



UNIVERZITET U NIŠU
ELEKTRONSKI FAKULTET



Aleksandra B. Đorić

**POBOLJŠANJE PERFORMANSI POJAČAVAČA
I MEŠAČA PRIMOPREDAJNIKA ZA
ŠIROKOPOJASNU I DVOKANALNU
PRIMENU U MIKROTALASNIM
KOMUNIKACIONIM SISTEMIMA**

DOKTORSKA DISERTACIJA

Niš, 2022.



UNIVERSITY OF NIŠ
FACULTY OF ELECTRONIC ENGINEERING



Aleksandra B. Đorić

**PERFORMANCE IMPROVEMENT OF POWER
AMPLIFIERS AND MIXER IN TRANSCEIVER
FOR BROADBAND AND DUAL-BAND
APPLICATIONS IN MICROWAVE
COMMUNICATION SYSTEMS**

DOCTORAL DISSERTATION

Niš, 2022.



UNIVERZITET U NIŠU
ELEKTRONSKI FAKULTET



Aleksandra B. Đorić

**POBOLJŠANJE PERFORMANSI POJAČAVAČA
I MEŠAČA PRIMOPREDAJNIKA ZA
ŠIROKOPOJASNU I DVOKANALNU
PRIMENU U MIKROTALASNIM
KOMUNIKACIONIM SISTEMIMA**

DOKTORSKA DISERTACIJA

Mentor:

dr Nataša Maleš-Ilić, redovni profesor, Elektronski fakultet, Univerzitet u Nišu

Komisija za ocenu i odbranu doktorske disertacije:

dr Nataša Maleš-Ilić, redovni profesor, Elektronski fakultet, Univerzitet u Nišu

dr Olivera Pronić-Rančić, redovni profesor, Elektronski fakultet, Univerzitet u Nišu

dr Zoran Stanković, vanredni profesor, Elektronski fakultet, Univerzitet u Nišu

dr Zlatica Marinković, vanredni profesor, Elektronski fakultet, Univerzitet u Nišu

dr Đurađ Budimir, redovni profesor, School of Computer Science and Engineering, University of Westminster, London

Datum odbrane: _____

Niš, 2022.

Podaci o doktorskoj disertaciji

Mentor: Prof. dr Nataša Maleš Ilić, redovni profesor, Univerzitet u Nišu, Elektronski fakultet

Naslov: Poboljšanje performansi pojačavača i mešača primopredajnika za širokopoljasnu i dvokanalnu primenu u mikrotalasnim komunikacionim sistemima

Rezime: Moderni bežični komunikacioni sistemi treba da obezbede određene performanse pojačavača snage (PA), koji je njihov sastavni sklop, od kojih se kao najbitnije izdvajaju visoka energetska efikasnost, veliko pojačanje i linearnost sistema. U oblasti maksimalne izlazne snage, gde dolazi do zasićenja karakteristike pojačanja snage, pojačavači imaju zadovoljavajuću efikasnost, ali izražavaju nelinearne karakteristike. Ako pojačavač radi u opsegu manjih snaga, može da se karakteriše dobrom linearnošću, ali sa druge strane neće se postići zadovoljavajuća efikasnost. Najbolja solucija ovog problema je projektovanje pojačavača za rad u blizini zasićenja karakteristike pojačanja snage, gde on ima dobru efikasnost, ali radi u nelinearnom režimu, a zatim njegova linearizacija primenom određenih linearizacionih metoda.

Istraživanja kojima se disertacija bavi obuhvataju razvijanje i primenu određenih postupaka za projektovanje nelinearnih sklopova primopredajnog dela komunikacionog sistema, kao što su PA i mešači, sa ciljem da se poboljša njihova efikasnost i linearnost. U disertaciji je modifikovan analogni linearizacioni postupak za primene na širokopoljasne PA i razvijen je digitalni linearizacioni postupak. U predajnom delu sistema projektovane su širokopoljasne i dvokanalne pojačavačke strukture koje sa primenom linearizacionih postupaka obezbeđuju veliku izlaznu snagu, visoku efikasnost, kao i linearan rad PA. U prijemnom delu ostvarena je linearizacija *Gilbert*-ovog mešača koji ima dobru karakteristiku konverzionog pojačanja u širem opsegu frekvencija. Linearizacioni postupak koji upotrebljava nelinearne signale 2. i 4. reda (NI2 i NI4 signale) na frekvencijama oko 2. harmonika osnovnog nosioca u analognom domenu je modifikovan za primene kod širokopoljasnih jednostepenih i dvostepenih pojačavača (*Doherty* pojačavač), kao i kod pojačavača koji rade u dva frekvencijska opsega. Razvijen je digitalni

linearizacioni postupak, kod koga se obrada odgovarajućih nelinearnih (NI) signala koji se generišu za potrebe linearizacije ostvaruje u digitalnom domenu, kroz četiri različita pristupa. Prvi digitalni pristup koristi NI signale iz osnovnog opsega, dok kod ostala tri adekvatno obrađeni NI signali modulišu 2. harmonik osnovnog nosioca i primenjuju se na sklop koji treba linearizovati.

Efekti primene linearizacionih postupaka na pojačavačima i mešačima su validirani kroz postupak simulacije u softveru ADS (*Advanced Design System*), kao i kroz eksperimentalnu verifikaciju jednog od predloženih digitalnih linearizacionih pristupa na praktično realizovani asimetrični dvostepeni *Doherty* pojačavač.

Naučna oblast:

Elektrotehničko i računarsko inženjerstvo, Telekomunikacije

Naučna
disciplina:

Mikrotalasna elektronika

Ključne reči:

Jednostepeni i dvostepeni širokopolasni pojačavači snage, *Doherty* pojačavač, dvokanalni pojačavači, nelinearni proizvodi, nelinearni signali, mešači, analogni i digitalni linearizacioni postupak

UDK:

621.391:621.396.67

CERIF
klasifikacija:

T191 Visokofrekventna tehnologija, mikrotalasi

Tip licence
Kreativne
zajednice:

CC BY-NC-ND

Data on Doctoral Dissertation

Doctoral
Supervisor:

Prof. dr Nataša Maleš Ilić, Full Professor, University of Niš,
Faculty of Electronic Engineering

Title:

Performance improvement of power amplifier and mixer in
transceiver for broadband and dual-band applications in microwave
communication systems

Abstract:

Modern wireless communication systems should provide certain performances of the power amplifier (PA), which is their component, where high energy efficiency, high gain and linearity of the system stand out as the most important. In the area of maximum output power (saturation of power gain characteristic), the amplifiers have a satisfactory efficiency, but express non-linear characteristics. If the amplifier works in the lower power range, it can be characterized by good linearity, but on the other hand, high efficiency will not be achieved. The best solution to this problem is to design the amplifier to operate near the saturation of the power gain characteristic, where it has good efficiency, but operates in a non-linear mode, and then perform its linearization by using appropriate linearization method.

The research in this dissertation includes the development and application of certain methods for the design of non-linear circuits of the transceiver part of the communication system, such as the PA and the mixer, with the aim of improving their efficiency and linearity. In the dissertation, the analog linearization method was modified for application on broadband PA and a digital linearization method was developed. In the transmitting part of the system, broadband and dual-band amplifiers were designed, which with the application of the linearization methods ensure high output power, high efficiency, and linear operation of the PA. In the receiving part, the linearization of the *Gilbert* mixer, which has a good conversion gain characteristic in a wider frequency range, was performed. The linearization method that uses nonlinear signals of the 2nd and 4th order (NI2 and NI4 signals) at frequencies around the 2nd harmonic of the fundamental carrier was modified in the analog domain for application on broadband single-stage and two-stage amplifiers (*Doherty* topology), as well as on the amplifiers that operate in two frequency bands. Moreover, a digital linearization method was developed, which includes the four different approaches, where the processing of

appropriate nonlinear (NI) signals generated for linearization purposes is achieved in the digital domain. The first digital method uses NI signals in the baseband, while in the other three adequately processed NI signals modulate the 2nd harmonic of the fundamental carrier and are applied to the circuit that should be linearized.

The effects of the application of linearization methods on amplifiers and mixers were validated through the simulation procedure in the ADS software (*Advanced Design System*), as well as through the experimental verification of one of the proposed digital linearization approaches on a practically manufactured asymmetrical two-stage *Doherty* amplifier.

Scientific
Field:

Electrical and Computer Engineering, Telecommunications

Scientific
Discipline:

Microwave electronics

Key Words:

Single-stage, two-stage broadband power amplifiers, Doherty amplifier, dual-band amplifiers, nonlinear products, nonlinear signals, mixers, analog and digital linearization approaches

UDC:

621.391:621.396.67

CERIF
Classification:

T191 High frequency technology, microwaves

Creative
Commons
License Type:

CC BY-NC-ND

Rezultati prikazani u disertaciji proistekli su iz istraživanja u okviru projekata TR32052 – “Istraživanje i razvoj rešenja za poboljšanje performansi bežičnih komunikacionih sistema u mikrotalasnom i milimetarskom opsegu frekvencija” i III44009 – “Razvoj digitalnih tehnologija i umreženih servisa u sistemima sa ugrađenim elektronskim komponentama”, finansiranih od strane Ministarstva nauke, tehnološkog razvoja i inovacija Republike Srbije.

Zahvaljujem se posebno:

mentor, prof. dr Nataši Maleš Ilić, na profesionalnom pristupu, izvanrednim idejama, impresivnoj saradnji, nesebičnoj motavaciji, podršci, razumevanju i strpljenju bez čijeg znanja i iskustva, neverovatne posvećenosti, velikog truda i zalaganja u svim fazama istraživanja i pisanja, ove doktorske disertacije ne bi ni bilo,

dr Aleksandru Atanaskoviću na stručnoj, nesebičnoj i svestranoj pomoći tokom istraživanja i tokom eksperimentalnog rada,

prof. dr Bratislavu Milovanoviću na pruženoj prilici za profesionalno i lično usavršavanje u inspirativnom radnom okruženju,

dr Tijani Randjelović i dr Mariji Milijić na profesionalnoj saradnji pri ostvarivanju rezultata jednog dela disertacije,

kolegama, dr Vladici Đorđeviću i dr Milošu Kostiću, na nezaboravnom druženju i rečima neizmerne podrške,

kolegama, dipl. inž. Milošu Marjanoviću i mast. inž. Kseniji Pešić, na lepom druženju i pomoći pri korekciji teksta disertacije,

preminulim roditeljima, bratu, sestri i njihovim porodicama, kao i iskrenim prijateljima na bezuslovnoj ljubavi, beskrajnom razumevanju i neizrecivoj podršci.

SADRŽAJ

SPISAK TABELA	i
SPISAK SLIKA	ii
SPISAK SKRAĆENICA	xii
1. UVOD	1
1.1 ORGANIZACIJA DISERTACIJE	3
2. POJAČAVAČI SNAGE I MEŠAČI	7
2.1 POJAČAVAČI SNAGE (PA)	8
2.1.1 Primopredajnik	8
2.1.2 Osnovne karakteristike PA	10
2.1.2.1 Prenosno pojačanje	10
2.1.2.2 Propusni opseg	11
2.1.2.3 Efikasnost	11
2.1.2.4 <i>Back-Off</i> snaga	12
2.1.2.5 PARP	12
2.1.2.6 Karakteristike nelinearnosti PA	13
2.1.2.6.1 P1dB	14

2.1.2.6.2	IP3	15
2.1.2.6.3	ACPR	16
2.1.2.6.4	EVM	16
2.1.3	Analiza nelinearnosti	17
2.1.3.1	<i>Load pull/ Source pull</i>	17
2.1.3.2	Dvotonski test	18
2.1.4	Klase PA	20
2.1.4.1	Klasa J	20
2.1.4.2	Kontinualni modovi rada PA	22
2.1.4.2.1	Reaktivno-otporna kontinualna inverzna klasa F	24
2.2	MEŠAČI	27
2.2.1	Karakteristike mešača	29
2.2.1.1	Konverziono pojačanje	29
2.2.1.2	Izolacija	30
2.2.1.3	Dinamički opseg	30
2.2.1.4	Presečna tačka 3. reda: IP3	31
2.2.1.5	Faktor šuma	32
2.2.2	Osnovni principi rada mešača	32
2.2.3	Aktivni mešači	37
2.2.3.1	Aktivni jednostruki balansni mešač koji koristi BJT	37
2.2.3.2	Aktivni dvostruki balansni mešač: <i>Gilbert</i> -ova ćelija	42
2.2.3.2.1	Konverziono pojačanje <i>Gilbert</i> -ove ćelije	47
2.2.3.3	<i>Gilbert</i> -ova ćelija realizovana pomoću FET-ova	49
3.	METODE ZA POBOLJŠANJE EFIKASNOSTI I LINEARNOSTI PA	50
3.1	METODE ZA POBOLJŠANJE EFIKASNOSTI PA	50
3.1.1	<i>Doherty</i> PA arhitektura	51
3.1.1.1	Modulacija opterećenja – matematička osnova	53
3.1.1.2	Profili napona, struje i impedanse opterećenja	54
3.1.1.3	Karakteristike efikasnosti i pojačanja	58
3.1.1.3.1	Efikasnost	58
3.1.1.3.2	Pojačanje	60
3.1.1.4	Tehnika linija za kompenzovanje	60
3.1.1.4.1	Princip rada linija za kompenzovanje	61
3.1.1.4.2	Linija za kompenzovanje na strani glavnog PA	62

3.1.1.4.3	Linija za kompezovanje na strani pomoćnog PA.....	66
3.1.1.5	Asimetrični DPA	67
3.2	METODE ZA POBOLJŠANJE LINEARNOSTI PA	68
3.2.1	Predistorzija	69
3.2.2	Digitalna predistorzija – DPD	72
3.2.2.1	DPD zasnovana na <i>Look Up</i> tabelama	72
3.2.2.2	DPD bazirana na neuronskim mrežama	74
3.2.2.3	DPD zasnovana na modelu	76
3.2.2.3.1	<i>Volterra</i> model	76
3.2.2.3.2	Memorijski polinomski model (MPM)	76
3.2.2.3.3	Generalizovani MPM	77
3.2.2.3.4	<i>Wiener</i> Model.....	77
3.2.2.3.5	<i>Hammerstein</i> model	78
3.2.2.4	Modelovanje ponašanja DPD.....	78
3.2.2.4.1	DLA	78
3.2.2.4.2	ILA	79
3.2.3	Analogni linearizacioni postupak	80
3.2.4	Razvoj i adaptacija digitalnog linearizacionog postupka	83
3.2.4.1	Linearizacioni pristup koji koristi <i>bb</i> signale.....	85
3.2.4.2	Linearizacioni pristup koji koristi NI2 signale	87
3.2.4.3	Linearizacioni pristup koji kombinuje <i>bb</i> i NI2 signale	89
3.2.4.4	Linerizacioni pristup koji koristi NI2 i NI4 signale	92
4.	PROJEKTOVANJE JEDNOSTEPENIH ŠIROKOPOJASNIH PA I NJIHOVA LINEARIZACIJA	95
4.1	PROJEKTOVANJE JEDNOSTEPENIH PA I NJIHOVA LINEARIZACIJA ANALOGNIM POSTUPKOM	96
4.1.1	Jednostepeni PA sa elementima sa koncentrisanim parametrima	96
4.1.1.1	Primena <i>Norton</i> -ovih transformacija.....	98
4.1.1.2	Stabilizacija PA	99
4.1.1.3	Linearizacija jednostepenog PA u konfiguraciji sa elementima sa koncentrisanim parametrima pomoću NI2 signala.....	100
4.1.2	Jednostepeni PA sa elementima sa raspodeljenim parametrima	102
4.1.2.1	Linearizacija jednostepenog PA u konfiguraciji sa otvorenim stabovima pomoću NI2 signala	105

4.1.3	Jednostepeni PA u mikrostrip tehnici.....	107
4.1.3.1	Linearizacija jednostepenog PA u konfiguraciji sa kombinovanim mikrostrip kolima pomoću NI2 signala	109
4.1.4	Projektovanje kola za 2. harmonik	110
4.1.4.1	Kola za 2. harmonik sa koncentrisanim parametrima	111
4.1.4.1.1	Karakteristike PA sa kolima za 2. harmonik u konfiguraciji sa <i>LC</i> elementima.....	114
4.1.4.1.2	Linearizacija jednostepenog PA sa kolima za 2. harmonik u konfiguraciji sa <i>LC</i> elementima pomoću NI2 i NI4 signala.....	117
4.1.4.2	Kola za 2. harmonik sa raspodeljenim parametrima	120
4.1.4.2.1	Karakteristike PA sa kolima za 2. harmonik u konfiguraciji sa raspodeljenim parametrima	121
4.1.4.2.2	Linearizacija jednostepenog PA sa kolima za 2. harmonik u konfiguraciji sa raspodeljenim parametrima pomoću NI2 i NI4 signala.	121
4.1.4.3	Kola za 2. harmonik u mikrostrip tehnici	125
4.1.4.3.1	Karakteristike PA sa kolima za 2. harmonik u konfiguraciji sa mikrostrip linijama.....	127
4.1.4.3.2	Linearizacija jednostepenog PA sa kolima za 2. harmonik u konfiguraciji sa mikrostrip linijama pomoću NI2 i NI4 signala.....	128
4.1.5	Analiza uticaja antena na performanse jednostepenog PA.....	131
4.1.5.1	Koncept dizajna	132
4.1.5.2	Karakteristike PA.....	134
4.1.5.3	Linearizacija jednostepenog PA u kaskadi sa antenom pomoću NI2 i NI4 signala.....	136
4.2	LINEARIZACIJA JEDNOSTEPENIH ŠIROKOPOJASNIH PA DIGITALNIM POSTUPKOM	141
4.2.1	Linearizacija jednostepenog PA pomoću <i>bb</i> signala	141
4.2.2	Linearizacija jednostepenog PA pomoću NI2 signala.....	144
4.2.3	Linearizacija jednostepenog PA pomoću <i>bb</i> i NI2 signala	148
4.2.4	Linearizacija jednostepenog PA pomoću NI2 i NI4 signala	153

5.	PROJEKTOVANJE ŠIROKOPOJASNIH DVOSTEPENIH DPA I NJIHOVA LINEARIZACIJA	157
5.1	PROJEKTOVANJE DVOSTEPENIH DPA I NJIHOVA LINEARIZACIJA ANALOGNIM POSTUPKOM	158
5.1.1	DPA sa elementima sa koncentrisanim parametrima.....	159
5.1.1.1	Karakteristike DPA.....	160
5.1.1.2	Linearizacija DPA u konfiguraciji sa elementima sa koncentrisanim parametrima pomoću NI2 i NI4 signala.....	161
5.1.2	DPA u konfiguraciji sa elementima sa raspodeljenim parametrima	164
5.1.2.1	Karakteristike DPA.....	166
5.1.2.2	Analiza uticaja različitih filtara na performanse DPA.....	166
5.1.2.3	Linearizacija DPA sa raspodeljenim parametrima pomoću NI2 i NI4 signala	169
5.1.3	DPA u konfiguraciji sa kombinovanim mikrostrip kolima	171
5.1.3.1	Karakteristike DPA.....	172
5.1.3.2	Linearizacija DPA u kombinovanom mikrostrip kolu pomoću NI2 i NI4 signala.....	173
5.1.4	DPA u konfiguraciji sa mikrostrip linijama.....	175
5.1.4.1	Karakteristike DPA.....	176
5.1.4.2	Linearizacija DPA u mikrostripu pomoću NI2 i NI4 signala	177
5.2	LINEARIZACIJA DVOSTEPENIH DPA DIGITALNIM POSTUPKOM.....	181
5.2.1	Linearizacija DPA pomoću NI2 signala standardnim pristupom	182
5.2.2	Linearizacija DPA pomoću NI2 signala modifikovanim pristupom	185
5.3	EKSPERIMENTALNA IMPLEMENTACIJA DIGITALNOG LINEARIZACIONOG PRISTUPA	190
5.3.1	ADPA model	191
5.3.2	Eksperimentalni rezultati	192
6.	PROJEKTOVANJE I LINEARIZACIJA PA ZA RAD U DVA FREKVENCIJSKA OPSEGA	198
6.1	PROJEKTOVANJE PA ZA RAD U DVA FREKVENCIJSKA OPSEGA.....	199
6.1.1	Kompleksna-u-realnu transformacija impedanse.....	200
6.1.2	Realna-u-realnu transformacija impedanse	200
6.1.3	<i>Dual-band</i> PA model.....	202

6.2	LINEARIZACIJA PA ZA RAD U DVA FREKVENCIJSKA OPSEGA ANALOGNIM POSTUPKOM	205
6.2.1	Primena analognog linearizacionog postupka koji koristi NI2 signale.....	206
6.3	LINEARIZACIJA PA ZA RAD U DVA FREKVENCIJSKA OPSEGA DIGITALNIM POSTUPKOM	210
6.3.1	Primena digitalnog linearizacionog pristupa koji koristi NI2 signale.....	210
7.	LINEARIZACIJA MEŠAČA	216
7.1	LINEARIZACIJA <i>GILBERT</i> -OVOG MEŠAČA POMOĆU <i>BB</i> SIGNALA	217
7.2	LINEARIZACIJA <i>GILBERT</i> -OVOG MEŠAČA POMOĆU <i>BB</i> I NI2 SIGNALA	222
7.3	LINEARIZACIJA MEŠAČA KOJI SE KORISTI ZA DIREKTNU KONVERZIJU	226
7.3.1	Ispitivanje uticaja <i>I/Q</i> disbalansa.....	228
8.	ZAKLJUČAK	232
9.	LITERATURA	238
	PRILOG	252
	BIOGRAFIJA AUTORA.....	267

SPISAK TABELA

Tabela 2.1	<i>V-I parametri talasnih oblika za klasične i kontinualne klase</i>	23-24
Tabela 4.1	<i>Pojačanje i PAE za $P_{iz} = 35$ dBm na frekvencijama 0.8 GHz, 0.9 GHz i 1.1 GHz</i>	117
Tabela 5.1	<i>ACPR parametar za 64QAM signal za 11 dBm i 12.5 dBm P_{iz} za 2 MHz opsega posmatran na ± 2 MHz i ± 4 MHz pomeraja od nosioca</i>	197
Tabela 6.1	<i>Vednosti parametara ulaznog i izlaznog KP</i>	203
Tabela 6.2	<i>Karakteristične impedanse i električne dužine UKP i IKP kod dual-band PA</i>	203
Tabela 7.1	<i>Uticaj kašnjenja NI signala za $\Delta f = 2$ MHz između ulaznih signala</i>	226

SPISAK SLIKA

Slika 2.1	<i>Primopredajnik</i>	8
Slika 2.2	<i>Predajnik sa dvostepenom konverzijom</i>	9
Slika 2.3	<i>Direktni predajnik</i>	10
Slika 2.4	<i>FM predajnik</i>	10
Slika 2.5	<i>3 dB propusni opseg PA</i>	11
Slika 2.6	<i>Definisanje OBO, PBO i PARP kod PA</i>	13
Slika 2.7	<i>Ulazno-izlazna karakteristika PA</i>	14
Slika 2.8	<i>Karakteristika pojačanja PA</i>	14
Slika 2.9	<i>Presečne tačke 2. i 3. reda</i>	15
Slika 2.10	<i>Talasni oblici napona (puna linija) i struje (isprekidana linija) J i B klasa PA</i>	21
Slika 2.11	<i>Linije opterećenja J i B klasa</i>	22
Slika 2.12	<i>Analiza efikasnosti PA u zavisnosti od impedansi za osnovni signal i 2. harmonik na Smith-ovom dijagramu</i>	26
Slika 2.13	<i>Simbol mešača pri konverziji frekvencije: a) nadole i b) nagore</i>	28
Slika 2.14	<i>1dB tačka kompresije i dinamički opseg mešača</i>	30
Slika 2.15	<i>Presečna tačka 3. reda (IP3)</i>	31
Slika 2.16	<i>Ekvivalentno kolo jednostruko balansnog mešača</i>	33

