplifiers with maximally flat waveforms," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 45, pp. 2007–2012, Nov 1997.
- [54] T. Sowlati, C. A. T. Salama, J. Sitch, G. Rabjohn, and D. Smith, "Low voltage, high efficiency GaAs Class E power amplifiers for wireless transmitters," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 30, pp. 1074–1080, Oct 1995.
- [55] S. Nishiki and T. Nojima, "Harmonic Reaction Amplifier - A Novel High-Efficiency and High-Power Microwave Amplifier," in *1987 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 2, pp. 963–966, May 1987.
- [56] B. Ingruber, W. Pritzl, D. Smely, M. Wachutka, and G. Magerl, "High-efficiency harmonic-control amplifier," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 46, pp. 857–862, Jun 1998.

- [57] S. Voinigescu, *High-Frequency Integrated Circuits*. Cambridge University Press, 1 ed., May 2013.
- [58] A. M. Niknejad, *Electromagnetics for High-Speed Analog and Digital Communication Circuits*. Cambridge University Press, 1 ed., Mar. 2007.
- [59] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*. Wiley, 4 ed., Nov. 2011.
- [60] J. Rahola, “Power Waves and Conjugate Matching,” *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 55, pp. 92–96, Jan 2008.
- [61] G. Gonzalez, *Microwave Transistor Amplifiers: Analysis and Design*. Prentice Hall, 2 ed., Aug. 1996.
- [62] J. R. Perez-Cisneros, J. de Mingo, P. L. Carro, P. Garcia-Ducar, C. Mateo, A. Valdovinos, and C. Sánchez-Pérez, “2-D Optimization Methodology for Reconfigurable Transmitters by Tunable Matching Networks,” *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 64, pp. 1277–1281, Nov 2017.
- [63] Y. Han and D. J. Perreault, “Analysis and design of high efficiency matching networks,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, pp. 1484–1491, Sept 2006.
- [64] E. Arabi, K. A. Morris, and M. A. Beach, “Analytical Formulas for the Coverage of Tunable Matching Networks for Reconfigurable Applications,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 65, pp. 3211–3220, Sept 2017.
- [65] M. Vigilante and P. Reynaert, “On the Design of Wideband Transformer-Based Fourth Order Matching Networks for E -Band Receivers in 28-nm CMOS,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 52, pp. 2071–2082, Aug 2017.
- [66] J. h. Kwon, M. c. Seo, H. s. Lee, J. h. Gu, J. h. Ham, K. C. Hwang, K. Y. Lee, C. s. Park, and Y. Yang, “Broadband Doherty Power Amplifier Based on Asymmetric Load Matching Networks,” *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 62, pp. 533–537, June 2015.

- [67] W. Ye, K. Ma, K. S. Yeo, and Q. Zou, "A 65 nm CMOS Power Amplifier With Peak PAE above 18.9% From 57 to 66 GHz Using Synthesized Transformer-Based Matching Network," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 62, pp. 2533–2543, Oct 2015.
- [68] 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, pp. 316–331, Jan 2002.
- [69] H. W. Bode, *Network Analysis and Feedback Amplifier Design*. D. Van Nostrand Company, 1 ed., 1945.
- [70] R. M. Fano, *Theoretical Limitations on the Broadband Matching of Arbitrary Impedances*. MIT Res. Lab. of Electronics, 1948.
- [71] D. Youla, "A New Theory of Broad-band Matching," *IEEE Transactions on Circuit Theory*, vol. 11, pp. 30–50, Mar 1964.
- [72] R. Levy, "Explicit formulas for Chebyshev impedance-matching networks, filters and interstages," *Electrical Engineers, Proceedings of the Institution of*, vol. 111, pp. 1099–1106, June 1964.
- [73] D. E. Dawson, "Closed-Form Solutions for the Design of Optimum Matching Networks," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 57, pp. 121–129, Jan 2009.
- [74] W.-K. Chen, *Active Network Analysis: Feedback Amplifier Theory*. World Scientific Publishing Co. Pte. Ltd., 2 ed., Dec. 2016.
- [75] D. G. Vendelin, M. P. Anthony, and L. R. Ulrich, *Microwave Circuit Design Using Linear and Nonlinear Techniques*. John Wiley and Sons, 2 ed., July 2005.
- [76] D. Grujić, *Metodi projektovanja monolitnih mikrotalasnih integrisanih kola predviđenih za rad sa signalima učestanosti oko 60 GHz*. PhD thesis, ETF, Beograd, 2014.
- [77] Y. Tsividis, *Mixed Analog-Digital Vlsi Device and Technology*. World Scientific Publishing Company, 1 ed., Aug. 2002.