Slika 2.17	<i>LO prekidački talasni oblik jednostruko balansnog mešača</i>	33
Slika 2.18	<i>Izlazni talasni oblik jednostruko balansnog mešača</i>	34
Slika 2.19	<i>Ekvivalentno kolo dvostruko balansnog mešača</i>	35
Slika 2.20	<i>LO prekidački talasni oblik dvostruko balansnog mešača</i>	35
Slika 2.21	<i>Izlazni talasni oblik dvostrukog balansnog mešača</i>	36
Slika 2.22	<i>Izlazni talasni oblik dvostrukog balansnog mešača nakon filtriranja</i>	37
Slika 2.23	<i>Blok šema aktivnog mešača</i>	38
Slika 2.24	<i>Aktivni balansni mešač koji koristi BJT</i>	39
Slika 2.25	<i>Topologija Gilbert-ovog ćelijskog mešača</i>	42
Slika 2.26	<i>Gilbert-ov ćelijski mešač implementiran pomoću BJT</i>	44
Slika 2.27	<i>Integrisana FET Gilbert-ova ćelija</i>	49
Slika 3.1	<i>DPA arhitektura koja se sastoji od glavnog i pomoćnog PA povezanih paralelno invertorom impedanse na izlazu</i>	51
Slika 3.2	<i>Kolo modulacije opterećenja koje pobuđuju naponski i strujni izvor</i>	54
Slika 3.3	<i>Dijagram za analizu rada DPA</i>	55
Slika 3.4	<i>Profili impedanse opterećenja tranzistora glavnog i pomoćnog PA</i>	56
Slika 3.5	<i>Oblici struje i napona glavnog i pomoćnog PA: a) strujni profili, b) naponski profili</i>	57
Slika 3.6	<i>Grafikon efikasnosti u odnosu na nivo Pul za konvencionalni PA klase B i za DPA sa glavnim PA klase B i pomoćnim PA klase C</i>	59
Slika 3.7	<i>Šematski dijagram DPA sa linijama za kompenzovanje – Offset linije</i>	62
Slika 3.8	<i>a) Izlazni deo DPA, b) izlazni deo glavnog PA i c) S-parametri glavnog PA bez i sa linijom za kompenzovanje</i>	64
Slika 3.9	<i>Modulacija opterećenja prikazana u ravni: a) $\Gamma_{UL,c}$ bez (trougao) i sa (krug) linijom za kompenzovanje b) Γ_C (romboid)</i>	65
Slika 3.10	<i>Osnovne struje u odnosu na V_{ul} kod ADPA sa nejednakom raspodelom snage za $N=1/2$</i>	68
Slika 3.11	<i>Predistorzija</i>	70
Slika 3.12	<i>Osnovni koncept predistorzije</i>	71
Slika 3.13	<i>Poboljšanje operativnog područja</i>	71
Slika 3.14	<i>Opšta topologija sistema digitalne predistorzije</i>	72
Slika 3.15	<i>Struktura PD zasnovana na kompleksnom pojačanju kod DPD sa LUT</i>	73
Slika 3.16	<i>Model pojedinačnog neurona</i>	74

Slika 3.17	<i>Struktura troslojne perceptronske mreže</i>	75
Slika 3.18	<i>Struktura rekurentne neuronske mreže</i>	75
Slika 3.19	<i>Blok dijagram DLA</i>	79
Slika 3.20	<i>Blok dijagram ILA</i>	79
Slika 3.21	<i>Šematski prikaz predloženog analognog linearizacionog postupka</i>	81
Slika 3.22	<i>Realizovano NI kolo</i>	83
Slika 3.23	<i>Kolo za formiranje bb signala</i>	85
Slika 3.24	<i>Kolo za formiranje NI2 signala u osnovnom opsegu</i>	88
Slika 3.25	<i>Kolo za formiranje bb i NI2 signala u osnovnom opsegu</i>	91
Slika 3.26	<i>Kolo za formiranje NI2 i NI4 signala u osnovnom opsegu</i>	92
Slika 4.1	<i>IKP sa koncentrisanim parametrima (LC elementima)</i>	97
Slika 4.2	<i>IKP sa LC elementima nakon primene Norton-ovih transformacija</i>	98
Slika 4.3	<i>Poređenje S_{21} (a) i S_{11} (b) parametara za IKP sa i bez primene Norton-ovih transformacija na strukturu</i>	99
Slika 4.4	<i>Širokopojasni jednostepeni PA sa KP sa LC elementima nakon primene Norton-ovih transformacija sa ostvarenom stabilizacijom</i>	99
Slika 4.5	<i>Širokopojasni jednostepeni PA u konfiguraciji sa LC elementima nakon primene Norton-ovih transformacija sa primenom analognog linearizacionog postupka</i>	101
Slika 4.6	<i>NI3 za PA u konfiguraciji sa LC elementima sa primenjenim Norton-ovim transformacijama za Pul =: a) -5 dBm, b) 2 dBm, c) 10 dBm</i>	101
Slika 4.7	<i>Klasično IKP sa raspodeljenim parametrima</i>	102
Slika 4.8	<i>IKP sa raspodeljenim parametrima sa primenom Norton-ovih transformacija</i>	103
Slika 4.9	<i>S_{21} (a) i S_{11} (b) za klasično IKP sa koncentrisanim i raspodeljenim parametrima</i>	103
Slika 4.10	<i>S_{21} (a) i S_{11} (b) za IKP sa koncentrisanim i raspodeljenim parametrima sa primenom Norton-ovih transformacija</i>	103
Slika 4.11	<i>Klasično IKP bez LC elemenata</i>	104
Slika 4.12	<i>Klasično IKP sa otvorenim stabovima</i>	104
Slika 4.13	<i>IKP sa otvorenim stabovima sa primenom Norton-ovih transformacija</i>	104
Slika 4.14	<i>Širokopojasni jednostepeni PA u konfiguraciji sa kombinovanim kolima sa otvorenim stabovima sa primenom analognog linearizacionog postupka</i>	105

Slika 4.15	<i>NI3 proizvodi za PA sa kombinovanim KP sa otvorenim stabovima za Pul =: a) -5 dBm, b) 2 dBm, c) 10 dBm.....</i>	106
Slika 4.16	<i>IKP sa mikrostrip linijama i SMD elementima sa primenom Norton-ovih transformacija.....</i>	107
Slika 4.17	<i>Širokopojasni jednostepeni PA u konfiguraciji sa kombinovanim mikrostrip kolima sa primenom analognog linearizacionog postupka</i>	108
Slika 4.18	<i>S-parameteri za PA u konfiguraciji sa: 1. LC elementima (siva isprekidana linija), 2. kombinovanim KP sa idealnim transmisionim linijama (siva linija) i 3. realnim kombinovanim KP u mikrostripu (crna linija): a) S_{21}, b) S_{11}, c) S_{22}</i>	108
Slika 4.19	<i>NI3 proizvodi za PA sa kombinovanim KP u mikrostripu za Pul =: a) -5 dBm, b) 2 dBm, c) 10 dBm.....</i>	110
Slika 4.20	<i>Konture za Piz i efikasnost PA na frekvenciji osnovnog signala pri: a) load-pull, b) source-pull analizi za 2h.....</i>	113
Slika 4.21	<i>Širokopojasni jednostepeni PA sa kolima za 2h u konfiguraciji sa LC elementima sa primenom analognog linearizacionog postupka.....</i>	114
Slika 4.22	<i>Pojačanje i PAE širokopojasnog PA za jedan prostoperiodičan signal za posmatrani opseg frekvencija</i>	115
Slika 4.23	<i>Hairpin filter.....</i>	115
Slika 4.24	<i>Pojačanje i PAE za jedan prostoperiodičan signal u zavisnosti od Piz na a) 0.7 GHz, b) 1 GHz i c) 1.2 GHz za tri različita slučaja</i>	116
Slika 4.25	<i>NI3 proizvodi za PA sa 2hKP sa LC elementima za različite nivoe Pul =: a) 3 dBm, b) 6 dBm, c) 9 dBm, d) 12 dBm</i>	118
Slika 4.26	<i>NI5 proizvodi za PA sa 2hKP sa LC elementima za različite nivoe Pul =: a) 3 dBm, b) 6 dBm, c) 9 dBm, d) 12 dBm</i>	118-119
Slika 4.27	<i>Piz osnovnog signala u zavisnosti od Pul za PA sa 2hKP sa LC elementima za različite Δf: a) 20 MHz, b) 60 MHz, c) 100 MHz.....</i>	119
Slika 4.28	<i>Širokopojasni jednostepeni PA sa kolima za 2h u konfiguraciji sa idealnim TL sa primenom analognog linearizacionog postupka.....</i>	120
Slika 4.29	<i>Pojačanje i PAE za jedan prostoperiodičan signal u zavisnosti od Piz za a) 0.75 GHz, b) 1 GHz i c) 1.25 GHz za tri različita slučaja</i>	122
Slika 4.30	<i>NI3 proizvodi za PA sa 2hKP sa idealnim TL za različite nivoe Pul =: a) 3 dBm, b) 6 dBm, c) 9 dBm, d) 12 dBm</i>	123

Slika 4.31	<i>NI5 proizvodi za PA sa 2hKP sa idealnim TL za različite nivoe Pul =: a) 3 dBm, b) 6 dBm, c) 9 dBm, d) 12 dBm</i>	124
Slika 4.32	<i>Izlazni spektar za WCDMA signal sa (crna linija) i bez linearizacije (siva linija) za Pul = 12 dBm.....</i>	125
Slika 4.33	<i>Širokopojasni mikrostrip PA zajedno sa 2hKP u mikrostripu sa primenom analognog linearizacionog postupka.....</i>	126
Slika 4.34	<i>Layout širokopojasnog mikrostrip PA zajedno sa 2hKP preko kojih se dovode NI signali.....</i>	127
Slika 4.35	<i>Pojačanje i PAE za PA za jedan prostoperiodičan signal u zavisnosti od Piz u posmatranom frekvencijskom opsegu</i>	127
Slika 4.36	<i>NI3 proizvodi za PA sa 2hKP u mikrostripu za različite nivoe Pul =: a) 3 dBm, 6 dBm, 9 dBm, 12 dBm</i>	129
Slika 4.37	<i>NI5 proizvodi za PA sa 2hKP u mikrostripu za različite nivoe Pul =: a) 3 dBm, 6 dBm, 9 dBm, 12 dBm</i>	130
Slika 4.38	<i>ACPR OFDM signala sa i bez linearizacije u opsegu srednje Piz za: a) ± 16 MHz pomeraja, b) ± 30 MHz pomeraja u odnosu na f_0.....</i>	131
Slika 4.39	<i>Izlazni spektar OFDM signala sa i bez linearizacije za Pul =10 dBm.....</i>	131
Slika 4.40	<i>Geometrija kružne patch (CP) antene</i>	133
Slika 4.41	<i>Pentagonalni dipol.....</i>	133
Slika 4.42	<i>S_{11} parametar za CP antenu i pentagonalni dipol.....</i>	134
Slika 4.43	<i>Pojačanje i PAE za PA sa i bez antene na $f_0 = 1$ GHz</i>	135
Slika 4.44	<i>Pojačanje i PAE za PA sa CP antenom za jedan prostoperiodičan signal u zavisnosti od Piz za $f =: 0.99$ GHz, 1 GHz, 1.01 GHz.....</i>	135
Slika 4.45	<i>Pojačanje i PAE za PA sa pentagonalnim dipolom za jedan prostoperiodičan signal u zavisnosti od Piz za $f =: 0.8$ GHz, 1 GHz, 1.1 GHz</i>	136
Slika 4.46	<i>NI3 proizvodi za PA sa CP antenom za različite nivoe Pul =: a) 0 dBm, b) 3 dBm, c) 6 dBm</i>	137
Slika 4.47	<i>NI5 proizvodi za PA sa CP antenom za različite nivoe Pul =: a) 0 dBm, b) 3 dBm, c) 6 dBm</i>	138
Slika 4.48	<i>NI3 proizvodi za PA sa pentagonalnim dipolom za različite nivoe Pul =: a) 0 dBm, b) 3 dBm, c) 6 dBm, d) 9 dBm, e) 12 dBm</i>	139
Slika 4.49	<i>NI5 proizvodi za PA sa pentagonalnim dipolom za različite nivoe Pul =: a) 0 dBm, b) 3 dBm, c) 6 dBm, d) 9 dBm, e) 12 dBm</i>	140

Slika 4.50	Šematski prikaz jednostepenog PA sa kolom za formiranje bb signala	142
Slika 4.51	NI proizvodi QAM signala sa i bez linearizacije za Pul =: 3 dBm: a) NI3, b) NI5.....	143
Slika 4.52	ACPR WCDMA signala u zavisnosti od srednje Piz u opsegu od 2 MHz sa i bez linearizacije za pomeraje: a) ± 4 MHz; b) ± 8 MHz.....	143
Slika 4.53	Šematski prikaz jednostepenog PA sa kolom za formiranje NI2 signala	144
Slika 4.54	NI3 proizvodi QAM signala za različite nivoe Pul =: a) 0 dBm, b) 3 dBm, c) 7 dBm	145
Slika 4.55	NI5 proizvodi QAM signala za različite nivoe Pul =: a) 0dBm, b) 3dBm, c) 7dBm	146
Slika 4.56	Izlazni spektar QAM signala sa i bez linearizacije za Pul = 3 dBm i $\Delta f = 2$ MHz.....	147
Slika 4.57	Piz jednostepenog PA sa i bez linearizacije za različite nivoe Pul =: a) 0dBm, b) 3dBm, c) 7dBm	147
Slika 4.58	Izlazni spektar WCDMA signala sa i bez linearizacije za Pul =11 dBm	148
Slika 4.59	Šematski prikaz jednostepenog PA sa kolom za formiranje i kombinovanje bb i NI2 signala.....	149
Slika 4.60	NI3 proizvodi QAM signala sa i bez linearizacije za različite nivoe Pul =: a) 0 dBm, b) 3 dBm, c) 7 dBm	150
Slika 4.61	NI5 proizvodi QAM signala sa i bez linearizacije za različite nivoe Pul =: a) 0 dBm, b) 3 dBm, c) 7 dBm	151
Slika 4.62	ACPR WCDMA signala sa i bez linearizacije za: a) ± 4 MHz pomeraja od nosioca i b) ± 8 MHz pomeraja od nosioca u zavisnosti od srednje Piz	152
Slika 4.63	Šematski prikaz jednostepenog PA sa kolom za formiranje NI2 i NI4 signala.....	154
Slika 4.64	NI3 proizvodi QAM signala sa i bez linearizacije za različite nivoe Pul =: a) 0 dBm, b) 3 dBm, c) 7 dBm	155
Slika 4.65	NI5 proizvodi QAM signala sa i bez linearizacije za različite nivoe Pul =: a) 0 dBm, b) 3 dBm, c) 7 dBm	156
Slika 5.1	Širokopojasni dvostepeni DPA u konfiguraciji sa LC elementima sa primenom analognog NI kola za generisanje NI signala	159
Slika 5.2	Piz, pojačanje i PAE za maksimalno Pul = 18 dBm.....	161

Slika 5.3	<i>Pojačanje i PAE za jedan prostoperiodičan signal u zavisnosti od Pul za $f = 0.85 \text{ GHz}, 1 \text{ GHz}, 1.15 \text{ GHz}$</i>	161
Slika 5.4	<i>NI3 proizvodi za DPA sa LC elementima sa i bez linerizacije za Pul =: a) 0 dBm, b) 5 dBm, c) 10 dBm, d) 15 dBm</i>	163
Slika 5.5	<i>NI5 proizvodi za DPA sa LC elementima sa i bez linerizacije za Pul =: a) 0 dBm, b) 5 dBm, c) 10 dBm, d) 15 dBm</i>	164
Slika 5.6	<i>Širokopojasni dvostepeni DPA u konfiguraciji sa kombinovanim kolima sa LC elementima i idealnim TL sa primenom analognog NI kola za generisanje NI signala</i>	165
Slika 5.7	<i>Pojačanje i DE za jedan prostoperiodičan signal u zavisnosti od Pul za $f = 0.95 \text{ GHz}, 1 \text{ GHz}, 1.05 \text{ GHz}$</i>	166
Slika 5.8	<i>Pojačanje za jedan prostoperiodičan signal na frekvenciji 1 GHz u zavisnosti od Pul za različite vrste filtara u NI kolu.....</i>	167
Slika 5.9	<i>DE za jedan prostoperiodičan signal na frekvenciji 1 GHz u zavisnosti od Pul za različite vrste filtara u NI kolu.....</i>	168
Slika 5.10	<i>NI3 proizvodi za DPA za dvotonski test u zavisnosti od Pul za različite vrste filtara u NI kolu: a) NI3- na 0.99 GHz; b) NI3+ na 1.02 GHz.....</i>	169
Slika 5.11	<i>ACPR WCDMA signala sa i bez linearizacije u opsegu Piz.....</i>	170
Slika 5.12	<i>Izlazni spektar WCDMA signala sa i bez linearizacije za Piz =: a) 25.8dBm, b) 32.7dBm</i>	170-171
Slika 5.13	<i>Širokopojasni dvostepeni DPA u konfiguraciji sa kombinovanim mikrostrip kolima sa primenom analognog NI kola za generisanje NI signala.....</i>	172
Slika 5.14	<i>Pojačanje i DE za jedan prostoperiodičan signal u zavisnosti od Pul za $f = 0.91 \text{ GHz}, 0.94 \text{ GHz}, 0.97 \text{ GHz}, 1 \text{ GHz}, 1.03 \text{ GHz}$.....</i>	172
Slika 5.15	<i>NI3 proizvodi za DPA sa kombinovanim mikrostrip kolima za različite nivoe Pul =: a) 5 dBm, b) 8 dBm, c) 12 dBm, d) 15 dBm</i>	174
Slika 5.16	<i>ACPR WCDMA signala sa i bez linearizacije u opsegu Piz.....</i>	174
Slika 5.17	<i>Spektar WCDMA signala na ulazu i izlazu DPA sa i bez linearizacije za Pul =12 dBm</i>	175
Slika 5.18	<i>Širokopojasni dvostepeni DPA u mikrostripu sa primenom analognog NI kola za generisanje NI signala.....</i>	176
Slika 5.19	<i>Pojačanje i DE za jedan prostoperiodičan signal u zavisnosti od Pul za $f = 0.9 \text{ GHz}, 0.925 \text{ GHz}, 0.95 \text{ GHz}, 0.975 \text{ GHz}, 1.00 \text{ GHz}$</i>	177

Slika 5.20	<i>Layout širokopolasnog dvostepenog mikrostrip DPA uključujući hairpin filtre za ekstrakciju i ubacivanje NI signala</i>	177
Slika 5.21	<i>NI3 proizvodi za DPA u mikrostripu za različite nivoe Pul =: a) 5 dBm, b) 8 dBm, c) 12 dBm, d) 15 dBm.....</i>	178
Slika 5.22	<i>ACPR OFDM signala sa i bez linearizacije u funkciji Piz: a) na ± 16 MHz pomeraja od nosioca, b) na ± 30 MHz pomeraja od nosioca.....</i>	179
Slika 5.23	<i>Piz za DPA u mikrostripu u zavisnosti od Pul.....</i>	180
Slika 5.24	<i>Izlazni spektar OFDM signala sa i bez linearizacije za Pul = 12 dBm.....</i>	181
Slika 5.25	<i>Šematski prikaz DPA sa primenom standardnog digitalnog linearizacionog pristupa koji koristi NI2 signale</i>	182
Slika 5.26	<i>NI3 proizvodi QAM signala sa i bez primene digitalnog i analognog linearizacionog postupka za različite nivoe Pul =: a) 7 dBm, b) 9 dBm, c) 11 dBm, d) 13 dBm</i>	183
Slika 5.27	<i>NI5 proizvodi QAM signala sa i bez primene digitalnog i analognog linearizacionog postupka za različite nivoe Pul =: a) 7 dBm, b) 9 dBm, c) 11 dBm, d) 13 dBm</i>	184
Slika 5.28	<i>ACPR WCDMA signala sa i bez primene digitalnog standardnog linearizacionog pristupa: a) na ± 4 MHz pomeraja od nosioca i b) na ± 8 MHz pomeraja od nosioca</i>	185
Slika 5.29	<i>Šematski prikaz DPA sa primenom modifikovanog digitalnog linearizacionog pristupa koji koristi NI2 signale</i>	186
Slika 5.30	<i>NI3 proizvodi sa i bez primene standardnog i modifikovanog digitalnog linearizacionog pristupa za Pul =: a) 7 dBm; b) 9 dBm; c) 11 dBm i d) 13 dBm.....</i>	187
Slika 5.31	<i>NI5 proizvodi sa i bez primene standardnog i modifikovanog digitalnog linearizacionog pristupa za Pul =: a) 7 dBm; b) 9 dBm; c) 11 dBm i d) 13 dBm.....</i>	188
Slika 5.32	<i>ACPR OFDM signala sa i bez primene standardnog i modifikovanog digitalnog linearizacionog pristupa: a) za ± 16 MHz pomeraja od nosioca i b) za ± 30 MHz pomeraja od nosioca.....</i>	189
Slika 5.33	<i>ACPR WCDMA signala sa i bez primene standardnog i modifikovanog digitalnog linearizacionog pristupa: a) na ± 4 MHz pomeraja od nosioca i b) na ± 8 MHz pomeraja od nosioca</i>	189

Slika 5.34	<i>Šematski prikaz asimetričnog DPA sa primenom standardnog digitalnog linearizacionog pristupa koji koristi NI2 signale</i>	191
Slika 5.35	<i>Realizovani dvostepeni asimetrični DPA.....</i>	192
Slika 5.36	<i>Izgled merne opreme.....</i>	193
Slika 5.37	<i>Detalji NI USRP sinhronizacije.....</i>	193
Slika 5.38	<i>Blok dijagram implementiranog interfejsa.....</i>	194
Slika 5.39	<i>Blok dijagram sa detaljima sinhronizacije</i>	195
Slika 5.40	<i>Mereni spektar nelinearizovanog i linearizovanog asimetričnog DPA za 64QAM signal za nivoe $P_{iz} =$: a) 11 dBm i b) 12.5 dBm</i>	196
Slika 6.1	<i>Topologija predloženog kola za prilagođenje DB pojačavača.....</i>	199
Slika 6.2	<i>Prototip single-band POF.....</i>	201
Slika 6.3	<i>Dual-band filtar sa elementima sa raspodeljenim parametrima za IKP.....</i>	202
Slika 6.4	<i>Šematski prikaz PA koji radi u dva frekventijska opsega sa primenom analognog linearizacionog postupka.....</i>	204
Slika 6.5	<i>P_{iz} i PAE za donji opseg.....</i>	205
Slika 6.6	<i>P_{iz} i PAE za gornji opseg</i>	205
Slika 6.7	<i>NI3 proizvodi za dual-band PA na 2.1 GHz za različite nivoe $P_{iz} =$: a) 25dBm, b) 30 dBm, c) 35 dBm.....</i>	207
Slika 6.8	<i>NI5 proizvodi za dual-band PA na 2.1 GHz za različite nivoe $P_{iz} =$: a) 25dBm, b) 30 dBm, c) 35 dBm.....</i>	207-208
Slika 6.9	<i>NI3 proizvodi za dual-band PA na 5 GHz za različite nivoe $P_{iz} =$: a) 25dBm, b) 30 dBm, c) 35 dBm.....</i>	208
Slika 6.10	<i>NI5 proizvodi za dual-band PA na 5 GHz za različite nivoe $P_{iz} =$: a) 25dBm, b) 30 dBm, c) 35 dBm.....</i>	209
Slika 6.11	<i>Šematski prikaz primene digitalnog linearizacionog pristupa na PA koji radi u dva frekventijska opsega.....</i>	210
Slika 6.12	<i>NI3 proizvodi QAM signala za dual-band PA na 2.1 GHz za različite nivoe $P_{iz} =$: a) 25dBm, b) 30 dBm, c) 35 dBm.....</i>	211
Slika 6.13	<i>NI5 proizvodi QAM signala za dual-band PA na 2.1 GHz za različite nivoe $P_{iz} =$: a) 25dBm, b) 30 dBm, c) 35 dBm.....</i>	212
Slika 6.14	<i>NI3 proizvodi QAM signala za dual-band PA na 5 GHz za različite nivoe $P_{iz} =$: a) 25dBm, b) 30 dBm, c) 35 dBm.....</i>	213

Slika 6.15	<i>NI5 proizvodi QAM signala za dual-band PA na 5 GHz za različite nivoe Piz =: a) 25dBm, b) 30 dBm, c) 35 dBm.....</i>	214
Slika 7.1	<i>Šematski prikaz prijemnika sa kolom za formiranje bb signala potrebnih za linearizaciju Gilbert-ovog mešača</i>	217
Slika 7.2	<i>Gilbert-ov mešač sa označenim prilazima preko kojih se ubacuju odgovarajući bb signali</i>	218
Slika 7.3	<i>NI proizvodi sa i bez linearizacije za slučaj A za $P_{ul_{RF}} = -30$ dBm, $P_{ul_{LO}} = -3$ dBm: a) NI3, b) NI5.....</i>	219
Slika 7.4	<i>NI proizvodi sa i bez linearizacije za slučaj A za $P_{ul_{RF}} = -20$ dBm, $P_{ul_{LO}} = -3$ dBm: a) NI3, b) NI5.....</i>	220
Slika 7.5	<i>NI proizvodi sa i bez linearizacije za slučaj B za $P_{ul_{RF}} = -30$ dBm, $P_{ul_{LO}} = -3$ dBm: a) NI3, b) NI5.....</i>	220
Slika 7.6	<i>NI proizvodi sa i bez linearizacije za slučaj B za $P_{ul_{RF}} = -20$ dBm, $P_{ul_{LO}} = -3$ dBm: a) NI3, b) NI5.....</i>	221
Slika 7.7	<i>NI proizvodi sa i bez linearizacije za slučaj C za $P_{ul_{RF}} = -30$ dBm, $P_{ul_{LO}} = -3$ dBm: a) NI3, b) NI5.....</i>	221
Slika 7.8	<i>NI proizvodi sa i bez linearizacije za slučaj C za $P_{ul_{RF}} = -20$ dBm, $P_{ul_{LO}} = -3$ dBm: a) NI3, b) NI5.....</i>	222
Slika 7.9	<i>Šematski prikaz prijemnika sa kolima za formiranje bb i NI2 signala potrebnih za linearizaciju Gilbert-ovog mešača.....</i>	223
Slika 7.10	<i>NI proizvodi sa i bez linearizacije za $P_{ul_{RF}} = -30$ dBm, $P_{ul_{LO}} = -3$ dBm: a) NI3, b) NI5.....</i>	224
Slika 7.11	<i>NI proizvodi sa i bez linearizacije za $P_{ul_{RF}} = -20$ dBm, $P_{ul_{LO}} = -3$ dBm: a) NI3, b) NI5.....</i>	225
Slika 7.12	<i>Šematski prikaz DRC-a sa kolom za generisanje bb signala koji se koriste za potrebe linearizacije mešača za direktnu konverziju</i>	227
Slika 7.13	<i>NI proizvodi sa i bez linearizacije za $P_{ul_{RF}} = -30$ dBm, $P_{ul_{LO}} = -3$ dBm: a) NI3, b) NI5.....</i>	227
Slika 7.14	<i>NI proizvodi sa i bez linearizacije za $P_{ul_{RF}} = -20$ dBm, $P_{ul_{LO}} = -3$ dBm: a) NI3, b) NI5.....</i>	228

Slika 7.15	<i>Piz osnovnog signala za $\Delta f = 0.2$ MHz u zavisnosti od I/Q disbalansa:</i> a) $P_{ul_{RF}} = -30$ dBm, $P_{ul_{LO}} = -3$ dBm, b) $P_{ul_{RF}} = -20$ dBm, $P_{ul_{LO}} = -3$ dBm	229
Slika 7.16	<i>Piz osnovnog signala za $\Delta f = 2$ MHz u zavisnosti od I/Q disbalansa:</i> a) $P_{ul_{RF}} = -30$ dBm, $P_{ul_{LO}} = -3$ dBm, b) $P_{ul_{RF}} = -20$ dBm, $P_{ul_{LO}} = -3$ dBm	229
Slika 7.17	<i>NI proizvodi mešača u direktnoj konverziji za $\Delta f = 0.2$ MHz,</i> $P_{ul_{RF}} = -30$ dBm, $P_{ul_{LO}} = -3$ dBm: a) NI3, b) NI5	229
Slika 7.18	<i>NI proizvodi mešača u direktnoj konverziji za $\Delta f = 0.2$ MHz,</i> $P_{ul_{RF}} = -20$ dBm, $P_{ul_{LO}} = -3$ dBm: a) NI3, b) NI5	230
Slika 7.19	<i>NI proizvodi mešača u direktnoj konverziji za $\Delta f = 2$ MHz,</i> $P_{ul_{RF}} = -30$ dBm, $P_{ul_{LO}} = -3$ dBm: a) NI3, b) NI5	230
Slika 7.20	<i>NI proizvodi mešača u direktnoj konverziji za $\Delta f = 2$ MHz,</i> $P_{ul_{RF}} = -20$ dBm, $P_{ul_{LO}} = -3$ dBm: a) NI3, b) NI5	230

SPISAK SKRAĆENICA

ACPR	<i>Adjacent Channel Power Ratio</i>
ADS	Simulator mikrotalasnih kola (<i>Advanced Design System</i>)
ADPA	Asimetrični <i>Doherty</i> pojačavač (<i>Asymmetrical Doherty Power Amplifier</i>)
ANN	Veštačka neuronska mreža (<i>Artificial Neural Network</i>)
BB	Osnovni opseg (<i>Base Band</i>)
BJT	Bipolarni tranzistor (<i>Bipolar Junction Transistor</i>)
BPF	Filtar propusnik opsega (<i>Band-Pass Filter</i>)
CM	Kontinualni režimi rada (<i>Continuous Mode</i>)
CP	Mikrostrip kružna <i>patch</i> antena (<i>Circular Patch</i>)
DAC	Digitalno-analogni konvertor
DB	Dvokanalni (<i>Dual-band</i>)
DBM	Dvostruki balansni mešač (<i>Doubled Balanced Mixer</i>)
DC	Jednosmerna struja (<i>Direct Current</i>)
DE	Efikasnost drejna (<i>Drain Efficiency</i>)
DLA	<i>Direct Learning Architectures</i>
DPD	Digitalna predistorzija (<i>Digital PreDistortion</i>)
DSP	Digitalna obrada signala (<i>Digital Signal Processing</i>)

DPA	<i>Doherty pojačavač snage (Doherty power amplifier)</i>
DR	<i>Dinamički opseg (Dynamic Range)</i>
EER	<i>Eliminacija i restauracija anvelope (Envelope Elimination and Restoration)</i>
EVM	<i>Error Vector Magnitude</i>
FBMC	<i>Filter Bank Multicarrier</i>
FET	<i>Tranzistor sa efektom polja (Field-Effect Transistor)</i>
FIR	<i>Filtar linearnog konačnog impulsnog odziva (Finite Impulse Response)</i>
FOFDM	<i>Filtered Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>
FPGA	<i>Field-Programmable Gate Array</i>
5G	5. generacija tehnološkog standarda za bežične mreže
$2h$	Drugi harmonik
$2h_{IK}$	Izlazno kolo za prilagođenje za 2. harmonik
$2h_{KP}$	Kolo za prilagođenje za 2. harmonik
$2h_{UK}$	Ulazno kolo za prilagođenje za 2. harmonik
HP	Mikrostrip <i>hairpin</i> filtar
IBO	Ulazni <i>Back-Off</i> (Input Back-Off)
IC	Integrisana kola (Integrated Circuits)
IF	Međufrekvencija (Intermediate Frequency)
IP3	Presečna tačka 3. reda
IIP3	Izlazna presečna tačka 3.reda
IKP	Izlazno kolo za prilagođenje
ILA	<i>Indirect Learning Architectures</i>
IQ	<i>In-phase, Quadrature-phase</i>
LabVIEW	<i>Laboratory Virtual Instrument Engineering Workbench</i>
LDMOSFET	<i>Lateral Diffusion Metal-Oxide Semiconductor</i> <i>Field-Effect Transistor</i>
LO	Lokalni oscilator (Local Oscillator)
LUT	<i>Look-Up Table</i>
LTE	<i>Long-Term Evolution</i>
MATLAB	Softver za numerički proračun i programiranje (MATrix LABoratory)

MDS	Minimalni signal (<i>Minimum Detectable Signal</i>)
MLP	Višeslojna perceptronska mreža (<i>MultiLayer Perceptron</i>)
MMIC	Monolitno mikrotalasno integrisano kolo (<i>Monolithic Microwave Integrated Circuit</i>)
NI	Nelinearna izobličenja
NI2	2. harmonik osnovnog korisnog signala
NI3	Nelinearni proizvodi 3. reda
NI4	Nelinearni signali 4. reda
NI5	Nelinearni proizvodi 5. reda
NF	Filtar propusnik niskih frekvencija
NOF	Filtar nepropusnik opsega
NMOS	<i>N-channel metal-oxide semiconductor</i>
OBO	Izlazni <i>Back-Off</i> (<i>Output Back-Off</i>)
OFDM	<i>Orthogonal frequency-division multiplexing</i>
OIP3	Izlazna presečna tačka 3. reda
PA	Pojačavač snage (<i>Power Amplifier</i>)
PAE	<i>Power Added Efficiency</i>
PAPR	<i>Peak-to-Average Power Ratio</i>
PBO	Maksimalni <i>Back-Off</i> (<i>Peak Back-Off</i>)
PD	<i>PreDistorter</i>
PEP	<i>Peak Envelope Power</i>
P1dB	1dB-ska tačka kompresije
POF	Filtar propusnik opsega
PSK	<i>Phase-Shift Keying</i>
PSD	Spektralna gustina snage (<i>Power Spectral Density</i>)
QAM	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i>
RBFNN	Veštačka neuronska mreža sa radijalnom osnovnom funkcijom (<i>Radial Basis Function Artificial Neural Network</i>)
RCE	Konstelacioni dijagram primljenog signala (<i>Received Constellation Error</i>)
RF	Radio frekvencija (<i>Radio Frequency</i>)
RNN	Rekurentna veštačka neuronska mreža (<i>Recurrent Artificial Neural Network</i>)
RMS	Srednja kvadratna greška (<i>Root-Mean-Square</i>)

Rx	Prijemnik (<i>Receiver</i>)
SBM	Jednostruki balansni mešač (<i>Single Balanced Mixer</i>)
SDR	Platforma za softverski radio (<i>Software Defined Radio</i>)
SoC	<i>System on Chip</i>
SMD	<i>Surface Mounted Devices</i>
ST	<i>Single-terminated</i>
TL	Transmisiona linija (<i>Transmission Line</i>)
TLM	Metod modelovanja pomoću električnih vodova (<i>Transmission-Line Matrix</i>)
TRx	Primopredajnik (<i>Transceiver</i>)
Tx	Predajnik (<i>Transmitter</i>)
UFMC	<i>Universal Filtered MultiCarrier</i>
UKP	Ulazno kolo za prilagođenje
VCO	Naponski kontrolisan oscilator (<i>Voltage-Controlled Oscillator</i>)
VCCS	Naponski kontrolisan strujni izvor (<i>Voltage-Controlled Current Source</i>)
VCVS	Naponski kontrolisan naponski izvor (<i>Voltage-Controlled Voltage Source</i>)
WCDMA	<i>Wideband Code Division Multiple Access</i>

1. UVOD

Sa brzim razvojem modernih bežičnih komunikacionih sistema nameće se potreba za korišćenjem savremenih generacija komunikacionih standarda i tehnologija koji zahtevaju ispunjenost određenih performansi, kao npr. povećanje širine frekvencijskog opsega, podržavanje višestrukih modulacionih šema, efikasna iskorišćenost raspoloživog frekvencijskog spektra, povećanje energetske efikasnosti, pojačanja i linearnosti sistema. Ovi zahtevi predstavljaju ozbiljan izazov projektantima komunikacionih sklopova, uređaja i sistema, pogotovo kada je u pitanju pojačavač snage (PA) jer on predstavlja najveći potrošač energije u primopredajnom delu jednog bežičnog komunikacionog sistema. Izbor topologije PA je jedna od bitnih stavki pri projektovanju sistema jer je moguće razvojem odgovarajuće topologije postići smanjenje potrošnje energije i istovremeno obezbediti visoku efikasnost. Visoku energetska efikasnost je moguće postići kada se PA projektuje da radi u oblasti snaga koje se nalaze blizu tačke zasićenja. U ovoj tački PA ima željenu efikasnost, ali radi u nelinearnom režimu, što dovodi do toga da signali na izlazu budu izobličeni. Zbog toga je, pored korišćenja tehnika za poboljšanje efikasnosti, neophodna i upotreba linearizacionih metoda, jer što su predajnici linearniji, to se više korisničkih kanala može uklopiti u raspoloživi spektar. Neke od metoda koje se koriste za linearizaciju pojačavača i koje se

moгу susresti u literaturi su: *feedback*, *feedforward*, analogna predistorzija (PD) i digitalna predistorzija (DPD) [1-13].

Ukupne performanse jednog sistema zavise dobrim delom od linearnosti primopredajnika i dok linearnost u predajniku dominantno određuje pojačavač snage, sklop koji u prijemniku unosi najveću nelinearnost je mešač, koji obezbeđuje proces konverzije frekvencije nadole i demodulaciju digitalne informacije u prijemnicima, ako je mešač sa direktnom konverzijom. Zbog toga se jedan deo istraživanja u tezi, pored linearizacije PA, odnosi na linearizaciju *Gilbert*-ovog mešača koga karakteriše dobro konverziono pojačanje u širem frekvencijskom opsegu.

U okviru ove disertacije modifikovan je analogni linearizacioni postupak koji je razvijen u okviru Laboratorije za mikrotalasnu tehniku i Bežične komunikacije Elektronskog fakulteta u Nišu i razvijen je digitalni linearizacioni postupak, pri čemu oba postupka koriste slične principe rada koji se odnose na upotrebu signala parnog reda nelinearnosti koji se generešu za potrebe linearizacije. Takođe, jedan deo disertacije posvećen je samom procesu projektovanja širokopojasnih pojačavačkih struktura koje će zadovoljiti potrebu za kompromisom između odgovarajućeg pojačanja i efikasnosti. Projektovani su širokopojasni jednostepeni, dvostepeni i dvokanalni (*dual-band*) pojačavači, pri čemu je odabir njihovih impedansi za prilagođenje vršen sa ciljem da se obezbedi maksimalna efikasnost uz očuvanje zadovoljavajućeg pojačanja.

Analogni linearizacioni postupak koristi signale koji su zapravo nelinearna izobličenja (NI) parnog reda (2. i 4. reda) koja se dovode na ulaz i izlaz tranzistora PA sa ciljem da se smanje nelinearni proizvodi 3. i 5. reda (NI3 i NI5 proizvodi) [14-16]. Signali koji se generišu za proces linearizacije u analognom domenu su nelinearni proizvodi 2. reda osnovnog korisnog signala (NI2 signali) i to 2. harmonici osnovnih signala, kao i signali na frekvencijama koje predstavljaju zbir frekvencija ulaznih osnovnih signala. Pored NI2 signala generišu se, i nelinearni proizvodi 4. reda čije se frekvencije nalaze blizu frekvencija 2. harmonika (NI4 signali). Podešavanje NI signala u odnosu na fazu i amplitudu se vrši u analognom domenu pomoću kola za linearizaciju – NI kola. U ovoj disertaciji se za potrebe linearizacije projektovanih širokopojasnih jednostepenih PA i dvostepenih *Doherty* PA, kao i pojačavača koji rade u dva frekvencijska opsega primenjuje linearizacioni postupak koji se ranije primenjivao na uskopojasnim pojačavačkim strukturama [17-33], ali uz određene modifikacije. Teorijska analiza na kojoj se zasniva linearizacioni postupak je ista i kod uskopojasnih i kod širokopojasnih pojačavačkih struktura, tako da se najveća razlika ogleda u konfiguraciji NI kola kojim se adekvatno oblikovani NI signali dovode do pojačavača i na taj

način ostvaruju proces linearizacije. Kod uskopojasnih PA dovođenje NI signala na ulaz i/ili izlaz tranzistora PA ostvarivano je pomoću frekvencijskih dipleksera čija je uloga bila da razdvoje osnovni signal od NI signala. U ovoj disertaciji su diplekseri zamenjeni najpre filtrima propusnicima opsega frekvencija (PO filtri ili POF), a zatim i kolima za prilagođenje za 2. harmonik baziranim na filtarskoj strukturi, kako bi se obezbedila adekvatna linearizacija projektovanih širokopojasnih pojačavačkih konfiguracija.

Kod digitalnog linearizacionog postupka, koriste se takođe signali parnog reda nelinearnosti, ali se njihova obrada vrši u osnovnom opsegu primenom DSP-a (*Dital Signal Processing*). U okviru ovog postupka, razvijena su četiri pristupa kod kojih se NI signali formiraju određenom modifikacijom korisnih signala u osnovnom opsegu a zatim se vrši njihova dalja obrada u digitalnom domenu. Kod prvog pristupa se NI signali (*bb* signali) podešavaju po amplitudi i polaritetu i ubacuju na ulaz i izlaz PA tranzistora. Kod drugog pristupa se podešavaju amplituda i faza adekvatno formiranih NI signala 2. reda iz osnovnog opsega kojim se moduliše 2. harmonik nosioca korisnog signala (NI2 signali). Nakon toga se na ovaj način oblikovani signali dovode na ulaz i/ili izlaz tranzistora PA. Treći pristup predstavlja kombinaciju prethodna dva pristupa gde se *bb* i NI2 signali istovremeno dovode na ulaz i/ili izlaz PA. Četvrti pristup predstavlja proširenu verziju drugog pristupa, tako da se za modulisanje 2. harmonika osnovnog nosioca koriste adekvatno podešeni signali u osnovnom opsegu, ne samo 2. reda, nego i 4. reda (NI2 i NI4 signali), koji se zatim dovode na ulaz i/ili izlaz PA.

1.1 ORGANIZACIJA DISERTACIJE

Disertacija sadrži osam poglavlja. Poglavlje §2 odnosi se na opšte karakteristike primopredajnika, tj. njegovih glavnih nelinearnih elemenata: pojačavača snage (*Power Amplifier – PA*) i mešača [4-6, 34-39]. U okviru ovog poglavlja dat je pregled nekoliko najkorišćenijih arhitektura primopredajnika u savremenim bežičnim komunikacionim sistemima, opisane su osnovne karakteristike PA i mešača i dat je osnovni teorijski pregled klasa PA. Kada su u pitanju mešači, objašnjeni su osnovni principi rada aktivnih jednostruko i dvostruko balansnih mešača.

Poglavlje §3 daje pregled postojećih metoda za povećanje efikasnosti, kao i pregled metoda za linearizaciju pojačavačkih struktura. Kada su u pitanju metode za povećanje efikasnosti akcenat je stavljen na *Doherty* strukturu gde je detaljno objašnjen koncept rada

klasičnog (simetričnog) *Doherty* pojačavača (*Doherty Power Amplifier* – DPA) i asimetričnog *Doherty* pojačavača (*Asimetric Doherty Power Amplifier* – ADPA), [1,17, 40-47]. Kada su u pitanju linearizacione metode, fokus je stavljen na analogni PD (*PreDistorter*) i DPD (*Digital PreDistortion*) [4-13]. Na kraju poglavlja data je detaljna teorijska analiza analognog i digitalnog linearizacionog postupka koji su razvijeni i modifikovani u laboratorijama Elektronskog fakulteta u Nišu, kako bi se obezbedila adekvatna linearizacija projektovanih jednostepenih, dvostepenih i dvokanalnih pojačavačkih konfiguracija, kao i mešača.

Poglavlja §4, §5, §6 i §7 predstavljaju najbitniji deo disertacije jer detaljno prikazuju projektovanje širokopojasnih jednostepenih, dvostepenih i dvokanalnih pojačavača i takođe predstavljaju rezultate evaluacije razvijenih i adaptiranih linearizacionih postupaka koji su primenjeni na pomenutim pojačavačkim strukturama i mešačima. Testiranje uticaja analognog linearizacionog postupka na projektovane PA izvršeno je za prostoperiodične signale (dvotonski test), kao i za različite oblike digitalno modulisanih signala (QAM, OFDM, WCDMA). Analiza uticaja digitalnog linearizacionog postupka na određene projektovane pojačavačke strukture ostvarena je takođe za pomenute oblike digitalno modulisanih signala. Kada su u pitanju mešači, sprovedena je analiza uticaja digitalnog linearizacionog postupka za QAM signale. Za potrebe ove disertacije, projektovanje svih pomenutih pojačavačkih struktura, kao i procesi simulacije i primene linearizacionih postupaka kod pojačavača i mešača, izvršeni su pomoću softverskog simulatora *Advanced Design System* – ADS [48].

Poglavlje §4 sadrži detaljan opis svakog koraka u procesu projektovanja jednostepenih širokopojasnih PA različitih konfiguracija, kao i rezultate primene analognog i digitalnog linearizacionog postupka na projektovane PA kroz postupak simulacije. Prvobitno su projektovana kola za prilagođenje sa koncentrisanim parametrima, a zatim je izvršena njihova transformacija, najpre na elemente sa raspodeljenim parametrima, a potom i na mikrostrip linije pri čemu je proces projektovanja izveden pomoću postupka koji se zasniva na filtarskim strukturama [49, 50]. Analizirane su najznačajnije karakteristike svih projektovanih pojačavačkih konfiguracija u zavisnosti od frekvencije, kao što su pojačanje i efikasnost. Zatim je vršeno poređenje ovih karakteristika kada je na svaki od modela pojačavača priključeno NI kolo za potrebe analogne linearizacije. Analogni postupak zahteva dodatni nelinearni izvor koji služi za generisanje neophodnih NI signala koji se nakon podešavanja po fazi i amplitudi vode na ulaz i izlaz PA preko POF, sa ciljem da se smanje neželjeni NI proizvodi. Izvedeno je dvotonsko testiranje svih projektovanih PA i

prezentovani su zadovoljavajući rezultati u pogledu redukcije NI3 i NI5 proizvoda. U sledećoj fazi istraživanja ustanovljeno je da direktno vezivanje PO filtera za dregn PA utiče na njegovo ukupno pojačanje i efikasnost, pa su oni zamenjeni odgovarajućim kolima za prilagođenje za drugi harmonik različitih konfiguracija. Ova kola su projektovana pomoću istog postupka koji koristi filterarsku strukturu sa ciljem da obezbede da se impedansa NI kola prilagodi odgovarajućim impedansama drejna i gejt PA tranzistora i time ostvari povećanje efikasnosti PA [51-53]. Takođe, vršeno je poređenje vrednosti pojačanja i efikasnosti PA u kombinaciji sa POF i sa kolima za prilagođenje za drugi harmonik. Još jedna komponenta koja određuje performanse jednog predajnika, pored PA, jeste vrsta antene koja se koristi prilikom njegovog projektovanja. Zato je proučavan efekat kaskadne veze između PA i antene kada se umesto završnog idealnog opterećenja od 50Ω pojačavač optereti realnom antenom [54]. Razmatran je uticaj kaskadne veze PA sa mikrostrip kružnom *patch* antenom i pentagonalnim dipolom, poređeni su pojačanje i efikasnost i prikazani su rezultati primene analognog linearizacionog postupka za obe varijante veze PA – antena. Digitalna linearizacija primenjena je samo na PA model sa koncentrisanim parametrima i razmatran je efekat kada se na isti PA model dovode samo *bb* signali, samo NI2 signali, kombinacija *bb* i NI2 signala, kao i NI2 i NI4 signali zajedno [55-59].

Poglavlje §5 pruža uvid u detaljni proces projektovanja dvostepenih širokopojasnih *Doherty* PA različitih konfiguracija (sa elementima sa koncentrisanim parametrima, sa idealnim transmisionim linijama i u mikrostripu). Takođe, predstavlja rezultate primene analognog i digitalnog linearizacionog postupka na projektovanim konfiguracijama kroz simulaciju, a u slučaju drugog digitalnog pristupa i kroz eksperiment. Klasična arhitektura dvostepenog *Doherty* PA sadrži glavni i pomoćni pojačavač gde je svaki pojačavački stepen projektovan zasebno pomoću postupka zasnovanog na filterarskim strukturama kojim se obezbeđuje širokopojasnost celog DPA. Kada je u pitanju analogni linearizacioni postupak, pomoćni PA u *Doherty* kolu dobija funkciju generatora NI signala koji se zatim podešavaju po fazi i amplitudi i ubacuju preko POF na ulaz i izlaz tranzistora glavnog pojačavačkog stepena DPA kako bi se postigla redukcija neželjenih NI proizvoda. Izvedeno je dvotonsko testiranje efekta linearizacionog postupka za sve projektovane konfiguracije DPA [60-63]. Pored toga, analizirane su osnovne karakteristike svakog projektovanog DPA i dodatno, ispitivan je uticaj različitih vrsta filtera u NI kolu na njegove konačne performanse, iz razloga što je ustanovljeno da njihovo direktno vezivanje za dregn glavnog i/ili pomoćnog PA u *Doherty* kolu može znatno promeniti ukupno pojačanje i efikasnost DPA. Kada je u pitanju digitalni linearizacioni postupak, predstavljeni su rezultati kada se na mikrostrip DPA

primenjuju standardni i modifikovani digitalni linearizacioni postupak koji koristi NI2 signale, pri čemu se kod standardnog postupka NI2 signali dovode na ulaz i izlaz tranzistora glavnog pojačavača, dok se kod modifikovanog pristupa ovi signali dovode na izlaze tranzistora oba pojačavačka stepena – glavnog i pomoćnog [64, 65]. Na kraju poglavlja, urađena je eksperimentalna validacija digitalnog postupka koji koristi NI2 signale na fabrikovanom asimetričnom DPA za 64QAM signal pomoću platformi za softverski radio koje su programirane u softveru *LabVIEW (Laboratory Virtual Instrument Engineering Workbench)* [66].