-
- [78] Y. Tsividis, *Operation and Modeling of the MOS Transistor*. Oxford University Press, 3 ed., Sept. 2010.
- [79] C. M. Schneider and C. Galup-Montoro, *CMOS Analog Design Using All-Region MOSFET Modeling*. Cambridge University Press, 1 ed., Mar. 2010.
- [80] H. Wong, “Drain breakdown in submicron MOSFETs: a review,” *Microelectronics Reliability*, vol. 40, no. 1, pp. 3–15, 2000.
- [81] L. E. Larson, “Silicon technology tradeoffs for radio-frequency/mixed-signal systems-on-a-chip,” *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 50, pp. 683–699, March 2003.
- [82] A. van Bezooijen, M. A. de Jongh, C. Chanlo, L. C. H. Ruijs, F. van Straten, R. Mahmoudi, and A. H. M. van Roermund, “A GSM/EDGE/WCDMA Adaptive Series-LC Matching Network Using RF-MEMS Switches,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 43, pp. 2259–2268, Oct 2008.
- [83] J. de Mingo, A. Valdovinos, A. Crespo, D. Navarro, and P. Garcia, “An RF electronically controlled impedance tuning network design and its application to an antenna input impedance automatic matching system,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, pp. 489–497, Feb 2004.
- [84] B.-S. Song, *System-level Techniques for Analog Performance Enhancement*. Springer International Publishing, 1 ed., Sept. 2016.
- [85] T. O. Dickson, K. H. K. Yau, T. Chalvatzis, A. M. Mangan, E. Laskin, R. Berkens, P. Westergaard, M. Tazlauanu, M. T. Yang, and S. P. 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.
- [86] B. Koo, Y. Na, and S. Hong, “Integrated Bias Circuits of RF CMOS Cascode Power Amplifier for Linearity Enhancement,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 60, pp. 340–351, Feb 2012.
- [87] R. P. Gray, J. P. Hurst, H. S. Lewis, and G. R. Meyer, *Analysis and Design of Analog Integrated Circuits*. Wiley, 5 ed., Jan. 2009.
-

- [88] D. J. Cassan and J. R. Long, "A 1-V transformer-feedback low-noise amplifier for 5-GHz wireless LAN in 0.18- μm CMOS," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 38, pp. 427–435, Mar 2003.
- [89] T. Sowlati and D. M. W. Leenaerts, "A 2.4-GHz 0.18- μm CMOS self-biased cascode power amplifier," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 38, pp. 1318–1324, Aug 2003.
- [90] H. Khatri, P. S. Gudem, and L. E. Larson, "Simulation of intermodulation distortion in passive CMOS FET mixers," in *2009 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 1593–1596, June 2009.
- [91] K. Joardar, K. K. Gullapalli, C. C. McAndrew, M. E. Burnham, and A. Wild, "An improved MOSFET model for circuit simulation," *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 45, pp. 134–148, Jan 1998.
- [92] E. Johnson, "Physical limitations on frequency and power parameters of transistors," in *1958 IRE International Convention Record*, vol. 13, pp. 27–34, March 1965.
- [93] 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, no. 2, pp. 339 – 343, 2004.
- [94] H. Wong, "Drain breakdown in submicron MOSFETs: a review," *Microelectronics Reliability*, vol. 40, no. 1, pp. 3 – 15, 2000.
- [95] C. Poole and I. Darwazeh, *Microwave Active Circuit Analysis and Design*. Academic Press, 1 ed., Oct. 2015.
- [96] H. Darabi, *Radio Frequency Integrated Circuits and Systems*. Cambridge University Press, 1 ed., May 2015.
- [97] B. Razavi, *RF Microelectronics*. Prentice Hall, 2 ed., Oct. 2011.
- [98] Z. El-Khatib, L. MacEachern, and S. A. Mahmoud, *Distributed CMOS Bi-directional Amplifiers: Broadbanding and Linearization Techniques (Analog Circuits and Signal Processing)*. Springer, 1 ed., May 2012.

- [99] P. Wambacq and W. M. Sansen, *Distortion Analysis of Analog Integrated Circuits*. Springer, 1 ed., June 1998.
- [100] S. A. Maas, *Nonlinear Microwave and RF Circuits*. Artech House, 2 ed., Jan. 2003.
- [101] S. Kapur, D. Long, T. Hsu, S. Chen, C. Jou, S. Liu, G.-S. Chang, C.-H. Yeh, and H.-T. Yang, "Including pattern-dependent effects in electromagnetic simulations of on-chip passive components," in *2009 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium*, pp. 603–606, June 2009.
- [102] S. Smith, A. J. Walton, A. W. S. Ross, G. K. H. Bodammer, and J. T. M. Stevenson, "Evaluation of sheet resistance and electrical linewidth measurement techniques for copper damascene interconnect," *IEEE Transactions on Semiconductor Manufacturing*, vol. 15, pp. 214–222, May 2002.
- [103] P. Kapur, J. P. McVittie, and K. C. Saraswat, "Technology and reliability constrained future copper interconnects. I. Resistance modeling," *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 49, pp. 590–597, April 2002.
- [104] N. S. Nagaraj, T. Bonifield, A. Singh, F. Cano, U. Narasimha, M. Kulkarni, P. Balsara, and C. Cantrell, "Benchmarks for interconnect parasitic resistance and capacitance," in *Fourth International Symposium on Quality Electronic Design, 2003. Proceedings.*, pp. 163–168, March 2003.
- [105] W. H. Kao, C.-Y. Lo, R. Singh, and M. Basel, "Parasitic extraction: current state of the art and future trends," in *ISCAS 2001. The 2001 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (Cat. No.01CH37196)*, vol. 5, pp. 487–490 vol. 5, May 2001.
- [106] T. Sakurai, "Closed-form expressions for interconnection delay, coupling, and crosstalk in VLSIs," *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 40, pp. 118–124, Jan 1993.
- [107] S. Sauter, A. Rein, M. Frerichs, D. Schmitt-Landsiedel, R. Thewes, and W. Weber, "Measurement and simulation of interconnect capacitance variations," in *2000 5th International Workshop on Statistical Metrology (Cat.No.00TH8489)*, pp. 64–67, June 2000.

-
- [108] J.-K. Park, K.-H. Lee, J.-H. Lee, Y.-K. Park, and J.-T. Kong, "An exhaustive method for characterizing the interconnect capacitance considering the floating dummy-fills by employing an efficient field solving algorithm," in *2000 International Conference on Simulation Semiconductor Processes and Devices (Cat. No.00TH8502)*, pp. 98–101, Sept 2000.
- [109] B. Popović, *Elektromagnetika*. Građevinska knjiga, 2 ed., 1986.
- [110] P. Waldow and I. Wolff, "The Skin-Effect at High Frequencies," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 33, pp. 1076–1082, Oct 1985.
- [111] S. Kapur and D. E. Long, "Modeling of integrated RF passive devices," in *IEEE Custom Integrated Circuits Conference 2010*, pp. 1–8, Sept 2010.
- [112] R. Garg, *Analytical and Computational Methods in Electromagnetics*. Artech House, 1 ed., Sept. 2008.
- [113] J. J. H. Wang, "Generalised moment methods in electromagnetics," *IEE Proceedings H - Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 137, pp. 127–132, April 1990.
- [114] <https://www.keysight.com>. Pristupljeno: 21-09-2018.
- [115] <https://www.sonnetsoftware.com/>. Pristupljeno: 21-09-2018.
- [116] <https://www.integrandsoftware.com/>. Pristupljeno: 21-09-2018.
- [117] S. K. Wong, S. Maisurah, M. N. Osman, F. Kung, and J. H. See, "High efficiency CMOS power amplifier for 3 to 5 GHz ultra-wideband (UWB) application," *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 55, pp. 1546–1550, August 2009.
- [118] R. L. Wang, Y. K. Su, and C. H. Liu, "3~5 GHz Cascoded UWB Power Amplifier," in *APCCAS 2006 - 2006 IEEE Asia Pacific Conference on Circuits and Systems*, pp. 367–369, Dec 2006.
- [119] M. M. Milićević, B. S. Milinković, D. N. Grujić, and L. V. Saranovac, "Power and Conjugately Matched High Band UWB Power Amplifier," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 65, pp. 3138–3149, Oct 2018.
-

Biografija

Kandidat Milenko Milićević rođen je u Olovu, Bosna i Hercegovina, 25. januara 1987. godine. Osnovnu i srednju školu završio je u Vlasenici (Republika Srpska). Osim redovnih školskih obaveza, kandidat je učestvovao na takmičenjima iz fizike i matematike od opštinskog nivoa do međunarodnih olimpijada.