Poglavlje §6 daje detaljan proces projektovanja pojačavača koji radi na dve frekvencije (*dual-band* PA – dvokanalni PA) koji uključuje *dual-band* prilagođenje impedanse i primenu *dual-band* teorije filtera. Takođe, ovo poglavlje daje i rezultate simulacija primene analognog i digitalnog linearizacionog postupka nad ovom vrstom pojačavača [67, 68]. Analogni postupak zahteva dodatni nelinearni izvor koji služi za generisanje neophodnih NI signala koji se nakon podešavanja po fazi i amplitudi vode na ulaz i izlaz tranzistora dvokanalnog PA, sa ciljem da se redukuju neželjeni NI proizvodi. Digitalni postupak koristi NI2 signale koji nakon adekvatne obrade u osnovnom opsegu modulišu 2. harmonik i nakon toga se vode na ulaz i izlaz dvokanalnog PA, takođe sa ciljem smanjenja NI proizvoda.

Poglavlje §7 sadrži rezultate primene razvijenog digitalnog linearizacionog pristupa koji koristi *bb* signale i pristupa koji koristi NI2 signale na *Gilbert*-ov mešač u prijemniku kroz proces simulacije. Takođe, odrađena je i komparativna analiza primene oba digitalna pristupa na isti model mešača pri istim uslovima rada. Razmatran je i uticaj kašnjenja NI signala na same rezultate primene linearizacionih pristupa. Takođe, ispitivan je i uticaj *I/Q* disbalansa na linearizaciju kod mešača za direktnu konverziju [69-71].

U poglavlju §8 izvedeni su najznačajniji zaključci koji su vezani za uspešnost verifikacije razmatranih linearizacionih postupaka na različite jednostepene, dvostepene i dvokanalne pojačavačke strukture, kao i na mešače, kako kroz simulacioni proces tako i kroz eksperimentalnu validaciju. Predstavljeni su glavni doprinosi disertacije i istaknute su smernice za buduća istraživanja u okviru ove oblasti.

Spisak literature koja je korišćena za potrebe ove disertacije dat je u poslednjem poglavlju §9.

2. POJAČAVAČI SNAGE I MEŠAČI

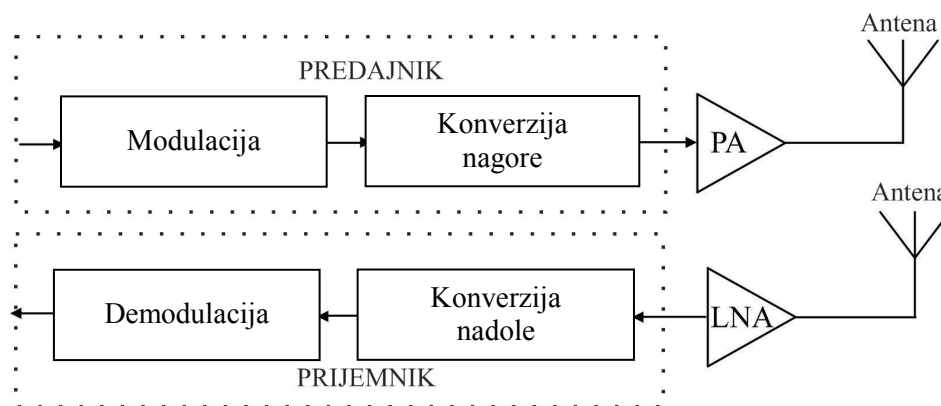
U modernim bežičnim komunikacionim sistemima vrlo bitna karakteristika je linearnost primopredajnika koju pretežno određuju PA u predajniku i mešač u prijemniku jer predstavljaju njegove glavne nelinearne elemente. Glavna uloga PA je povećanje nivoa signala koji se dobija na prijemu kako bi on mogao dalje da se obrađuje i šalje kroz adekvatan prijemni sistem. Glavna uloga mešača je funkcija konverzije frekvencije u RF i mikrotalasnom predajniku/prijemniku.

U okviru ovog poglavlja opisane su opšte karakteristike primopredajnika i dat je pregled nekoliko njegovih osnovnih arhitektura. Takođe, predstavljene su osnovne karakteristike PA i mešača, objašnjene su klase PA novije generacije i predstavljeni su osnovni principi rada aktivnih jednostruko i dvostruko balansnih mešača.

2.1 POJAČAVAČI SNAGE (PA)

2.1.1 Primopredajnik

U bežičnim komunikacionim sistemima informacije se prenose i primaju elektromagnetskim talasima. Uređaj koji realizuje funkcije prenosa i prijema naziva se primopredajnik (*Transiever* – TRx) koji se sastoji od predajnika (*Transmitter* – Tx) i prijemnika (*Reciever* – Rx). Karakteristike predajnika su posebno značajne, jer je slanje podataka bez greške jedan od veoma važnih uslova za prijem tačnih podataka. Blok dijagram primopredajnika koji uključuje glavne sklopove prikazan je na Slici 2.1. Funkcije modulacije i konverzije frekvencije nagore se realizuju u predajniku. Shodno tome, u prijemniku se realizuju funkcije demodulacije i konverzije frekvencije nadole [4].



Slika 2.1 Primopredajnik

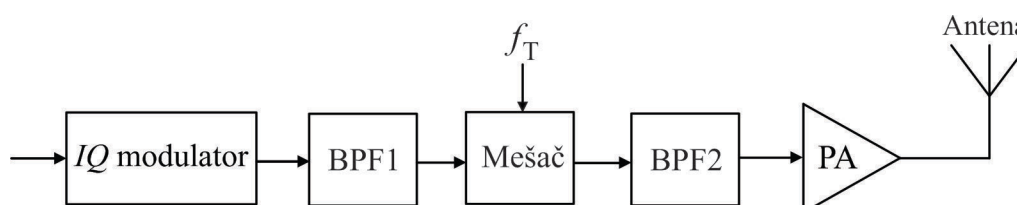
Nekoliko široko upotrebljivanih arhitektura primopredajnika su: *full-duplex*, *half-duplex* i *simplex modes*. U *full-duplex* režimu, predajnik i prijemnik rade istovremeno u različitim vremenskim intervalima što omogućava komunikaciju u oba smera istovremeno. U *half-duplex* režimu, predajnik i prijemnik ne rade istovremeno ali je omogućena komunikacija u oba smera, pri čemu se signal u suprotnim smerovima prenosi u različitim vremenskim intervalima. U *simplex* režimu prenosa informacije se prenose samo u jednom smeru, tj. informacije teku samo od mesta predajnika do mesta prijemnika. Ovaj operativni model se obično koristi u radiodifuznim sistemima [4].

U predajniku se, signali u osnovnom opsegu (*baseband signals*) najpre obrađuju DSP-om (*Digital Signal Processing*) u većini slučajeva, što uključuje postupke izvornog kodovanja, kao i kanalnog kodovanja za korekciju greške na prijemu, filtriranje, mapiranje

simbola, oblikovanje i *interleaving*. Obradeni signal se zatim moduliše tehnikama kao što su PSK (*Phase-Shift Keying*) ili QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*). Nakon modulatora se modulirani signal konvertuje nagore pomoću frekvencije nosioca. Zatim se signal koji je male snage pojačava pomoću PA i emituje antenom. Tokom ovog procesa, nelinearnost prenosnog sistema se neizbežno unosi u signale koji se prenose. Najveći udeo u generisanju nelinearnih izobličenja signala ima PA [4].

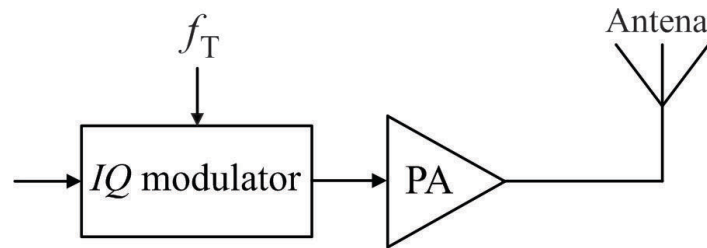
Neki od primera arhitekture predajnika su: 1. predajnik sa dvostepenom konverzijom ili superheterodinski (*Two-step Conversion Transmitter*), 2. direktni predajnik (*Direct Launch Transmitter*) i 3. FM predajnik [4].

Arhitektura dvostepenog konverzionog predajnika data je na Slici 2.2. Signali se modulišu fiksnom frekvencijom pomoću *IQ* (*In-phase, Quadrature-phase*) modulatora. BPF1 (*Band-Pass Filter*) se koristi za odbacivanje svih neželjenih signala koje proizvodi *IQ* modulator. Mešač pomera spektar signala na konačnu frekvenciju nosioca f_T kojom se vrši emitovanje i prenos signala. BPF2 se koristi za odbacivanje svih neželjenih signala nastalih mešanjem signala prilikom konverzije naviše. PA pojačava signal do nivoa neophodnog za emitovanje i prijem, dok antena šalje signal kroz slobodan prostor kao prenosni medijum do prijemnika. Ova arhitektura ima performanse visokog nivoa, ali je manje pogodna za integraciju jer se povećava njena složenost i fizička veličina [4].



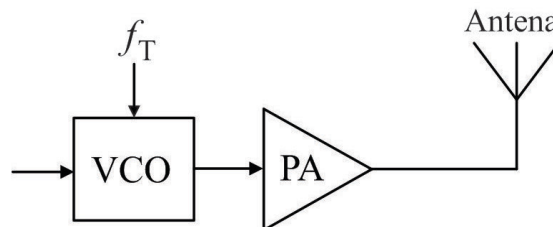
Slika 2.2 Predajnik sa dvostepenom konverzijom

Arhitektura direktnog predajnika prikazana je na Slici 2.3. Modulirani *IQ* signali u osnovnom opsegu se konvertuju nagore direktno u konačnu frekvenciju predajnika f_T pomoću LO (lokalnog oscilatora). U poređenju sa predajnikom sa dvostepenom konverzijom frekvencije, direktni predajnik je znatno pojednostavljen i bolji je za SoC (*System on Chip*) integraciju. Nedostatak je to što PA i LO rade na istoj frekvenciji. Ova činjenica dovodi do velikog izvora interferencija i pogoršava ukupne performanse predajnika. Direktni predajnik je pogodan za širokopojasne aplikacije u komunikacionim tehnologijama srednjih performansi, jeftine i male potrošnje, kao što su *Bluetooth* i *WiFi* [4].



Slika 2.3 Direktni predajnik

Arhitektura FM predajnika prikazana je na Slici 2.4. RF signali se direktno generišu modulisanjem VCO (*Voltage-Controlled Oscillator*) frekvencije signalom u osnovnom opsegu. Glavna karakteristika FM predajnika su digitalne modulacije sa konstantnom anvelopom koje se mogu efikasno implementirati. Široko se koristi u vojnoj i javnoj bezbednosti [4].



Slika 2.4 FM predajnik

2.1.2 Osnovne karakteristike PA

U RF predajniku, PA je ključna komponenta koja pojačava signal male snage za prenos na veliku udaljenost. U osnovne karakteristike PA spadaju: pojačanje, propusni opseg, efikasnost, *back-off* snage (*Power Back-Off*), *PARP* (*Peak-to-Average Power Ratio*) i nelinearnosti (izobličenja) koje definišu parametri: 1dB tačka kompresije (P1dB), presečna tačka 3. reda (IP3), *ACPR* (*Adjacent Channel Power Ratio*) i *EVM* (*Error Vector Magnitude*).

2.1.2.1 Prenosno pojačanje

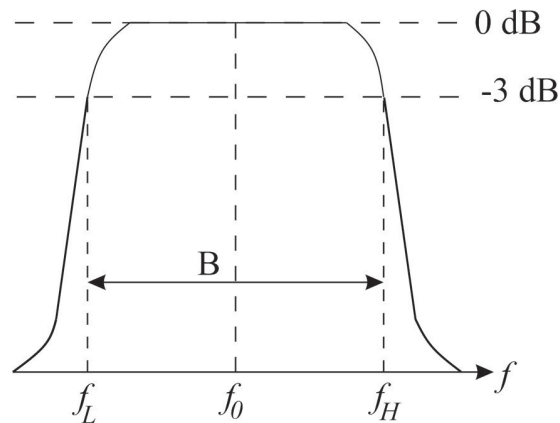
Prenosno pojačanje PA je odnos izlazne i ulazne snage. Obično se izražava u decibelima (dB) pomoću sledeće relacije (2.1) [6]:

$$G(\text{dB}) = 10 \log \frac{P_{iz}}{P_{ul}}. \quad (2.1)$$

gde P_{iz} predstavlja izlaznu snagu ili snagu koja se predaje potrošaču, dok je sa P_{ul} označena ulazna snaga tj. snaga izvora na ulazu PA.

2.1.2.2 Propusni opseg

Propusni opseg PA je opseg frekvencija za koje pojačavač daje prihvatljive performanse koje su različite za različite aplikacije. Obično se propusni opseg PA definiše kao razlika između frekvencija, na kojima je snaga PA jednaka polovini maksimalne snage i naziva se i 3 dB propusni opseg (Slika 2.5) [6].



Slika 2.5 3 dB propusni opseg PA

2.1.2.3 Efikasnost

Efikasnost je mera koja kvantifikuje sposobnost sistema da transformiše datu P_{ul} u korisnu P_{iz} . PA kao komponenta bežičnog predajnika koja najviše troši energiju odgovorna je za određivanje ukupne efikasnosti sistema. U literaturi postoje tri različite definicije efikasnosti PA, a to su ukupna efikasnost, efikasnost drejna (*Drain Efficiency* – DE) i *Power Added Efficiency* – PAE. Ukupna efikasnost je definisana kao [6]:

$$\eta_t = \frac{P_{iz}}{P_{dc} + P_{ul}}, \quad (2.2)$$

gde je η_t totalana efikasnost PA, dok P_{dc} , P_{ul} i P_{iz} predstavljaju DC i RF snage na ulazu i izlazu PA, respektivno. Efisanost drejna je definisana sa:

$$DE = \frac{PRF\ Drain}{Pdc\ Drain}, \quad (2.3)$$

gde $Pdc\ Drain$ i $PRF\ Drain$ predstavljaju DC i RF snage na nivou drejna tranzistora.

PAE je definisana sa:

$$PAE = \frac{Piz-Pul}{Pdc}, \quad (2.4)$$

gde je PAE ukupna efikasnost pojačavača, Pdc , Pul i Piz su DC i RF snage na ulazu i izlazu PA, respektivno [6].

2.1.2.4 *Back-Off* snaga

Back-Off snaga se definiše kao odnos između snage zasićenja PA i srednje snage RF signala. Postoje dve vrste *Back-Off*- snage: ulazni i izlazni *Back-off* snage. Ulazni *Back-Off* PA (*Input Back-Off* – IBO)) je opisan sledećim izrazom [6]:

$$IBO(dB) = Pulsat - Pulmean, \quad (2.5)$$

gde su $Pulsat$ i $Pulmean$ snaga zasićenja i srednja snaga signala na ulazu PA, respektivno. Slično, izlazni *Back-Off* (*Output Back-Off* – OBO) definiše se:

$$OBO(dB) = Pizsat - Pizmean, \quad (2.6)$$

gde su $Pizsat$ i $Pizmean$ snaga zasićenja i srednja snaga signala na izlazu PA, respektivno. Konačno maksimalni *Back-Off* (*Peak Back-Off* – PBO) je odnos izlazne snage PA u zasićenju, $Pizsat$ i njegove maksimalne izlazne snage, $Pizpeak$:

$$PBO(dB) = Pizsat - Pizpeak. \quad (2.7)$$

Treba napomenuti da povećanje vrednosti *Back-Off*-a povećava linearnost PA i obrnuto. Slika 2.6 grafički prikazuje dva tipa *Back-Off*-a (PBO i OBO) koji su gore opisani [6].

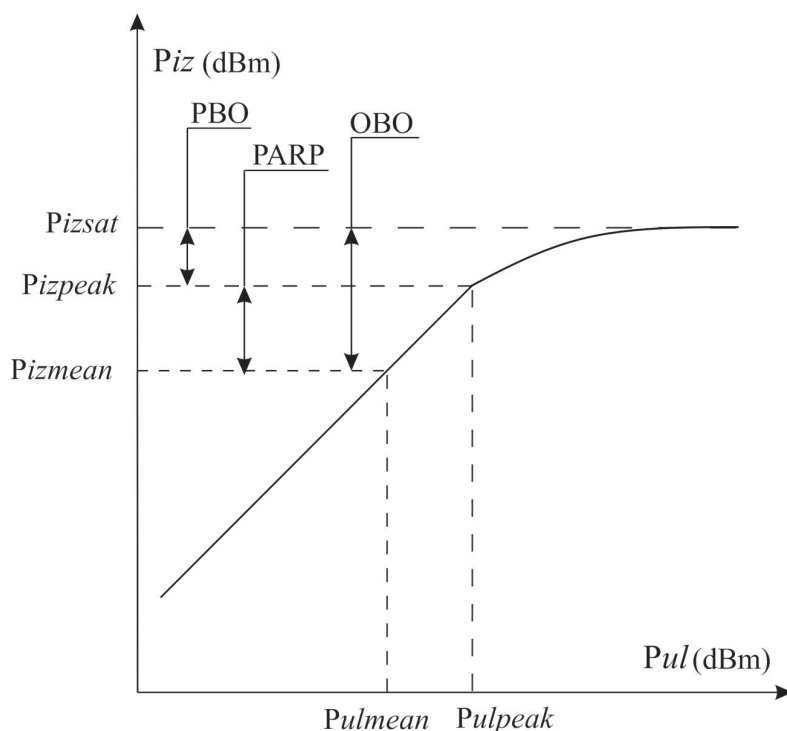
2.1.2.5 PARP

Parametar PARP (*Peack to Average Power Ratio*) je odnos između maksimalne snage (povezane sa maksimalnom amplitudom), $Pizpeak$, i srednje snage (povezane sa srednjom

amplitudom) signala, P_{izmean} . On predstavlja značajan parametar signala kada je u pitanju linearnost PA. PARP se naziva *crest* faktor i definiše kao [6]:

$$PARP(\text{dB}) = 10 \log \left(\frac{\max(|x(t)|^2)}{\text{mean}(|x(t)|^2)} \right) = 10 \log \left(\frac{P_{izpeak}}{P_{izmean}} \right). \quad (2.8)$$

Kao što je prikazano na Slici 2.6, kada se snaga prikaže u jedinicama u dBm, PAPR je razlika između vrednosti maksimalnih i srednjih snaga signala.



Slika 2.6 Definisanje OBO, PBO i PARP kod PA

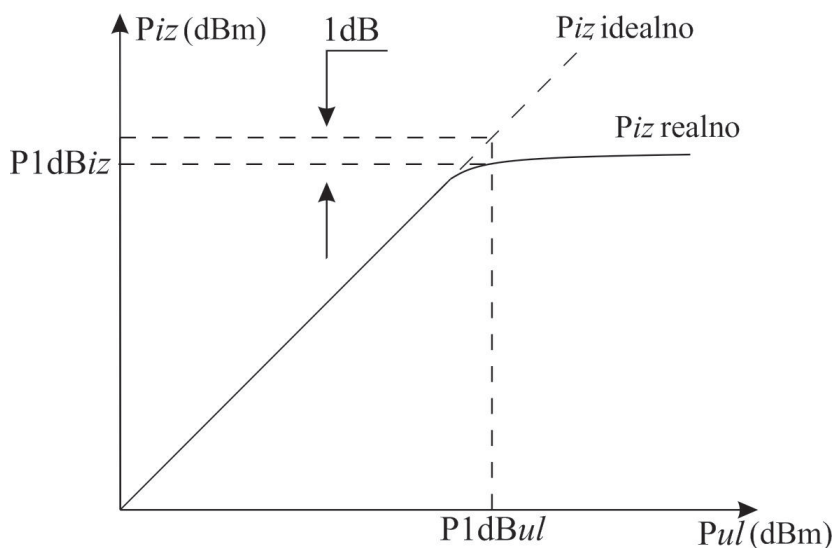
2.1.2.6 Karakteristike nelinearnosti PA

Pojačavači snage se generalno koriste kao završni sklopovi u bežičnim predajnicima i služe za povećanje nivoa izračene snage pre nego što se signal pošalje preko antena. PA treba da bude u stanju da isporuči signal dovoljne snage kako bi se on lako detektovao na strani prijemnika. Da bi se dobila maksimalna efikasnost PA, trebalo bi da on radi blizu oblasti zasićenja, ali tada on već ulazi u nelinearni režim rada. Usled toga, kada kroz PA prolaze različiti signali sa različitim nosećim frekvencijama, usled nelinearnog režima rada, dolazi do interakcije ovih signala što dovodi do stvaranja intermodulacionih (nelinearnih – NI) proizvoda [34].

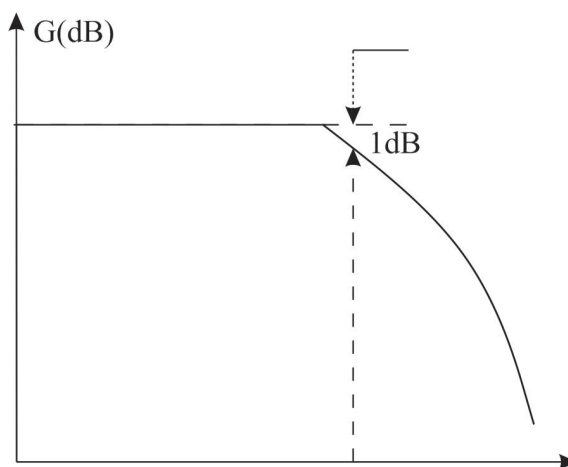
Dva veoma važna parametra koja karakterišu intermodulaciono izobličenje su P1dB i IP3. Još neki od parametara koje se vezuju za nelinearnost PA su ACPR i EVM.

2.1.2.6.1 P1dB

Parametar P1dB je mera linearnosti PA. Slika 2.7 prikazuje relaciju između snaga na ulazu i izlazu PA, dok je na Slici 2.8 data karakteristika pojačanja PA, koje ilustruju ovaj parametar. Pojačanje PA se smanjuje kada nivo izlaznog signala ulazi u oblast kompresije pre nego što dostigne zasićenje. Veća P_{iz} odgovara većoj kompresiji signala na izlazu. P1dB se definiše kao ulazna (ili izlazna) snaga za koju je pojačanje PA za 1 dB manje od linearnog pojačanja koje je prisutno kod malih nivoa snage signala na ulazu [6].



Slika 2.7 Ulazno-izlazna karakteristika PA

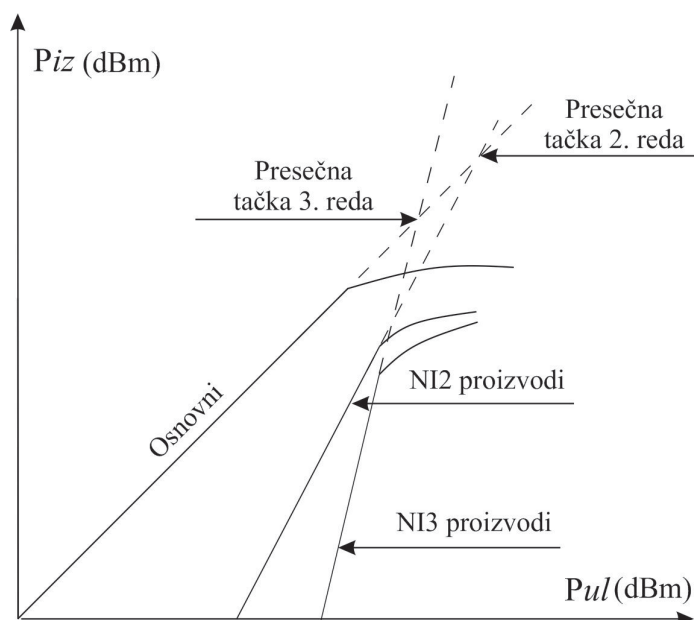


Slika 2.8 Karakteristika pojačanja PA

Maksimalna snaga koju PA može da dostigne se naziva snaga zasićenja, $P_{sat} [max]$. Snaga zasićenja od 3 dB odgovara snazi za koju je pojačanje PA za 3 dB manje od linearnog pojačanja; što predstavlja još jedan parametar za karakterizaciju pa koji se može naći u katalogima proizvođača. Da bi se izbegli intermodulacioni problemi i izobličenja, P_{iz} je potrebno smanjiti ispod nivoa P_{1dB} [6].

2.1.2.6.2 IP3

Grafički prikaz presečnih tački 2. i 3. reda prikazan je na Slici 2.9. IP3 je široko korišćena mera PA, koja daje informacije o njegovoj linearnosti. Veća IP3 znači bolju linearnost i manja izobličenja.



Slika 2.9 Presečne tačke 2. i 3. reda

To je teorijska tačka u kojoj su željeni izlazni signal i intermodulacioni (neželjeni) signal 3. reda jednaki po nivoima snage uzimajući u obzir idealno linearno pojačanje PA. U katalogima proizvođača PA i u literaturi se mogu naći kao parametri nelinearnosti ulazna tačka IP3 (Input IP3 – IIP3), koja se odnosi na nivo ulazne snage PA pri kojoj dolazi do gore navedenih relacija snaga, i izlazna tačka IP3 (Output IP3 – OIP3). IP2 je teorijska tačka u kojoj željeni izlazni signal i nelinearni signal 2. reda dostižu iste nivoe snage [6].

2.1.2.6.3 ACPR

ACPR se koristi za merenje količine energije posmatranog korisnog signala koja se pojavljuje u susednim kanalima posmatrano u frekvencijskom domenu i predstavlja meru rasta snage signala u bočnim opsezima spektra. To je mera rasta spektra u bočnim opsezima signala. ACPR se definiše kao odnos snage u propusnom opsegu susednog kanala u odnosu na glavni kanal i snage u propusnom opsegu glavnog signala. ACPR za kanal koji se nalazi desno u odnosu na glavni kanal definiše se kao što je dato izrazom (2.9), gde (PSD – *Power Spectral Density*) predstavlja spektralnu gustinu snage [6]:

$$\text{ACPR}(\text{desno}) = \frac{\int_{f_c + \Delta f - \frac{B}{2}}^{f_c + \Delta f + \frac{B}{2}} \text{PSD}(f) df}{\int_{f_c - \frac{B}{2}}^{f_c + \frac{B}{2}} \text{PSD}(f) df}. \quad (2.9)$$

Slično, ACPR za kanal levo u odnosu na glavni kanal se određuje prema izrazu:

$$\text{ACPR}(\text{levo}) = \frac{\int_{f_c - \Delta f - \frac{B}{2}}^{f_c - \Delta f + \frac{B}{2}} \text{PSD}(f) df}{\int_{f_c - \frac{B}{2}}^{f_c + \frac{B}{2}} \text{PSD}(f) df}, \quad (2.10)$$

gde je f_c frekvencija nosioca, B je propusni opseg modulisanog signala, Δf je pomeraj kanala u odnosu na centralnu frekvenciju glavnog kanala i PSD (f) je spektralna gustina snage na frekvenciji f [6].

2.1.2.6.4 EVM

Vektor greške je razlika između linearnog izlaznog signala PA, drugim rečima željenog signala, i ukupnog izlaznog signala sastavljenog od zbira linearnih članova i nelinearnih izobličenja. Vektor greške je razlika između prvog linearnog člana i ukupnog izlaznog signala. EVM može se izračunati na sledeći način [5]:

$$\text{EMV} = g_3 \left[\frac{3}{4} V_1^3 + \frac{3}{2} V_1 V_2^2 \right]. \quad (2.11)$$

Za digitalno modulirane signale, EVM, koji se naziva i greška u konstelacionom dijagramu primljenog signala (*Received Constellation Error* – RCE), izračunava se kao razlika između stvarno primljenih simbola i idealnih simbola. EVM se izračunava pomoću srednje kvadratne greške (*Root-Mean-Square* – RMS) kao prosečna snaga vektora greške normalizovana u odnosu na snagu signala. Opšta formula za izračunavanje EVM za digitalno modulirani signal je [5]:

$$\text{EMV} = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^N |S_r(k) - S_i(k)|}{\sum_{k=1}^N |S_i(k)|}}, \quad (2.12)$$

gde je k indeks uzorka, $S_i(k)$ i $S_r(k)$ su idealni i primljeni simboli.

Tipične vrednosti EVM za savremene bežične komunikacione sisteme kreću se u rasponu od nekoliko procenata. Normalno, EVM u velikoj meri zavisi od *back-off*-a PA: sa povećanjem OBO dolazi do smanjenja EVM [5].

2.1.3 Analiza nelinearnosti

2.1.3.1 Load / Source pull

Load Pull je jednostavna metoda za analizu kola za obradu signala velikih snaga. Uključuje iscrtavanje kontura određenih parametara na *Smith*-ovom dijagramu za različite impedanse opterećenja kola. Da bi se dobile ove konture, na kolo se povezuju različita opterećenja i mere električni parametri, kao što su nivoi P_{ul} i P_{iz} . *Load Pull* pristup je primenljiv kod pojačavača gde se pojačanje i snaga na izlazu PA mere za različita opterećenja. Dobijene konture se mogu koristiti za pronalaženje optimalne impedanse opterećenja (z_{iz}) kako bi se postigao najbolji kompromis između pojačanja, PAE i P_{iz} [35].

Source pull je iterativni postupak za određivanje optimalne impedanse z_{ul} kada se PA optereti odabranom z_{iz} . Ovaj postupak takođe uključuje iscrtavanje kontura konstantnih P_{iz} i PAE i z_{ul} se bira kako bi se ostvario kompromis između maksimalne moguće snage i PAE

pojačavača. Pošto optimalna vrednost z_{iz} zavisi od vrednosti z_{ul} i obrnuto, proces će se ponavljati nekoliko puta dok se ne postignu optimalne performanse u pogledu maksimalne moguće snage i efikasnosti PA.

2.1.3.2 Dvotonski test

Dvotonski test, poznat u literaturu kao *two-tone* test, je univerzalno priznata tehnika za procenu nelinearnosti PA i memorijskih efekata. Generisanje je jednostavno i može se menjati u širokom dinamičkom opsegu snaga, frekvencija i razmaka frekvencija između signala (tonova) kako bi se testirale prenosne karakteristike PA. Uobičajeni format ovog testa je [35]:

$$\begin{aligned}V_{ul} &= A\cos(\omega_1 t) + A\cos(\omega_2 t), \\ \omega_1 &= \omega_c - \omega_m, \\ \omega_2 &= \omega_c + \omega_m.\end{aligned}\tag{2.13}$$

U izrazu (2.13), A je amplituda za jedan nosilac, ω_1 i ω_2 su frekvencije dva nosioca, ω_c je centralna frekvencija signala, dok je ω_m polovina razmaka između tonova. Koristeći trigonometrijski identitet, (2.13) se takođe može napisati u obliku [35]:

$$V_{ul} = 2A\cos(\omega_c t)\cos(\omega_m t).\tag{2.14}$$

Jednačina (2.14) pokazuje da se dvotonski test signal takođe može tretirati kao sinusni talas frekvencije ω_c , modulisan anvelopom koja je drugi sinusni talas frekvencije ω_m . Ukupna maksimalna amplituda je $2A$. Uobičajeno za RF istraživanja je $\omega_c \gg \omega_m$, jer je ω_c u RF frekvencijskom opsegu PA, a ω_m je frekvencija u osnovnom opsegu koja će izazvati memorijske efekte. Razlog je sledeći - impedansa koja se vidi na ulazu tranzistora varira sa frekvencijom u osnovnom opsegu, jer je potrebno da kolo za DC napajanje obezbedi nisku impedansu na niskim frekvencijama, ali takođe i visoku impedansu na nosećoj frekvenciji. U kolu za napajanje teku struje u osnovnom opsegu zbog nelinearnosti tranzistora 2. i višeg reda. Ove struje će rezultirati naponima koji zavise od frekvencije. Prema tome, dok se dvotonski test primenjuje na PA, frekvencija razlike napona ω_m na gejtu moduliše pojačanje i stvara NI proizvode čiji nivoi zavise od ove frekvencijske razlike. Drugim rečima, ovi NI proizvodi će se menjati kako varira razlika frekvencija, a to su memorijski efekti.

Kada se ovakav dvotonski signal primeni na PA, signal će biti pojačan, sa nekim novim NI proizvodima koje stvaraju PA nelinearnosti. Ovo se može jednostavno objasniti polinomskim modelom bez memorije. Pretpostavimo da je karakteristika PA sledeća [35]:

$$y(x) = a_1x + a_2x^2 + a_3x^3 + a_5x^5 + \dots \quad (2.15)$$

Ako se zameni (2.13) u (2.15), dobija se izlaz [5]:

$$\begin{aligned} y(Vul) = & a_1A[\cos(\omega_1t) + \cos(\omega_2t)] + a_2A^2[\cos(\omega_1t) + \cos(\omega_2t)]^2 + \\ & + a_3A^3[\cos(\omega_1t) + \cos(\omega_2t)]^3 + a_4A^4[\cos(\omega_1t) + \cos(\omega_2t)]^4 + \\ & + a_5A^5[\cos(\omega_1t) + \cos(\omega_2t)]^5 + \dots \end{aligned} \quad (2.16)$$

NI3 će imati oblik [5]:

$$\begin{aligned} y_{NI3}(Vul) = & C_{3\omega_1} \cos(3\omega_1t) + C_{3\omega_2} \cos(3\omega_2t) + C_{2\omega_1-\omega_2} \cos((2\omega_2 - \omega_1)t) + \\ & + C_{2\omega_2-\omega_1} \cos((2\omega_1 - \omega_2)t) + C_{2\omega_1+\omega_2} \cos((2\omega_2 + \omega_1)t) + C_{2\omega_2+\omega_1} \cos((2\omega_1 + \omega_2)t), \\ & C_{3\omega_1} = C_{3\omega_2} = \frac{1}{4}a_3A^3, \\ & C_{2\omega_1-\omega_2} = C_{2\omega_2-\omega_1} = C_{2\omega_1+\omega_2} = C_{2\omega_2+\omega_1} = \frac{3}{4}a_3A^3. \end{aligned} \quad (2.17)$$

U jednačini (2.17), koja predstavlja jednostavan slučaj korišćenja PA bez memorije, može se videti da postoji šest NI3 proizvoda. Među njima, samo će $C_{2\omega_1-\omega_2}$ i $C_{2\omega_2-\omega_1}$ uticati na opseg spektra budući da su ostali na frekvencijama daleko iznad ω_1 ili ω_2 . Ova dva NI3 proizvoda uglavnom izazivaju spektralne smetnje u komunikacionim signalima u stvarnom svetu, tako da su uzroci primena linearizacije.

Jednačina (2.17) je jednostavan slučaj korišćenja PA bez memorije. Međutim, kada PA pokaže značajan stepen memorijskih efekata, koeficijent a_3 se menja u parametar zavistan od frekvencije, tako da su memorijski efekti koji se javljaju u izrazu za NI3 u dvotonskim testovima zanimljiva i važna tema kod primena linearizacionih postupaka. Nedavna istraživanja se uglavnom fokusiraju na merenje i eliminaciju NI3 proizvoda. Jedan od uobičajenih načina merenja NI3 u dvotonskim testovima je variranje Pul i razmaka tonova. Sa ciljem da se uklone originalni NI3 proizvodi razvijeni su različiti postupci čija je osnovna ideja da se generišu NI3 proizvodi na izlaznom portu PA, koji imaju identične amplitude, ali suprotne faze od originalnih NI3 proizvoda [35].

2.1.4 Klase PA

Uopšteno, PA se mogu podeliti u dve kategorije: linearni PA, koji čuvaju talasni oblik ulaznog signala, i nelinearni ili PA koji ne čuvaju talasni oblik ulaznog signala. PA koji pokazuju manji stepen nelinearnosti uključuju tri glavne klase: A, AB i B. Glavne klase unutar nelinearnih PA su: C, D, E, F, G, H i S. PA klase D, E i S rade u prekidačkom režimu. Mogu ostvariti visoke vrednosti efikasnosti (PAE), teorijski razmatrano i do 100%. PA klase F, G i H su nove konfiguracije zasnovane na topologijama pojačavača klase B ili C sa nekim izmenama u cilju povećanja PAE [5]. U ovoj disertaciji biće istaknute neke od klasa PA novije generacije.

Režimi/modovi rada tranzistora se definišu na osnovu talasnih oblika napona i struje na izlazu tranzistora (drejn/kolektor), koji utiču na P_{iz} , pojačanje i efikasnost, tako da se njihovim oblikovanjem mogu postići željene vrednosti pomenutih parametara. Međutim, standardni režimi počevši od linearne klase A do klase visoke efikasnosti kao što su F ili inverzno F (klasa F^{-1}) predstavljaju rešenje za uzak opseg frekvencija. Kada su u pitanju komunikacioni sistemi savremenih generacija neophodno je obezbediti rad u širokom frekvencijskom opsegu, tako da je dosta pažnje posvećeno dizajnu pojačavača i tako su nastali novi širokopojasni kontinualni režimi rada (*Continuous Mode* – CM) [36].

2.1.4.1 Klasa J

Klasa J, je prvi novi mod rada PA koji koristi kombinaciju impedanse fundamentalnog signala i harmonika kako bi se ostvarile zadovoljavajuće karakteristike rada u širokopojasnim bežičnim komunikacionim sistemima. Rad J klase PA se zasniva na praktičnim primenama koje uključuju postojeće unutrašnje parazitne efekte koje stvaraju kondenzatori između drejna i sorsa (kolektora i emitora) kao deo opterećenja na izlazu tranzistora. U standardnim režimima, kao što je slučaj klase B, kratkospojena impedansa 2. harmonika može obezbediti stanje visoke efikasnosti uz ostvarivanje optimalne impedanse osnovnog signala. U ovom slučaju, može se postići 78.5% efikasnosti na frekvenciji projektovanja pojačavača. Međutim, optimalno ponašanje realnih uređaja se vrlo često razlikuje od savršenih kratkospojenih i/ili otvorenih završetaka [36]. Kod klase J se upravo koriste parazitni efekti koje stvaraju kondenzatori na izlazu tranzistora za oblikovanje napona na frekvenciji osnovnog signala na izlazu tranzistora.

Mod rada klase J se bazira na izboru odgovarajuće impedanse na frekvenciji osnovnog signala (osnovna impedansa) i reaktanse na frekvenciji 2. harmonika (impedansa/reaktansa 2. harmonika). Važno je naglasiti da su osnovna i reaktansa 2. harmonika ($2h$) u takvoj relaciji da pozitivnoj reaktansi impedanse osnovnog signala odgovara negativna reaktansa 2. harmonika, kao što je prikazano u jednačinama (2.18) i (2.19), dok impedansa 3. harmonika treba da bude jednaka nuli (2.20) [36].

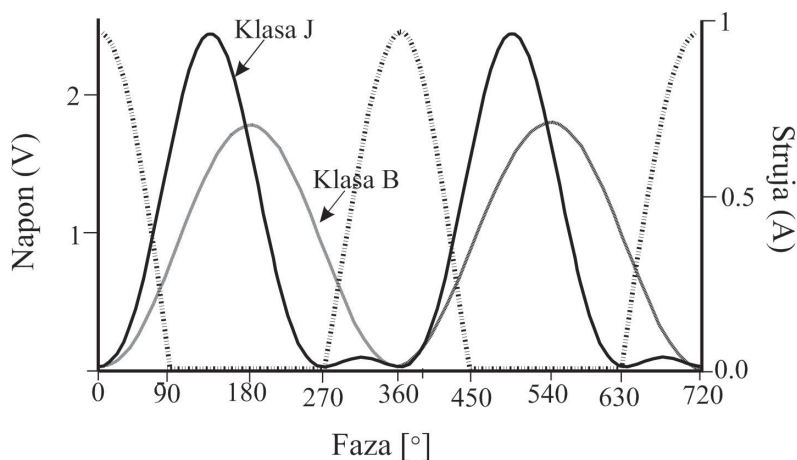
$$Z_{F0} = R_L + jR_L, \quad (2.18)$$

$$Z_{2F0} = 0 - j \frac{3\pi}{8} R_L, \quad (2.19)$$

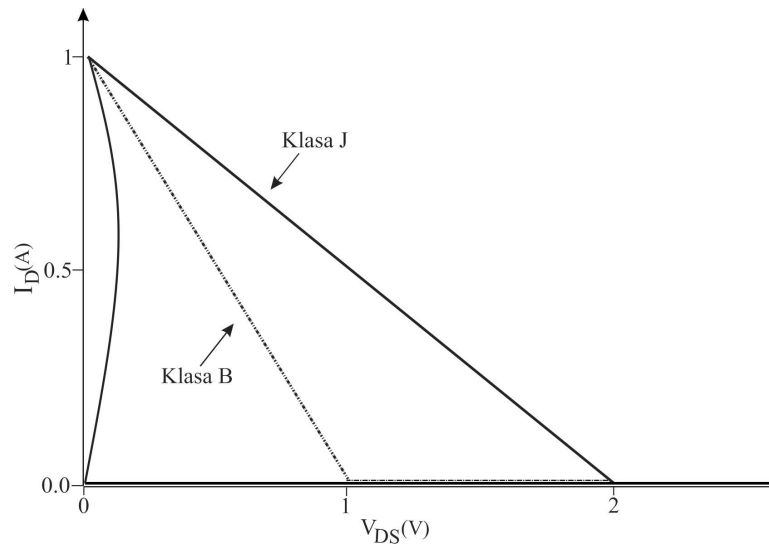
$$Z_{3F0} = 0. \quad (2.20)$$

Dobijeni talasni oblici napona (puna linija) i struje (isprekidana linija) i linija opterećenja za PA klase J su prikazani na Slikama 2.10 i 2.11, respektivno i poređeni sa posmatranim veličinama za PA klase B. Može se uočiti da je talasni oblik struje isti i oblika polutalasne ispravljene sinusoide za obe posmatrane klase PA, dok uvođenje osnovne i reaktivne komponente $2h$ dovodi do približno ispravljene polutalasne sinusoide napona sa faznim preklapanjem sa talasnim oblikom struje u iznosu 90° i većeg maksimalnog napona u odnosu na klasu B.

Prednost klase J je u tome što se mogu postići iste izlazne performanse kao kod klase B u smislu snage i efikasnosti, dok osnovna i impedansa opterećenja za $2h$ uključuje reaktivni deo u skladu sa (2.18) i (2.19), što predstavlja novo rešenje koje omogućava da se izborom ovih reaktivnih vrednosti koje su zavisne od frekvencije postignu zadovoljavajuća efikasnost i pojačanje kod širokopojasnih PA.



Slika 2.10 Talasni oblici napona (puna linija) i struje (isprekidana linija) J i B klase PA



Slika 2.11 Linije opterećenja J i B klase

Mod rada klase J je bio početna tačka za razvoj svih širokopojasnih kontinualnih režima rada pojačavača (CM). Zapravo, od standardnog rešenja klase B preko rešenja klase J postoji mnogo mogućnosti za kombinovanje impedanse na frekvencijama harmonika osnovnog signala čime se formiraju različite klase PA visoke efikasnosti [36].

2.1.4.2 Kontinualni modovi rada PA

Tokom poslednjih decenija konvencionalni modovi rada PA su teorijski istraženi i dalje razvijani u cilju poboljšanja izlaznih performansi. Međutim, ovi rezultati su fokusirani na poboljšanje performansi za specifične uske propusne opsege, obično oko 5-10% ili uže [6].

Način rada PA klase J bio je polazna tačka za razvoj novih širokopojasnih modova rada koji su nazvani kontinualni modovi – CM. Jednačine (2.21) i (2.22) opisuju opšte formulacije za ukupne talasne oblike napona i struje PA u kontinualnom modu kada se uzmu u obzir komponente osnovnog signala, 2. i 3. harmonika [36]:

$$v(\vartheta) = (1 - \alpha \cos \vartheta - \beta \cos 2\vartheta - \gamma \cos 3\vartheta)[1 - \delta \sin \vartheta], \quad (2.21)$$

$$i(\vartheta) = (1 + a \cos \vartheta + b \cos 2\vartheta + c \cos 3\vartheta)[1 - \zeta \sin \vartheta], \quad (2.22)$$

gde su α , γ , β i δ parametri koji opisuju naponski talasni oblik, dok a , b , c i ζ parametri opisuju strujni talasni oblik.

CM se dobijaju dodavanjem operatora $(1 - \delta \sin \vartheta)$ u izrazima napona ili struje što stvara nove familije naponskih ili strujnih talasnih oblika. Ova nova familija talasnih oblika dovodi do različitog skupa rešenja za osnovno i harmonijsko opterećenje, pri čemu se P_{iz} i efikasnost održavaju na konstantnom nivou. Važno je naglasiti da, ako se operator primeni na izraz za napon, talasni oblik napona će se menjati, dok će talasni oblik struje ostati konstantan. U ovom slučaju, ako se kontinualni mod primjenjuje, na primer, na standardnu klasu F, pri promeni talasnog oblika napona novi širokopojasni način rada biće nazvan kontinualna klasa FV. I obrnuto, kada se operator primeni na strujnu formulaciju, u ovom slučaju koristeći parametar (dakle operator $(1 - \zeta \sin \vartheta)$), naponski talasni oblik ostaje konstantan i dozvoljeno je da se strujni talasni oblik menja dovodeći do kontinualne klase FI. Isti koncept se može primeniti i na klase A, B, inverzno F. Mogućnost više rešenja opterećenja povećava fleksibilnost pri projektovanju PA, jer nema potrebe za obezbeđivanjem idealnih kratkospojenih i/ili otvorenih opterećenja na frekvencijama harmonika.

Tabela 2.1 pokazuje upravo pomenute vrednosti parametara napona i struje, a zamenom tih vrednosti u (2.21) i (2.22) postižu se konvencionalne klase A, B, F i F^{-1} , takođe i širokopojasne kontinualne klase AV, AI, BV, BI, FV, FI, $F^{-1}V$ i $F^{-1}I$. Impedanse koje „varijiraju“ su funkcije dva parametra δ i ζ [36].

Tabela 2.1. V-I parametri talasnih oblika za klasične i kontinualne klase [36]

PA modovi	Parametri napona				Parametri struje				Impedanse
	α	β	γ	δ	a	b	c	ξ	
Klasa A	1	0	0	0	1	0	0	0	$Z_{F0} = opt.$
Kontinualna klasa AV	1	0	0	-1+1	1	0	0	0	$Z_{F0} = varira,$ $Z_{2F0} = \infty$
Kontinualna klasa AI	1	0	0	0	1	0	0	-1+1	$Z_{F0} = varira,$ $Z_{2F0} = 0$
Klasa B	1	0	0	0	$\sqrt{2}$	$\frac{1}{2}$	0	0	$Z_{F0} = opt.,$ $Z_{2F0} = 0$

Kontinualna klasa BV	1	0	0	-1+1	$\sqrt{2}$	$\frac{1}{2}$	0	0	$Z_{F0} = \text{varira},$ $Z_{2F0} = \text{varira}$
Kontinualna klasa BI	1	0	0	0	$\sqrt{2}$	$\frac{1}{2}$	0	-1+1	$Z_{F0} = \text{varira},$ $Z_{2F0} = 0,$ $Z_{3F0} = 0$
Klasa F	$\frac{2}{\sqrt{3}}$	0	$\frac{1}{3\sqrt{3}}$	0	$\sqrt{2}$	$\frac{1}{2}$	0	0	$Z_{F0} = \text{opt.},$ $Z_{2F0} = 0,$ $Z_{3F0} = \infty$
Kontinualna klasa FV	$\frac{2}{\sqrt{3}}$	0	$\frac{1}{3\sqrt{3}}$	-1+1	$\sqrt{2}$	$\frac{1}{2}$	0	0	$Z_{F0} = \text{varira},$ $Z_{2F0} = \text{varira},$ $Z_{3F0} = \infty$
Kontinualna klasa FI	$\frac{2}{\sqrt{3}}$	0	$\frac{1}{3\sqrt{3}}$	0	$\sqrt{2}$	$\frac{1}{2}$	0	-1+1	$Z_{F0} = \text{varira},$ $Z_{2F0} = 0,$ $Z_{3F0} = \text{varira}$
Klasa F ⁻¹	$\sqrt{2}$	$\frac{1}{2}$	0	0	$\frac{2}{\sqrt{3}}$	0	$-\frac{1}{3\sqrt{3}}$	0	$Z_{F0} = \text{opt.},$ $Z_{2F0} = \infty,$ $Z_{3F0} = 0$
Kontinualna klasa F ⁻¹ V	$\sqrt{2}$	$\frac{1}{2}$	0	-1+1	$\frac{2}{\sqrt{3}}$	0	$-\frac{1}{3\sqrt{3}}$	0	$Z_{F0} = \text{varira},$ $Z_{2F0} = \infty,$ $Z_{3F0} = \text{varira}$
Kontinualna klasa F ⁻¹ I	$\sqrt{2}$	$\frac{1}{2}$	0	0	$\frac{2}{\sqrt{3}}$	0	$-\frac{1}{3\sqrt{3}}$	-1+1	$Z_{F0} = \text{varira},$ $Z_{2F0} = \text{varira},$ $Z_{3F0} = 0$

2.1.4.2.1 Reaktivno-otporna kontinualna inverzna klasa F

Inverzni PA klase F zahteva kvadratni talasni oblik struje i talasni oblik napona u obliku ispravljene polutalasne sinusoide pri čemu se ovi talasni oblici mogu postići izborom optimalne osnovne impedanse, opterećenja 2. harmonika u vidu otvorenog kola i kratkospojenog 3. harmonika. Konstantne vrednosti osnovne i impedanse harmonika dovode

do optimizovanog PA klase F^{-1} za datu fiksnu frekvenciju. Nedavna istraživanja su pokazala da je moguće pomerati impedansu 2. i/ili 3. harmonika iz stanja kratkog spoja i/ili otvorenog kola odgovarajućom varijacijom osnovnog opterećenja, pri čemu je postignut novi dizajn u projektovanju PA [37].