Elektrotehnički fakultet Univerziteta u Beogradu upisao je 2006. godine. Diplomirao je 14. jula 2010. godine na Odseku za elektroniku, sa prosečnom ocenom 9,89, po četvorogodišnjem studijskom programu. Diplomski rad pod naslovom „Razvoj Real-time mikrokernela i objekata kernela za platformu MSP430“ odbranio je sa ocenom 10. Diplomске akademske master studije na Odseku za elektroniku, na Elektrotehničkom fakultetu Univerziteta u Beogradu upisao je 2010. godine. Master studije je završio u aprilu 2012. godine sa prosečnom ocenom 10, po jednogodišnjem studijskom programu. Master rad, pod naslovom „Projektovanje i optimizacija front-end dela WIMAX prijemnika u umerenoj inverziji“, odbranio je sa ocenom 10.

Doktorske akademske studije na Elektrotehničkom fakultetu u Beogradu, smer Elektronika, upisao je 2012. godine. Tokom naredne četiri godine, kandidat je položio sve ispitne obaze sa prosečnom ocenom 10. Objavio je ukupno tri rada u prestižnim međunarodnim časopisima sa SCI liste, jedan rad na međunarodnoj konferenciji, kao i dva rada na domaćim konferencijama.

Profesionalnu karijeru započeo je u aprilu 2012. godine u firmi TES Electronic Solutions GmbH u Beogradu, a od decembra 2012. radi u sedištu firme u Štutgartu u Nemačka. U okviru svog angažmana radio je na razvoju i projektovanju analognih i RF/mikrotalasnih integrisanih kola visokih performansi u CMOS, SOI, BCD i BiCMOS procesima, namenjenih za upotrebu u automobilske industriji, kao i za komercijalne, profesionalne i industrijske primene.

Изјава о ауторству

Потписани-а Миленко Милићевић

број уписа 2012/5029

Изјављујем

да је докторска дисертација под насловом

Појачавачи снаге у класи А са истовременим конјугованим прилагођењем и прилагођењем по снази при великим сигнаlima на излазном приступу

- 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.

Потпис докторанда

У Београду, 07.02.2019.

Миленко Милићевић

**Изјава о истоветности штампане и електронске
верзије докторског рада**

Име и презиме аутора Миленко Милићевић

Број уписа 2012/5029

Студијски програм Електротехника и рачунарство

Наслов рада Појачавачи снаге у класи А са истовременим конјугованим прилагођењем и прилагођењем по снази при великим сигнаlima на излазном приступу

Ментор др Душан Грујић, доцент и др Лазар Сарановац, редовни професор

Потписани Миленко Милићевић

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.

Потпис докторанда

У Београду, 07.02.2019.

Миленко Милићевић

Изјава о коришћењу

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

Појачавачи снаге у класи А са истовременим конјугованим прилагођењем и прилагођењем по снази при великим сигнаlima на излазном приступу

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

(Молимо да заокружите само једну од шест понуђених лиценци, кратак опис лиценци дат је на полеђини листа).

Потпис докторанда

У Београду, 07.02.2019.

Миланко Милетић

1. Ауторство - Дозвољаваате умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, и прераде, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце, чак и у комерцијалне сврхе. Ово је најслободнија од свих лиценци.

2. Ауторство – некомерцијално. Дозвољаваате умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, и прераде, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце. Ова лиценца не дозвољава комерцијалну употребу дела.

3. Ауторство - некомерцијално – без прераде. Дозвољаваате умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, без промена, преобликовања или употребе дела у свом делу, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце. Ова лиценца не дозвољава комерцијалну употребу дела. У односу на све остале лиценце, овом лиценцом се ограничава највећи обим права коришћења дела.

4. Ауторство - некомерцијално – делити под истим условима. Дозвољаваате умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, и прераде, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце и ако се прерада дистрибуира под истом или сличном лиценцом. Ова лиценца не дозвољава комерцијалну употребу дела и прерада.

5. Ауторство – без прераде. Дозвољаваате умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, без промена, преобликовања или употребе дела у свом делу, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце. Ова лиценца дозвољава комерцијалну употребу дела.

6. Ауторство - делити под истим условима. Дозвољаваате умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, и прераде, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце и ако се прерада дистрибуира под истом или сличном лиценцом. Ова лиценца дозвољава комерцијалну употребу дела и прерада. Слична је софтверским лиценцама, односно лиценцама отвореног кода.