Sledeća jednačina prikazuje standardni talasni oblik napona koji predstavlja ispravljenu polutalasnú sinusoidu [37]:

$$v(\vartheta) = \left(\frac{1}{\sqrt{2}} + \cos \vartheta \right)^2 = 1 + \sqrt{2} \cos \vartheta + \frac{1}{2} \cos 2\vartheta, \quad (2.23)$$

koja odgovara izrazu (2.21) za parametre iz Tabele 2.1 koji se odnose na klasu F^{-1} .

Formulacija struje preuzeta iz [37] je oblika:

$$i(\vartheta) = (i_{DC} - i_1 \cos \vartheta + i_3 \cos 3\vartheta)(1 + \mu \cos \vartheta)(1 - \zeta \sin \vartheta), \quad (2.24)$$

pri čemu i_{DC} predstavlja komponentu DC struje, i_1 struju osnovnog signala i i_3 struju 3. harmonika kada je $\mu = \zeta = 0$. Parametri μ i ζ su empirijski parametri koji opisuju novi dizajn. Talasni oblik napona nije funkcija ovih parametara, dok strujni talasni oblik varira sa promenom pomenutih parametara. Preuređivanjem izraza (2.24) može se doći do oblika koji odgovara izrazu (2.22), i bez normalizacije sa jednosmernom komponentom struje ima oblik:

$$i(\vartheta) = \left[i_{DC} - \frac{\mu}{2} i_1 + (\mu i_{DC} - i_1) \cos \vartheta + \frac{\mu}{2} (i_3 - i_1) \cos 2\vartheta + i_3 \cos 3\vartheta + \frac{\mu}{2} i_3 \cos 4\vartheta \right] [1 - \zeta \sin \vartheta]. \quad (2.25)$$

Daljim proširenjem jednačine dobija se izraz [37]:

$$i(\vartheta) = \left(i_{DC} - \frac{\mu}{2} i_1 \right) + (\mu i_{DC} - i_1) \cos \vartheta + \zeta \left(\frac{\mu}{4} i_3 + \frac{\mu}{4} i_1 - i_{DC} \right) \sin \vartheta + \frac{\mu}{2} (i_3 - i_1) \cos 2\vartheta + \frac{\zeta}{2} (i_3 + i_1 - \mu i_{DC}) \sin 2\vartheta + i_3 \cos 3\vartheta + \zeta \frac{\mu}{4} i_1 \sin 3\vartheta - \frac{\zeta}{2} i_3 \sin 4\vartheta - \zeta \frac{\mu}{4} i_3 \sin 5\vartheta. \quad (2.26)$$

U izrazu (2.26) pored jednosmerne komponente struje, svi članovi uz kosinusnu funkciju predstavljaju realne vrednosti struje osnovne impedanse i viših harmonika do 3. reda a članovi uz sinusnu funkciju su imaginarne vrednosti struje impedanse osnovnog signala i harmonika do 5. reda.

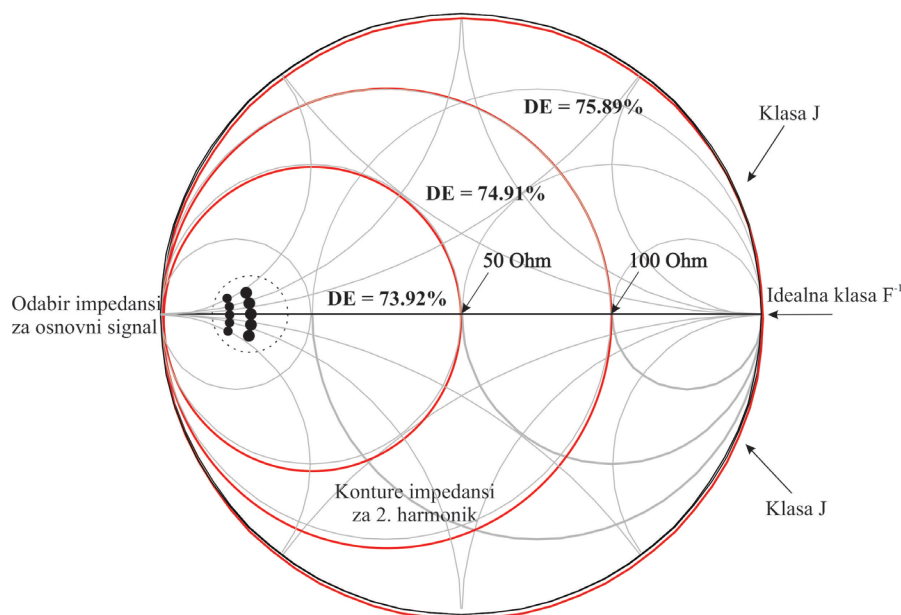
Varijacijom parametara μ i ζ dobijaju se tri moguće varijante PA klase F^{-1} [37]:

1) *Standardna klasa F^{-1}* (impedansa $2h$ je otvoreno kolo): Kada su parametri $\mu = \zeta = 0$, svi imaginarni delovi su jednaki nuli, kao i realni deo struje opterećenja 2. harmonika.

2) *Reaktivna kontinualna klasa F^{-1}* (impedansa $2h$ je reaktivna): Zadržavajući $\mu=0$ i menjajući parametar ζ , opterećenje 2. harmonika je reaktivno i varira po obodu *Smith*-ovog dijagrama počevši od otvorenog kola, dok impedansa osnovnog signala varira po krugu konstantne susceptanse. Za ovaj mod rada je potrebno da se parametar ζ menja u opsegu -1 i 1 .

3) *Reaktivno-otporna kontinualna klasa F^{-1}* (impedansa $2h$ je kompleksna veličina): Kao što je do sada prikazano, uprkos reaktivnoj varijaciji osnovne impedanse, ako se pravilno podesi impedansa 2. harmonika posmatrano na *Smith*-ovom dijagramu, mogu se postići optimalna vrednost P_{iz} i PAE klase F^{-1} . Kada se radi o realnim PA, nije moguće realizovati idealna kola za prilagođenje sa koeficijentom refleksije jednakim jedinici na frekvenciji 2. harmonika, što znači da se ova impedansa ne može održavati kao savršeno otvoreno kolo. Kada se menja ζ i uključuje parametar $\mu \neq 0$, ostvaruje se novi dizajn koji su autori nazvali reaktivno-otporni kontinualni režim klase F^{-1} (ili prošireni kontinualni režim klase F^{-1}), gde se opterećenja osnovnog signala i 2. harmonika sada mogu nalaziti unutar *Smith*-ovog dijagrama, tj. imati i realnu i reaktivnu komponentu.

Slika 2.12 ilustruje oblasti konstantne efikasnosti na *Smith*-ovom dijagramu, kao i mogućnosti odabira odgovarajućih impedansi za osnovni signal i 2. harmonik sa ciljem da se ostvari željena efikasnost [38]. Sa slike se može uočiti da se efikasnost PA veoma malo menja za veoma široku oblast izbora vrednosti impedanse 2. harmonika.



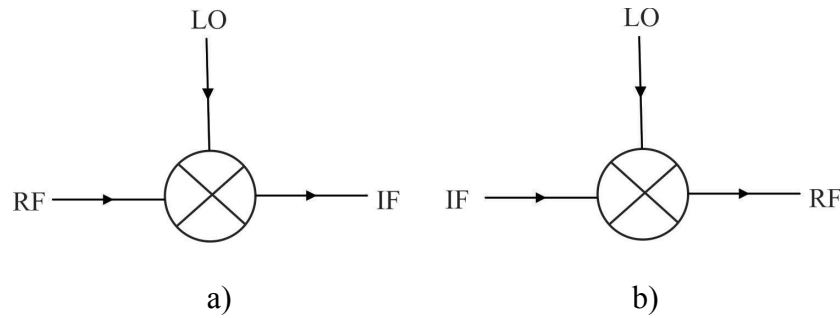
Slika 2.12 Analiza efikasnosti PA u zavisnosti od impedansi za osnovni signal i 2. harmonik na *Smith*-ovom dijagramu

Poslednji slučaj, u kome se postiže reaktivno-otporna kontinualna inverzna klasa F, gde je moguće unutar *Smith*-ovog dijagrama birati odgovarajuće impedanse za osnovni signal i 2. harmonik i time obezbediti što bolje P_{iz} , efikasnost i pojačanje, je od velikog značaja kada su u pitanju istraživanja predstavljena u ovoj disertaciji. Pojačavači na kojima se primenjuju linearizacioni postupci koji koriste signale na frekvencijama 2. harmonika koriste filtre propusnike opsega (POF) za ubacivanje signala za linearizaciju, ili koriste kola za prilagođenje (KP), projektovana na frekvencijama 2. harmonika, koja operećuju izlaz tranzistora PA. U cilju da takva kola ne utiču na smanjenje P_{iz} korisnog signala i efikasnost projektovanih PA koji se linearizuju iskorišćena je pomenuta analiza impedansi 2. harmonika koja se bira iz oblasti konstantne zadovoljavajuće vrednosti efikasnosti unutar *Smith*-ovog dijagrama. U literaturi se mogu pronaći postupci gde se takođe koriste kompleksne impedanse harmonika za povećanje efikasnosti i linearnosti PA [72-74].

2.2 MEŠAČI

Sposobnost transliranja frekvencijskog opsega iz jednog dela frekvencijskog spektra u drugi je bitna funkcija u skoro svim sistemima iz radio i mikrotalasnog frekvencijskog opsega, bilo da se radi o predajnicima, prijemnicima ili opremi za testiranje. Funkciju transliranja frekvencije, poznatu i kao „mešanje“, izvodi kolo koje se naziva mešač. Mešač je kolo sa tri porta (dva ulaza i jedan izlaz) koji generiše signale na izlazu čije su frekvencije jednake zbiru i razlici dve ulazne frekvencije i njihovih harmonika. Upotreba mešača je široko rasprostranjena u komunikacijama, radarskim i instrumentacionim sistemima [39].

Konverzija nadole (*downconversion*) se odnosi na slučaj kada se ulazni RF signal pomeša sa visokofrekventnim signalom lokalnog oscilatora (*Local Oscillator* – LO), pri čemu se oba pomenuta signala nalaze u sličnom frekvencijskom opsegu, da bi se dobio izlazni signal međufrekvencije (*Intermediate Frequency* – IF). Proces konverzije nagore (*upconversion*) odnosi se na slučaj kada je na ulazu signal međufrekvencije (IF signal) i meša se sa visokofrekventnim LO signalom kako bi se proizveo visokofrekventni RF izlazni signal. Odgovarajući izlazni signali su proizvod LO signala i odgovarajućih ulaznih signala. Konverzija frekvencije nadole se normalno primenjuje u prijemnicima, dok se konverzija nagore tipično primenjuje u predajnicima. Simbol mešača, kada se primenjuje u režimima nadole i nagore, prikazan je na Slici 2.13 [39].



Slika 2.13 Simbol mešača pri konverziji frekvencije: a) nadole i b) nagore

Mešači se opisuju kao „nelinearni“ sklopovi jer generišu frekvencijske komponente na izlazu koje zauzimaju drugačiji deo frekvencijskog spektra u odnosu na ulazne signale, pri čemu koriste nelinearne uređaje za izvršenje operacija mešanja, kao što će biti opisano ukratko. Mešači se takođe mogu smatrati linearnim sklopovima u smislu da je odnos između amplituda i faza ulaznog i izlaznog signala linearan u određenom radnom opsegu, iako su pomerene u frekvenciji.

Idealni mešač je analogni množak signala u vremenskom domenu. Drugim rečima, odnos napona signala u vremenskom domenu za slučaj sa Slike 2.13a) se može opisati izrazom [39]:

$$v_{IF} = v_{RF}v_{LO}. \quad (2.27)$$

Efekat ovog množenja u vremenskom domenu je transliranje celokupnog spektra RF signala iz jednog u drugi opseg u frekvencijskom domenu. To se može demonstrirati tako što će v_{RF} i v_{LO} biti predstavljeni kao kosinusni signali amplitude V i ugaone frekvencije ω na sledeći način:

$$v_{IF} = V_{RF}\cos(\omega_{RF}t)V_{LO}\cos(\omega_{LO}t), \quad (2.28)$$

što je jednako:

$$v_{IF} = \frac{V_{RF}V_{LO}}{2} [\cos(\omega_{RF} + \omega_{LO})t + \cos(\omega_{RF} - \omega_{LO})t]. \quad (2.29)$$

Rezultujući signal u jednačini (2.29) sadrži dve frekvencijske komponente, na $(\omega_{RF} + \omega_{LO})$ i $(\omega_{RF} - \omega_{LO})$, koje predstavljaju sumu i razliku frekvencija. Kod mešača za konverziju nadole od interesa je frekvencija razlike $(\omega_{RF} - \omega_{LO})$, koja je niža od frekvencija ω_{RF} i ω_{LO} . Kod mešača za konverziju nagore bitna je frekvencija zbira, $(\omega_{RF} + \omega_{LO})$ koja je veća od ω_{RF} i ω_{LO} . U oba slučaja neželjena frekvencijska komponenta se uklanja na izlazu mešača pomoću filtriranja [39].

Kod mešača za konverziju nadole, RF ulazni signal je obično male amplitude u poređenju sa amplitudom LO signala. Kada se mešač koristi za konverziju nagore, ulazni signal je IF signal, koji je slične amplitude kao LO signal. Ove razlike imaju uticaj na topologiju i performanse mešača, o čemu će biti reči kasnije u ovom poglavlju.

Mešači se mogu klasifikovati u dva tipa: pasivni i aktivni. Suštinska razlika ogleda se u tome što aktivni mešači koriste tranzistore kao primarne aktivne elemente i zbog toga mogu da pruže pozitivno pojačanje signala, pored svoje primarne funkcije translacije frekvencije. Sa druge strane, pasivni mešači obično koriste samo diode i zbog toga ih karakteriše konverzioni gubitak [39].

Pasivni mešači se mogu klasifikovati kao jednostruki balansni ili dvostruki balansni mešači. Dvostruki balansni mešači imaju prednost u boljoj linearnosti i suzbijanju neželjenih proizvoda (npr. parnog reda proizvoda LO i RF ulaza), na račun veće složenosti kola.

Aktivni mešači su u mogućnosti da obezbede pozitivno konverziono pojačanje, pored funkcije mešanja. Najčešći oblik topologije aktivnog mešača koristi *Gilbert*-ov ćelijski analogni multiplikator. *Gilbert*-ovi ćelijski mešači se široko koriste, posebno u monolitnim mikrotalasnim integrisanim kolima – MMIC (*Monolithic Microwave Integrated Circuit*), i mogu koristiti bipolarne – BJT (*Bipolar Junction Transistor*) ili tranzistore sa efektom polja – FET (*Field-Effect Transistor*) [39].

Za potrebe ove disertacije biće detaljnije analizirani aktivni mešači sa akcentom na model *Gilbert*-ovog mešača.

2.2.1 Karakteristike mešača

U osnovne karakteristike mešača spadaju konverziono pojačanje, izolacija, dinamički opseg, presečna tačka 3. reda (IP3) i faktor šuma.

2.2.1.1 Konverziono pojačanje

Konverziono pojačanje (ili gubitak) mešača definisan je kao odnos snage izlaznog signala u odnosu na snagu ulaznog signala. U slučaju mešača sa konverzijom nadole, željeni izlazni signal je IF, a ulazni signal RF. U slučaju mešača sa konverzijom nagore, željeni izlazni signal je RF, a ulazni signal je IF. LO snaga nije uključena u proračune konverzionog pojačanja. Ako su ulazna impedansa i impedansa opterećenja mešača jednake impedansi

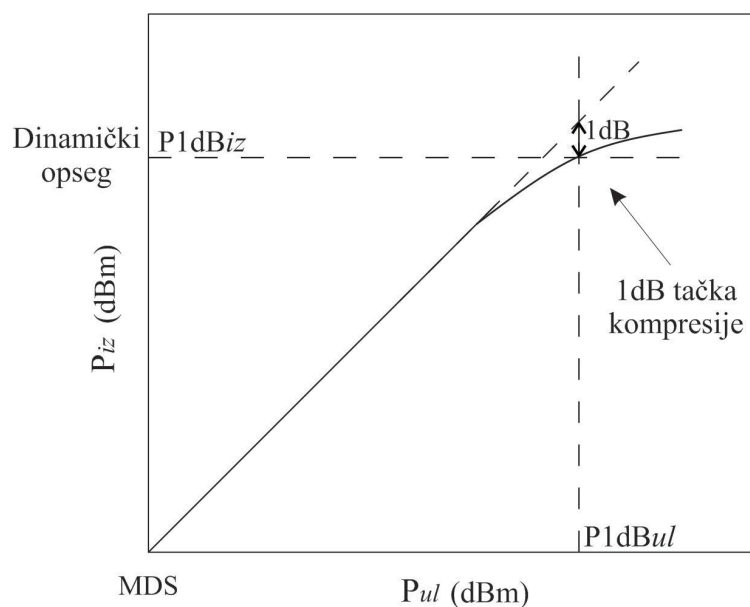
izvora, tada će konverziono pojačanje napona i konverziono pojačanje snage mešača (u dB) biti isto. Konverziono pojačanje takođe zavisi od prilagođenja impedanse na ulaznom i izlaznom portu (tj. zavisi od prenosa snage na tim priključcima). Iako snaga LO signala nije uključena pri izračunavanju konverzionog pojačanja, nivo LO signala će ipak uticati na konverziono pojačanje. Konverziono pojačanje tipičnog aktivnog mešača je približno +10 dB, dok je gubitak pri konverziji tipičnog pasivnog (diodnog) mešača približno -6 dB [39].

2.2.1.2 Izolacija

Izolacija je mera količine „curenja“ ili „prolaska“ signala između portova mešača, posebno curenje LO signala, jer je ono najveće. Obično izolacija mešača ima tendenciju da se pogoršava sa frekvencijom zbog nesavršenosti kola, poput nebalansnosti u transformatorima, kapacitivne neravnoteže između dioda i drugih parazitnih efekata [39].

2.2.1.3 Dinamički opseg

Dinamički opseg (*Dinamic Range* – DR) se definiše kao opseg nivoa ulazne snage u kojem je izlazna snaga linearno proporcionalna ulaznoj snazi. Konstanta proporcionalnosti je konverzioni gubitak ili konverziono pojačanje mešača. Donja granica DR-a postavljena je nivoom šuma koji definiše minimalni signal (*Minimum Detectable Signal* – MDS) koji se može detektovati.

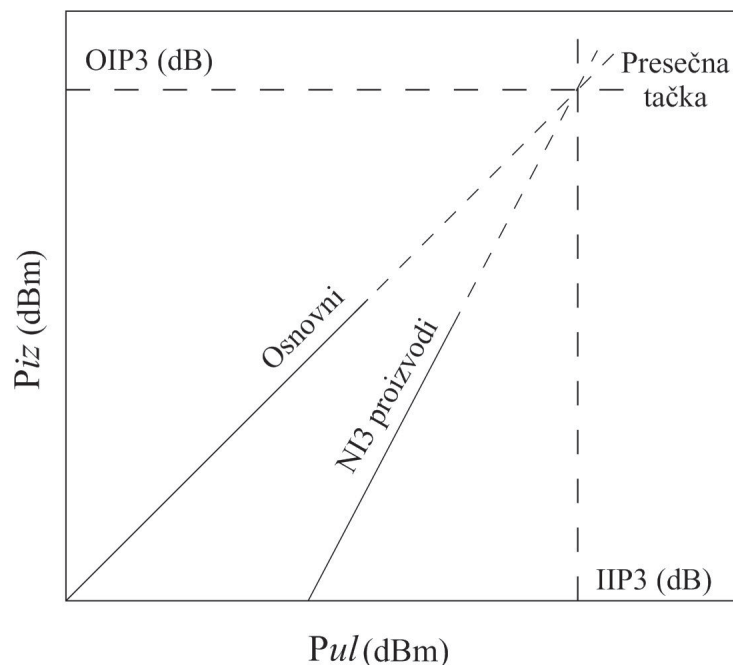


Slika 2.14 1dB tačka kompresije i dinamički opseg mešača

Kako se P_{ul} povećava, dolazi se do tačke kada P_{iz} više ne može da se linearno povećava sa P_{ul} . U nekom trenutku pojačanje sistema odstupa od linearnog odnosa za -1 dB i ta tačka se naziva 1dB tačka kompresije. Ova tačka kompresije se obično koristi za definisanje gornje granice linearnog područja. Zbog toga se dinamički opseg sistema može definisati kao razlika snage od MDS-a do 1dB tačke kompresije. To se može definisati u funkciji P_{ul} ili P_{iz} . Slika 2.14 pokazuje kako se definiše DR u zavisnosti od odnosa između P_{ul} i P_{iz} [39].

2.2.1.4 Presečna tačka 3. reda: IP3

Presečna tačka 3. reda (IP3) je nivo ulazne (ili izlazne) snage na kome su nelinearni intermodulacioni (NI) proizvodi, nastali usled nelinearnosti 3. reda, jednaki željenom signalu. Presečna tačka je teorijski koncept koji se ne može direktno meriti u praksi. To je zato što se nalazi daleko iznad nivoa zasićenja aktivnih sklopova i, u većini slučajeva, iznad njihovog praga oštećenja. Iako nije praktično merljiva, vrednost definisanja IP3 tačke leži u tome što je ona mera (*figure of merit*) izobličenja na nižim nivoima snage. IP3 tačka se može definisati na ulaznom ili izlaznom portu, kao što je prikazano na Slici 2.15 [39].



Slika 2.15 Presečna tačka 3. reda (IP3)

U upotrebi su dve različite definicije presečne tačke [39]:

- ⇒ *Na osnovu harmonika*: Sklop se testira pomoću jednog ulaznog tona (prostoperiodičnog sinusnog ili kosinusnog signala). Nelinearni proizvodi nastali usled nelinearnosti n . reda pojavljuju se na frekvencijama n . harmonika ulaznog tona.
- ⇒ *Na osnovu NI proizvoda*: Sklop se pobuđuje sa dva sinusoidna tona sa malom razlikom u frekvenciji. NI proizvodi n . reda tada se pojavljuju na frekvencijama koje su n puta veće od razmaka frekvencija ulaznih tonova. Ovo je pristup koji se najčešće koristi.

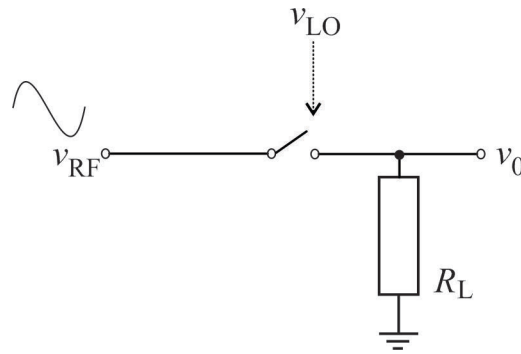
Presečna tačka dobija se grafički crtanjem P_{iz} u zavisnosti od P_{ul} na logaritamskim skalama (tj. obe skale za P_{ul} i P_{iz} su u dBm). U tom slučaju je funkcija $y = x^n$ prava linija sa nagibom n . Prema tome, linearno pojačani signal pokazaće nagib vrednosti 1. Nelinearni proizvod 3. reda imaće nagib 3 i tako dalje. Obe krive možemo nacrtati kako što je prikazano na Slici 2.15. Dve ravne linije su ekstrapolirane izvan njihovih normalnih linearnih opsega (tj. izvan 1 dB tačke kompresije) do tačke u kojoj se seku. Ovo je presečna tačka 3. reda, koja se može očitati sa P_{ul} ili P_{iz} ose, što se označava kao ulazna presečna tačka (IIP3), odnosno izlazna presečna tačka (OIP3). Razlika između nivoa snage ulazne i izlazne presečne tačke je usled konverzionog pojačanja mešača.

2.2.1.5 Faktor šuma

Šum koji stvaraju mešači će takođe biti konvertovan nadole ili nagore u različiti frekvencijski opseg. Za pasivne mešače, gde nema pojačanja, već samo gubitaka, vrednost faktora šuma je približno jednaka gubicima mešača. Aktivni mešači obično pokazuju veću vrednost šuma od pasivnih mešača pošto same aktivne komponente unose dodatni šum, što je i očekivano kada se upoređuje bilo koje aktivno kolo sa pasivnim [39].

2.2.2 Osnovni principi rada mešača

Najjednostavniji jednostruki balansni mešač (*Single Balanced Mixer* – SBM) može se modelovati kao elektronski prekidač koji se kontroliše pomoću LO signala, kao što je prikazano na Slici 2.16 [39].

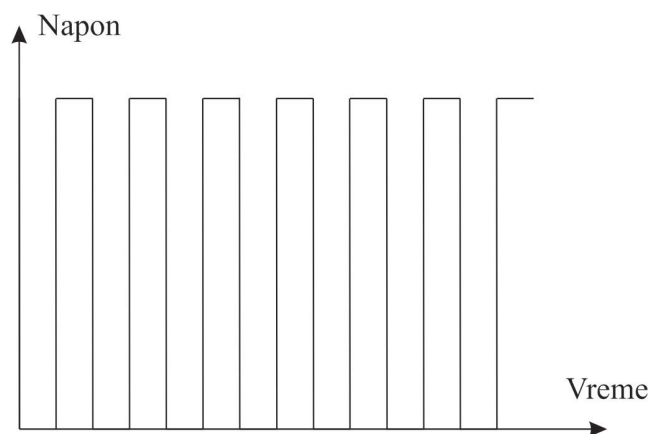


Slika 2.16 Ekvivalentno kolo jednostruko balansnog mešača

Prekidač se zatvara tokom pozitivnih poluciklusa LO signala i otvara tokom negativnih poluciklusa, što rezultira prekidačkim talasnim oblikom LO signala izgleda kao na Slici 2.17. LO prekidački talasni oblik može biti predstavljen impulsnom prekidačkom funkcijom, $S(v_{LO})$, koja je definisana sa [39]:

$$S(v_{LO}) = \begin{cases} 1, & \text{ako je } v_{LO} \geq 0 \\ 0, & \text{ako je } v_{LO} < 0. \end{cases} \quad (2.30)$$

Predstavljanje funkcije $S(v_{LO})$ pomoću *Fourier*-ovog niza dato je u jednačini (2.31) i sastoji se od DC člana i svih neparnih harmonika LO frekvencije, koji opadaju u amplitudi sa $1/n$. Pozitivni DC član u jednačini (2.31) je prosečna vrednost $S(v_{LO})$ i uvek je pozitivna vrednost jer kvadratni talasni oblik na Slici 2.17 nikada ne ide ispod nule jer predstavlja otvaranje i zatvaranje virtuelnog prekidača, prema Slici 2.16 [39].



Slika 2.17 LO prekidački talasni oblik jednostruko balansnog mešača

$$S(v_{LO}) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(\sin(n\pi/2))}{n} \cos(n\omega_{LO}t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cos(\omega_{LO}t) - \frac{2}{3\pi} \cos(3\omega_{LO}t) + \dots \quad (2.31)$$

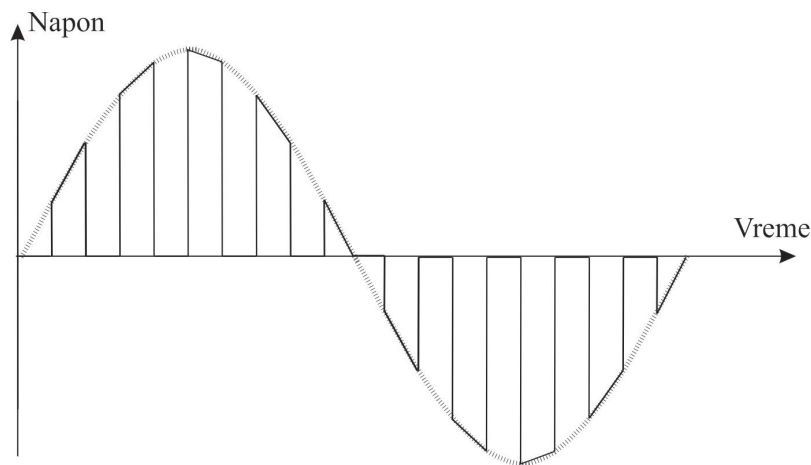
Izlazni napon koji se javlja preko otpornosti opterećenja, R_L , proizvod je v_{RF} i $S(v_{LO})$, kao što sledi:

$$v_o = v_{RF} S(v_{LO}) = \frac{v_{RF}}{2} + \frac{2}{\pi} v_{RF} \cos(\omega_{LO} t) - \frac{2}{3\pi} v_{RF} \cos(3\omega_{LO} t) + \dots \quad (2.32)$$

Ako se postavi da je $v_{RF} = V_{RF} \cos(\omega_{RF} t)$ i uzme u obzir samo prvi i drugi član jednačine (2.32), pod pretpostavkom da će svi članovi višeg reda biti uklonjeni filtriranjem, može se napisati:

$$\begin{aligned} v_o &= \frac{V_{RF} \cos(\omega_{RF} t)}{2} + \frac{2}{\pi} V_{RF} \cos(\omega_{RF} t) \cos(\omega_{LO} t) = \\ &= \frac{V_{RF} \cos(\omega_{RF} t)}{2} + \frac{1}{\pi} V_{RF} [\cos[(\omega_{LO} + \omega_{RF}) t] + \cos[(\omega_{LO} - \omega_{RF}) t]]. \end{aligned} \quad (2.33)$$

Izlazni talasni oblik se stoga sastoji od frekvencijske komponente ugaone frekvencije ω_{RF} i amplitude $(V_{RF}/2)$ plus dve frekvencijski translirane verzije RF signala, centrirane na $(\omega_{RF} - \omega_{LO})$ i $(\omega_{RF} + \omega_{LO})$, obe iste amplitude (V_{RF}/π) . Ako se odabere $\omega_{LO} > \omega_{RF}$, rezultujući izlazni napon, V_o , razvijen preko opterećenja R_L , ima talasni oblik prikazan na Slici 2.18 [39].

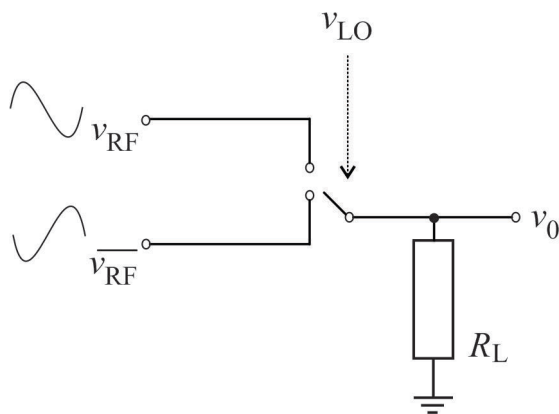


Slika 2.18 Izlazni talasni oblik jednostruko balansnog mešača

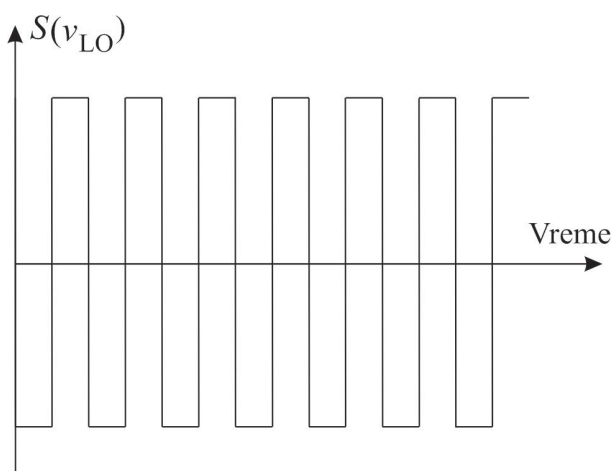
Nasuprot tome, dvostruki balansni mešač (*Doubled Balanced Mixer* – DBM) se može modelovati prema prekidačkom kolu na Slici 2.19. U ovom slučaju, naizmenični poluciklusi LO signala se koriste za izbor između dva položaja dvopolnog prekidača. Kada je prekidač u gornjem položaju, prekidač prenosi RF signal na izlaz. Kada je prekidač u donjem položaju, na izlaz se prenosi invertovana verzija RF signala.

U ovom slučaju, LO prekidački talasni oblik prikazan je na Slici 2.20, i može se predstaviti novom funkcijom $S(v_{LO})$ [39]:

$$S(v_{LO}) = \begin{cases} 1, & \text{ako je } v_{LO} \geq 0 \\ -1, & \text{ako je } v_{LO} < 0. \end{cases} \quad (2.34)$$



Slika 2.19 Ekvivalentno kolo dvostruko balansnog mešača



Slika 2.20 LO prekidački talasni oblik dvostruko balansnog mešača

Prikaz *Fourier*-ovog niza funkcije $S(v_{LO})$ na Slici 2.20 dat je u jednačini (2.35) i sastoji se od svih neparnih harmonika LO frekvencije, koji se smanjuju sa $1/n$. Za razliku od talasnog oblika SBM u jednačini (2.31), talasni oblik sa Slike 2.20 je simetričan oko nule i, prema tome, u jednačini (2.35) nema DC člana [39].

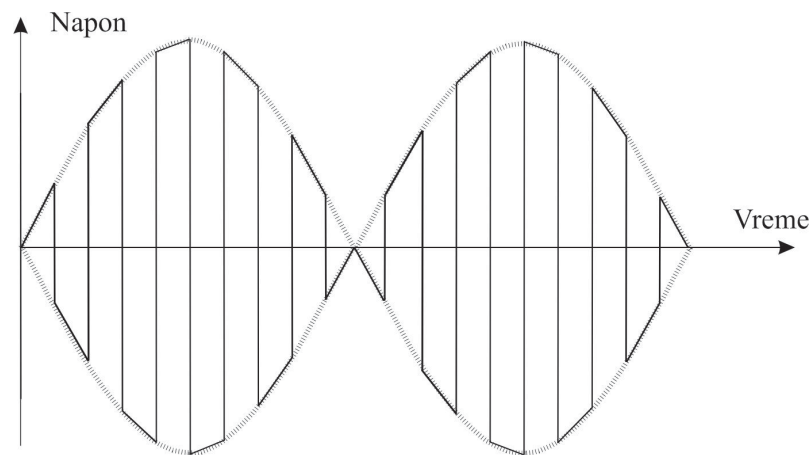
$$S(v_{LO}) = \frac{4}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(n\pi/2)}{n} \cos(n\omega_{LO}t) = \frac{4}{\pi} \cos(\omega_{LO}t) - \frac{4}{3\pi} \cos(3\omega_{LO}t) + \dots \quad (2.35)$$

Dobijeni izlazni napon, V_o , razvija se preko opterećenja R_L i ima talasni oblik prikazan na Slici 2.21. Ovaj talasni oblik predstavlja proizvod v_{RF} i $S(v_{LO})$, kao što sledi:

$$v_o = v_{RF} S(v_{LO}) = \frac{4}{\pi} v_{RF} \cos(\omega_{LO} t) - \frac{4}{3\pi} v_{RF} \cos(3\omega_{LO} t) + \dots \quad (2.36)$$

Kao i u slučaju SBM-a, postavlja se da je $v_{RF} = V_{RF} \cos(\omega_{RF} t)$ i razmatraju se samo prvi i drugi član jednačine (2.36), pod pretpostavkom da će svi članovi višeg reda biti uklonjeni filtriranjem. Tako da se može napisati:

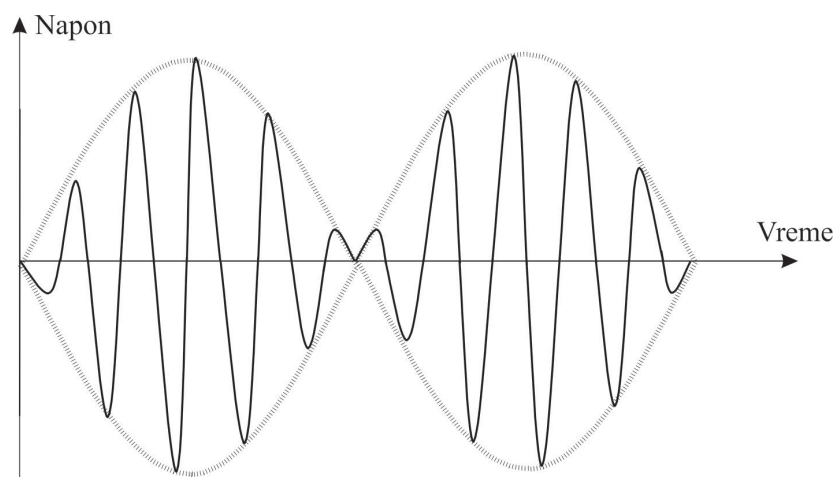
$$v_o = \frac{4}{\pi} V_{RF} \cos(\omega_{RF} t) \cos(\omega_{LO} t) = \frac{2}{\pi} V_{RF} \left[\cos[(\omega_{RF} + \omega_{LO})t] + \cos[(\omega_{RF} - \omega_{LO})t] \right]. \quad (2.37)$$



Slika 2.21 Izlazni talasni oblik dvostrukog balansnog mešača

Izlazni talasni oblik se stoga sastoji od dve frekvencijski translirane verzije RF signala, jedne centrirane na $(\omega_{RF} - \omega_{LO})$ i druge na $(\omega_{RF} + \omega_{LO})$, obe sa amplitudom $(2V_{RF}/\pi)$. Kod dvostruko balansnog mešača se ne pojavljuje komponenta RF signala na izlazu, kao što je bilo u slučaju SBM-a. Nakon filtriranja pomoću NF filtra, izlazni talasni oblik izgleda kao na Slici 2.22 [39].

Osim što se RF signal ne prenosi na izlaz mešača, druga prednost dvostruko balansne topologije mešača u odnosu na jednostruko balansnu topologiju je dvostruko povećanje naponskog konverzionog pojačanja, što se direktno može pripisati upotrebi diferencijalnog LO signala na ulazu. Ovo se može potvrditi poređenjem jednačine (2.33) sa jednačinom (2.37). Konverziono pojačanje „teoretskog“ DBM-a je $2/\pi$ (≈ -4 dB) u poređenju sa $1/\pi$ (≈ -10 dB) za slučaj SBM-a [39].



Slika 2.22 Izlazni talasni oblik dvostrukog balansnog mešača nakon filtriranja

2.2.3 Aktivni mešači

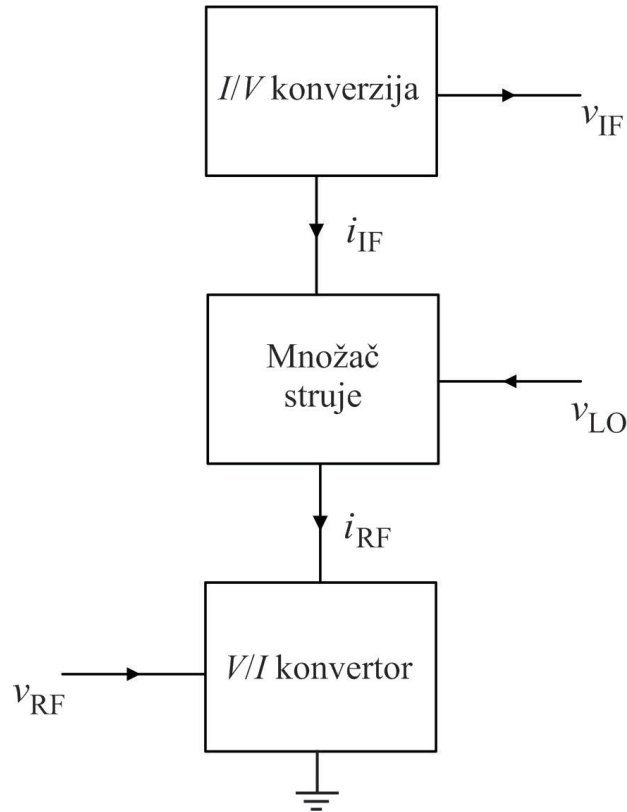
Aktivni mešači se mogu projektovati pomoću tranzistora (BJT ili FET) koji obezbeđuju konverziono pojačanje, kao i poboljšanje drugih performansi mešača. Odsustvo transformatora čini tranzistorske aktivne mešače pogodnijim za MMIC primenu. Prilikom upotrebe tranzistora kao aktivnih elemenata, funkcija mešanja sastoji se od množenja jednog signala drugim u vremenskom domenu. Ovaj postupak obično uključuje pretvaranje napona RF signala u struju, a zatim pretvaranje rezultujuće struje IF signala nazad u napon [39].

Na Slici 2.23 dat je prikaz koncepta osnovnih blokova jednog aktivnog mešača nadole zasnovanog na tranzistorima. Funkcija konverzije V/I obično se izvodi naponski kontrolisanim izvorom struje, dok se funkcija konverzije I/V može izvršiti jednostavno pomoću otpornih opterećenja [39].

2.2.3.1 Aktivni jednostruki balansni mešač koji koristi BJT

Na Slici 2.24 prikazana je osnovna topologija kola aktivnog SBM zasnovana na diferencijalnom paru BJT-a, Q_1 i Q_2 , napajanog tranzistorom Q_3 . Strujni izvor, tranzistor Q_3 , određuje ukupnu struju u gornja dva tranzistora, koji se zatim nadmeću za deo ove struje. Kako je ukupna struja fiksirana sa Q_3 , veća struja u Q_1 znači manju struju u Q_2 , i obrnuto, što predstavlja i diferencijalni rad ovog kola. Otporna opterećenja, R_L , pretvaraju kolektorske struje u napone. Pojačanje diferencijalnog para zavisi od provodnosti ili strujnog pojačanja g_m , dva tranzistora, što zavisi od njihove kolektorske struje, i_C , prema $g_m = i_C / V_T$, gde V_T

predstavlja termički napon. Kolo sa Slike 2.24 se stoga može koristiti kao mešač kada je struja u Q_3 tranzistoru modulirana naponom RF signala. LO signal se primenjuje kao diferencijalni napon na baze Q_1 i Q_2 , a IF signal se uzima kao diferencijalni napon na kolektorima Q_1 i Q_2 tranzistora. Otpornost, R_c , dodaje se strujnom izvoru kao redna povratna sprega radi poboljšanja njegove linearnosti [39].



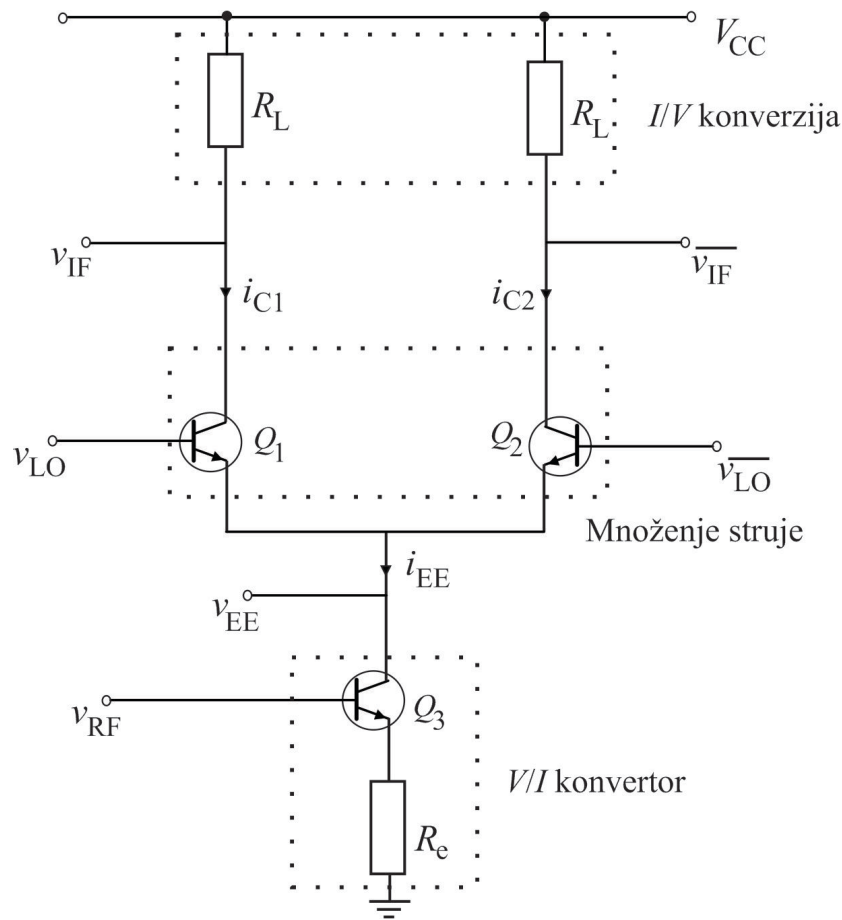
Slika 2.23 Blok šema aktivnog mešača

Tranzistorske kolektorske struje, i_{C1} i i_{C2} , sastoje se od DC komponente i komponente željenog signala. Za potrebe ove analize biće zanemarene DC komponente i samo će biti razmatrane komponente signala bilo kojih napona i struja, koje će biti predstavljene malim slovima v i i , respektivno. Pod pretpostavkom da dva tranzistora, Q_1 i Q_2 , na Slici 2.24 imaju identične strujno-naponske karakteristike, odnosi između malih struja kolektora i napona baza-emitor Q_1 i Q_2 tranzistora su sledeći [39]:

$$i_{C1} = I_S e^{(v_{BE1}/V_T)}, \quad (2.38)$$

$$i_{C2} = I_S e^{(v_{BE2}/V_T)}. \quad (2.39)$$

gde je I_S struja zasićenja, a V_T termički napon definisan kao $V_T = kT/q \approx 26$ mV na sobnoj temperaturi (oko $T = 290$ K).



Slika 2.24 Aktivni balansni mešač koji koristi BJT

Alternativno se može napisati:

$$v_{BE1} = V_T \ln \left(\frac{i_{C1}}{I_S} \right), \quad (2.40)$$

$$v_{BE2} = V_T \ln \left(\frac{i_{C2}}{I_S} \right). \quad (2.41)$$

Napon u tački zajedničkog emitora, v_{EE} , na Slici 2.24 dat je sa:

$$v_{EE} = v_{LO} - v_{BE1} = \overline{v_{LO}} - v_{BE2}. \quad (2.42)$$

Iz prethodne jednačine sledi:

$$\overline{v_{LO}} - v_{LO} = v_{BE1} - v_{BE2}, \quad (2.43)$$

gde je $v_{LO} - \overline{v_{LO}}$ diferencijalni napon ulaznog LO signala, Δv_{LO} , pa primenom jednačine (2.38) može se napisati:

$$\Delta v_{LO} = v_{LO} - \overline{v_{LO}} = V_T \ln\left(\frac{i_{C1}}{I_S}\right) - V_T \ln\left(\frac{i_{C2}}{I_S}\right), \quad (2.44)$$

$$\Delta v_{LO} = V_T \ln\left(\frac{i_{C1}}{i_{C2}}\right). \quad (2.45)$$

Sledi:

$$\left(\frac{i_{C1}}{i_{C2}}\right) = e^{(\Delta v_{LO}/V_T)}. \quad (2.46)$$

Za većinu mikrotalasnih tranzistora strujno pojačanje je visoko, zbog toga se obično može zanemariti struja baze, tako da je $i_E \approx i_C$. Prema tome, sa Slike 2.24 se može napisati:

$$i_{EE} = i_{C1} + i_{C2}, \quad (2.47)$$

Kombinujući jednačine (2.46) i (2.47), sada se mogu zapisati kolektorske struje Q_1 i Q_2 sa Slike 2.24 u zavisnosti od Δv_{LO} i i_{EE} kao:

$$i_{C1} = \frac{i_{EE}}{1 + e^{(-\Delta v_{LO}/V_T)}}, \quad (2.48)$$

$$i_{C2} = \frac{i_{EE}}{1 + e^{(\Delta v_{LO}/V_T)}}. \quad (2.49)$$

Razlika između dve kolektorske struje sada se može zapisati na sledeći način:

$$\Delta i_{IF_2} = i_{C1} - i_{C2} = i_{EE} \left(\frac{1}{1 + e^{(-\Delta v_{LO}/V_T)}} - \frac{1}{1 + e^{(\Delta v_{LO}/V_T)}} \right). \quad (2.50)$$

Što se može zapisati i kao:

$$\Delta i_{IF_2} = i_{EE} \left(\frac{e^{(\Delta v_{LO}/V_T)} - e^{(-\Delta v_{LO}/V_T)}}{e^{(\Delta v_{LO}/V_T)} + e^{(-\Delta v_{LO}/V_T)}} \right). \quad (2.51)$$

Jednačina (2.51) može se lepše izraziti korišćenjem definicije funkcije hiperboličkog tangensa (tanh), koja je definisana kao:

$$\tanh(x) = \frac{e^x - e^{-x}}{e^x + e^{-x}}. \quad (2.52)$$

Jednačina (2.50) se sada može zapisati kao:

$$\Delta i_{IF_{12}} = i_{EE} \tanh\left(\frac{\Delta v_{LO}}{2V_T}\right). \quad (2.53)$$

Sada, ako se pretpostavi da je struja emitora i_{EE} modulirana pomoću v_{RF} , kao što je prikazano na Slici 2.24, može se zameniti jednostavan izraz i_{EE} u jednačini (2.53) sa $(I_{EE0} + g_{m3}v_{RF})$ gde je I_{EE0} DC komponenta i g_{m3} je provodnost strujnog izvora tranzistora Q_3 . Sada se može napisati:

$$\Delta i_{IF_{12}} = (I_{EE0} + g_{m3}v_{RF}) \tanh\left(\frac{\Delta v_{LO}}{2V_T}\right). \quad (2.54)$$

Što se može proširiti na:

$$\Delta i_{IF_{12}} = I_{EE0} \tanh\left(\frac{\Delta v_{LO}}{2V_T}\right) + g_{m3}v_{RF} \tanh\left(\frac{\Delta v_{LO}}{2V_T}\right). \quad (2.55)$$

Ako se uzme u razmatranje *Maclaurin*-ova serijska ekspanzija $\tanh(x)$:

$$\tanh(x) = x - \frac{1}{3}x^3 + \frac{2}{15}x^5 - \frac{17}{315}x^7 + \frac{62}{2835}x^9 + \dots \quad (2.56)$$

Iz jednačine (2.56) se može pokazati da je $\tanh(x) \approx x$ za male vrednosti x (npr. za vrednosti do $x = 0.5$ dobija se $\tanh(x)/x > 0.92$). Tako se može aproksimirati \tanh u jednačini (2.55) pod pretpostavkom da su v_{RF} i v_{LO} mali (tj. manji od $V_T = 26$ mV na sobnoj temperaturi). Stoga je:

$$\Delta i_{IF_{12}} \approx I_{EE0} \left(\frac{\Delta v_{LO}}{2V_T}\right) + g_{m3} \left(\frac{\Delta v_{LO}v_{RF}}{2V_T}\right). \quad (2.57)$$

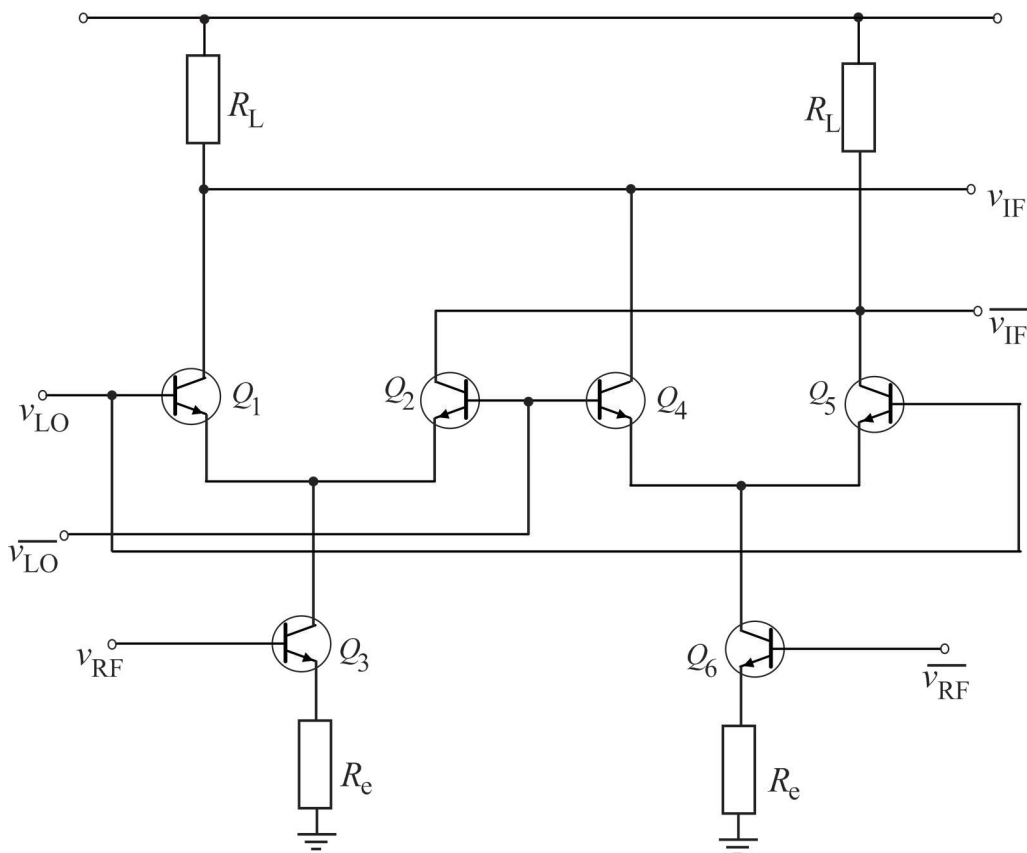
Prvi član u jednačini (2.57) predstavlja LO komponentu curenja, koja je proporcionalna DC struji, dok drugi izraz sadrži član proizvoda koji je od interesa, $(\Delta v_{LO}v_{RF})$.

SBM sa Slike 2.24 ima prednost u jednostavnosti i relativno niskom parametru šuma, jer je manje komponenata koje stvaraju šum nego kod dvostruko balansnog dizajna. S druge strane, direktno propuštanje komponenata na LO frekvenciji može predstavljati ozbiljan problem u nekim aplikacijama i predstavlja značajan nedostatak SBM topologije. Iako su ove

neželjene frekvencijske komponente obično na mnogo višoj frekvenciji od IF i zbog toga se mogu filtrirati, energija neželjenih signala može uticati na linearnost kola i prouzrokovati zasićenje sledećih nivoa složenijeg sklopa ili uređaja. Sledeći nedostatak SBM-a je taj što je RF ulaz jednostruki, nije uravnotežen, što ga čini podložnim šumovima i smetnjama [39].

2.2.3.2 Aktivni dvostruki balansni mešač: *Gilbert-ova ćelija*

Nedostaci jednostrukog balansnog mešača opisani u prethodnom odeljku mogu se prevazići dvostrukim balansnim mešačem i korišćenjem balansnog pobuđivanja RF signalom. To se može postići kombinovanjem dva pojedinačna balansna kola, jednog koje se pobuđuje sa v_{RF} i drugog koje se pobuđuje sa njegovim inverznim naponom $\overline{v_{RF}}$. Balansirani LO ulazi i IF izlazi se kombinuju povezivanjem odgovarajućih čvorova. Rezultujuće kolo poznato je kao *Gilbert-ova ćelija*, čija je osnovna topologija prikazana na Slici 2.25. Dva tranzistora koja su strujni izvori napajaju se balansnim RF signalom; tj. Q_3 pokreće v_{RF} , a Q_6 njegov inverzni signal, $\overline{v_{RF}}$ [39].



Slika 2.25 Topologija *Gilbert-ovog ćelijskog mešača*

Gilbert-ovu ćeliju možemo analizirati primenom SBM analize iz prethodnog odeljka kao polazne osnove. Drugi tranzistorski par na Slici 2.25, Q_4 , Q_5 , ima odziv signala sličan odzivu originalnog para, Q_1 , Q_2 , ali fazno pomeren za 180° , jer ovaj par pokreće invertovana verzija LO signala (u odnosu na pokretanje Q_1 i Q_2). Prema analogiji sa jednačinom (2.57), može se napisati [39]:

$$\overline{\Delta i_{IF45}} \approx I_{EE0} \left(\frac{\Delta v_{LO}}{2V_T} \right) - g_{m6} \left(\frac{\Delta v_{LO} v_{RF}}{2V_T} \right), \quad (2.58)$$

gde je u ovom slučaju $\Delta i_{IF45} = i_{C4} - i_{C5}$.

Ako se osigura da svi tranzistori koji se koriste imaju identične karakteristike, pa su vrednosti g_m u svim slučajevima jednake a posebno $g_{m3} = g_{m6}$ (to se može približno u praksi ostvariti ako je kolo projektovano u MMIC tehnologiji), diferencijalna IF izlazna struja kola na Slici 2.25 data je sa:

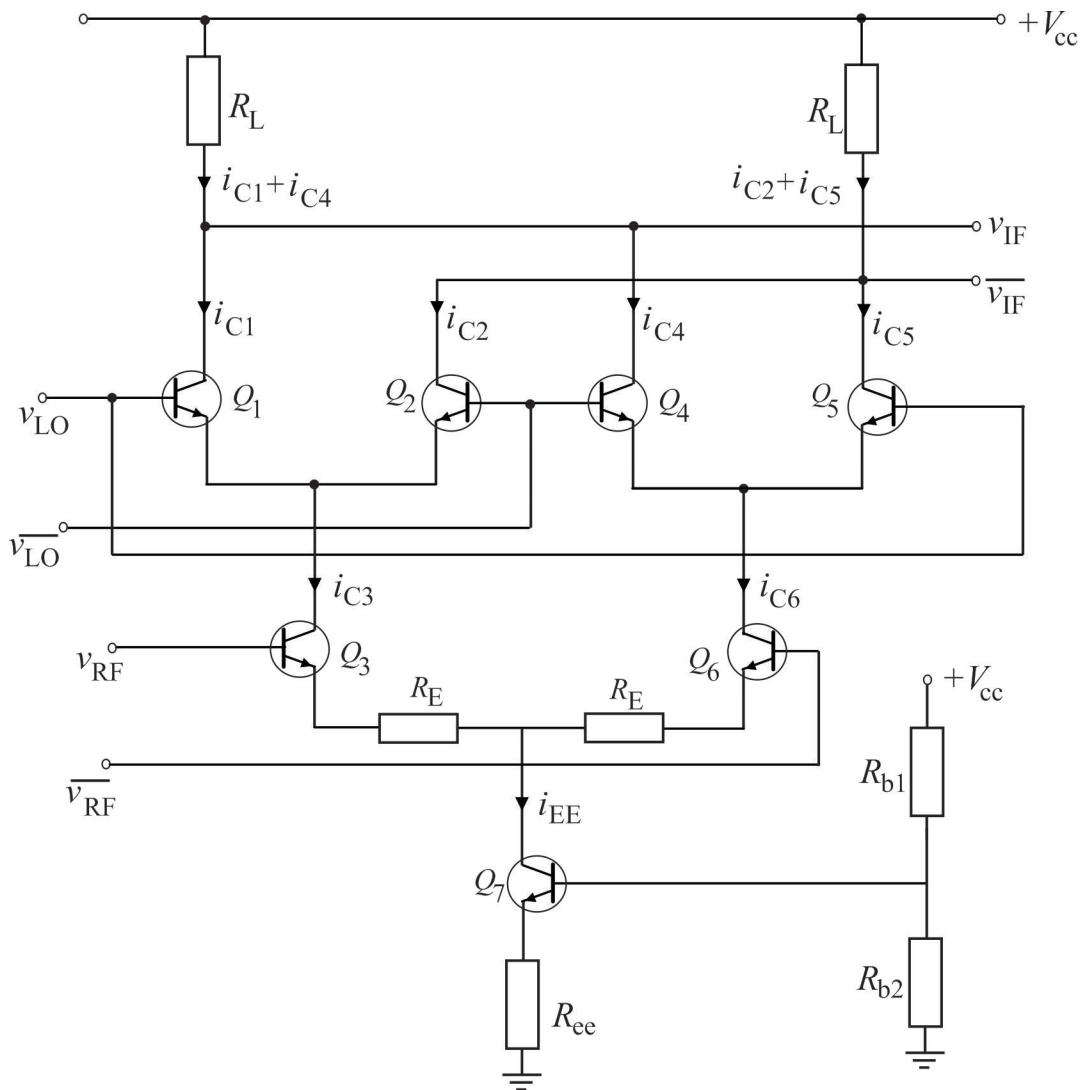
$$\Delta i_{IF} = \Delta i_{IF12} - \overline{\Delta i_{IF45}}, \quad (2.59)$$

$$\approx 2g_m v_{RF} \left(\frac{\Delta v_{LO}}{2V_T} \right) = \left(\frac{g_m}{V_T} \right) v_{LO} v_{RF}. \quad (2.60)$$

Gornje oduzimanje $\overline{i_{IF45}}$ od i_{IF12} ima za posledicu, na osnovu aproksimacije prvog reda, poništavanje zajedničkog člana koji sadrži nemodulisani v_{LO} signal, ostavljajući samo željeni proizvod $v_{LO} v_{RF}$. Tako je uklonjena IF komponenta koja je bila prisutna na izlazu SBM opisana jednačinom (2.55). To je primarni benefit upotrebe dvostruko balansirane topologije sa Slike 2.25.

Slika 2.26 prikazuje praktičnu implementaciju *Gilbert*-ove ćelije, tj. kako bi ona izgledala kada bi bila primenjena u MMIC obliku. Zajednička struja, I_{EE} , je postavljena kao fiksni strujni izvor Q_7 . Pojačanje dva diferencijalna pojačavača, formirana od Q_1 i Q_2 , i Q_4 i Q_5 , kontroliše se modulisanjem struje emitora preko tranzistora Q_3 i Q_6 . U normalnom radu, LO signal se diferencijalno primenjuje na bazu Q_1 i Q_5 (pozitivna faza) i Q_2 i Q_4 (negativna faza), dok se RF signal diferencijalno primenjuje na bazu Q_3 (pozitivna faza) i Q_6 (negativna faza). IF signal se uzima različito sa kolektora dva gornja para tranzistora. Još jedno poboljšanje primenjeno na *Gilbert*-ovu ćeliju na Slici 2.26 je dodavanje otpornika R_E koji se koriste u praktičnim kolima za poboljšanje linearnosti na račun određenog konverzionog

pojačanja. Efekat R_E je da smanji transkonduktansu donjih tranzistora, Q_3 i Q_6 , za faktor $1/(1+g_m R_E)$, usled delovanja lokalne povratne sprege [39].



Slika 2.26 Gilbert-ov ćelijski mešač implementiran pomoću BJT

Kolektorske struje gornjeg para tranzistora prikazane na Slici 2.26 i struje baze imaju oblik [39]:

$$i_{C1} = \frac{i_{C3}}{1 + e^{-v_{LO}/V_T}}, \quad (2.61)$$

$$i_{C2} = \frac{i_{C3}}{1 + e^{v_{LO}/V_T}}, \quad (2.62)$$

$$i_{C4} = \frac{i_{C6}}{1 + e^{v_{LO}/V_T}}, \quad (2.63)$$

$$i_{C5} = \frac{i_{C6}}{1 + e^{-v_{LO}/V_T}}. \quad (2.64)$$

Za donji par tranzistora, Q_3 i Q_6 , može se napisati:

$$i_{C3} = \frac{I_{EE}}{1 + e^{-v_{RF}/V_T}}, \quad (2.65)$$

$$i_{C6} = \frac{I_{EE}}{1 + e^{v_{RF}/V_T}}. \quad (2.66)$$

U slučaju donjeg para tranzistora I_{EE} je fiksna struja napajanja koju generiše Q_7 . Kombinujući jednačinu (2.61) i (2.62) sa (2.65), kao i jednačine (2.63) i (2.64) sa jednačinom (2.66), dobijaju se izrazi za kolektorske struje i_{C1} , i_{C2} , i_{C4} i i_{C5} u zavisnosti od napona ulaznog signala v_{RF} i v_{LO} .

$$i_{C1} = \frac{I_{EE}}{\left[1 + e^{-v_{LO}/V_T}\right] \left[1 + e^{-v_{RF}/V_T}\right]}, \quad (2.67)$$

$$i_{C2} = \frac{I_{EE}}{\left[1 + e^{-v_{RF}/V_T}\right] \left[1 + e^{v_{LO}/V_T}\right]}, \quad (2.68)$$

$$i_{C4} = \frac{I_{EE}}{\left[1 + e^{v_{LO}/V_T}\right] \left[1 + e^{v_{RF}/V_T}\right]}, \quad (2.69)$$

$$i_{C5} = \frac{I_{EE}}{\left[1 + e^{v_{RF}/V_T}\right] \left[1 + e^{-v_{LO}/V_T}\right]}. \quad (2.70)$$

Prema Slici 2.26 diferencijalna izlazna struja data je sa:

$$\Delta i_{IF} = (i_{C1} + i_{C4}) - (i_{C2} + i_{C5}). \quad (2.71)$$

Što može biti preuređeno u obliku:

$$\Delta i_{IF} = (i_{C1} - i_{C5}) - (i_{C2} - i_{C4}). \quad (2.72)$$

Primenjujući jednačinu (2.67) do (2.70) na jednačinu (2.72) i koristeći definiciju tanh, jednačina (2.70) se može napisati kao:

$$\Delta i_{IF} = I_{EE} \tanh\left(\frac{v_{LO}}{2V_T}\right) \tanh\left(\frac{v_{RF}}{2V_T}\right). \quad (2.73)$$

Diferencijalna izlazna struja pretvara se u diferencijalni napon pomoću otpornih opterećenja R_L , tako da se može napisati:

$$\Delta v_{IF} = I_{EE} R_L \tanh\left(\frac{v_{LO}}{2V_T}\right) \tanh\left(\frac{v_{RF}}{2V_T}\right). \quad (2.74)$$

Ako se ponovo pretpostavi da su i v_{RF} i v_{LO} mali (tj. manji od V_T), može se primeniti aproksimacija $\tanh(x) \approx x$ na jednačinu (2.74) i tako se dobija:

$$\Delta v_{IF} \approx \left(\frac{I_{EE} R_L}{4V_T^2}\right) v_{LO} v_{RF}. \quad (2.75)$$

Jednačina (2.75) znači da je za dovoljno male signale diferencijalni izlazni IF napon proporcionalan proizvodu napona RF i LO ulaznih signala. Jednačina (2.75) je tačna bez obzira na polaritete v_{RF} i v_{LO} [39].

U praksi postoje tri različita načina rada *Gilbert*-ove ćelije, prema amplitudama v_{RF} i v_{LO} u odnosu na V_T [39]:

- ⇒ Ako su i v_{RF} i v_{LO} mnogo manji od V_T , tada je funkcija hiperboličkog tangensa približno linearna i kolo se ponaša kao pravi analogni množač napona, prema jednačini (2.75). Opseg ulaznog napona može se proširiti dodavanjem kola za predistorziju, koja imaju približno \tanh^{-1} karakteristiku, na ulaze mešača. Ova tehnika se ponekad koristi na nižim frekvencijama, ali nije uobičajena na mikrotalasnim frekvencijama.
- ⇒ Ako jedan od ulaznih napona znatno premaši vrednost V_T , tada će jedan od parova tranzistora ući u zasićenje i ponašaće se kao prekidač. Ovo je efektivno ekvivalentno množenju drugog ulaznog signala kvadratnim impulsom. Ovaj način rada je prilično čest kod mešača sa konverzijom nadole, gde je IF signal mnogo veći od RF signala. „Kvadriranje“ LO signala u ovom režimu nije problem jer je informacioni sadržaj RF signala sačuvan.
- ⇒ Ako oba ulazna napona znatno premašuju vrednost V_T , tada svi tranzistori rade kao prekidači. Ovaj režim se ponekad koristi kada se mešač koristi kao detektor faze, jer se fazni odnos između dva ulazna signala zadržava, iako će sve informacije sadržane u amplitudama signala biti izgubljene.

Gilbert-ova ćelija je daleko najpopularnija topologija aktivnih mešača zasnovanih na tranzistorima i nalazi široku primenu, posebno izrađena u MMIC tehnologiji, u opsegu mikrotalasnih i milimetarskih frekvencija, do frekvencija reda THz [39].

2.2.3.2.1 Konverziono pojačanje *Gilbert*-ove ćelije

Razmatrajući jednačinu (2.74) za slučaj mešača sa konverzijom nadole, gde je RF signal male amplitude, i koristeći aproksimaciju $\tanh(x) \approx x$ za $x \ll 1$, može se napisati [39]:

$$\Delta v_{IF} = \frac{I_{EE} R_L v_{RF}}{2V_T} \tanh\left(\frac{v_{LO}}{2V_T}\right), \quad (2.76)$$

gde je I_{EE} predstavlja DC struju Q_7 tranzistora. Analiza se može pojednostaviti tako što će se prvo uzeti u obzir odsustvo otpornika emitora; odnosno postavlja se da je $R_E = 0$. Tada se može definisati transkonduktansa tranzistora Q_7 , sa Slike 2.26, kao:

$$g_{m7} = \frac{I_{EE}}{V_T}. \quad (2.77)$$

Zamenom jednačine (2.77) u jednačinu (2.76) dobija se izraz:

$$\Delta v_{IF} = \tanh\left(\frac{v_{LO}}{2V_T}\right) \frac{g_{m7} R_L v_{RF}}{2}, \quad (2.78)$$

koji daje konverziono pojačanje kola sa Slike 2.26 oblika:

$$\frac{\Delta v_{IF}}{v_{RF}} = \tanh\left(\frac{v_{LO}}{2V_T}\right) \frac{g_{m7} R_L}{2}. \quad (2.79)$$

Za mešač koji se koristi za konverziju nadole očekuje se da će RF ulaz biti male amplitude i potrebno je da bude što linearniji, kako bi se sačuvao sadržaj informacija. Upravljanje ulazom LO, sa druge strane, ne mora biti linearno, jer je LO poznate amplitude i frekvencije i ne sadrži informacije. Izobličenje LO signala nema nikakve posledice, pa se može izabrati amplituda LO signala tako da se poveća efikasnost konverzije. U stvari, ulaz LO je obično projektovan za uključivanje gornje tranzistorske četvorke tako da polovinu ciklusa Q_1 i Q_5 budu „uključeni“ i kompletno uzimaju struje i_{C3} i i_{C6} . Za drugu polovinu LO ciklusa, Q_1 i Q_5 su „isključeni“, a Q_2 i Q_4 su uključeni, tako da sada i_{C3} i i_{C6} protiču kroz Q_2 i

Q_4 tranzistore. Drugim rečima, za uključivanje *Gilbert*-ove ćelije gde je $v_{LO} \gg 2V_T$, jednačina (2.79) se može aproksimirati kao:

$$\frac{\Delta v_{IF}}{v_{RF}} = u(v_{LO}) \frac{g_m R_L}{2}, \quad (2.80)$$

gde

$$u(v_{LO}) = \begin{cases} 1, & \text{ako je } v_{LO} \geq 0 \\ -1, & \text{ako je } v_{LO} < 0. \end{cases} \quad (2.81)$$

Kvadratna talasna funkcija $u(v_{LO})$ se može predstaviti proširenjem *Fourier*-ovog niza:

$$u(v_{LO}) = \frac{4}{\pi} \left(\sin(\omega_{LO} t) + \frac{1}{3} \sin(3\omega_{LO} t) + \frac{1}{5} \sin(5\omega_{LO} t) + \dots \right). \quad (2.82)$$

Konverziono pojačanje mešača za konverziju nadole definisano je kao odnos amplitude IF signala prema amplitudi RF signala. Zato je od značaja samo prvi član u jednačini (2.82), koja ima amplitudu $4/\pi$. Konverziono pojačanje dato jednačinom (2.80) sada postaje:

$$\frac{\Delta v_{IF}}{v_{RF}} \approx \frac{2}{\pi} g_m R_L. \quad (2.83)$$

Sada se razmatra efekat konačnih vrednosti R_E , koji utiče na smanjenje provodljivosti nižih tranzistora, Q_3 i Q_6 , za faktor $(1 + g_m R_E)$. Sa konačnim R_E , konverziono pojačanje dato jednačinom (2.79) sada postaje:

$$\frac{\Delta v_{IF}}{v_{RF}} = \tanh\left(\frac{v_{LO}}{2V_T}\right) \frac{g_m R_L}{2(1 + g_m R_E)}. \quad (2.84)$$

Upotreba gore navedene funkcije $u(v_{LO})$ daje:

$$\frac{\Delta v_{IF}}{v_{RF}} = u(v_{LO}) \frac{g_m R_L}{2(1 + g_m R_E)}. \quad (2.85)$$

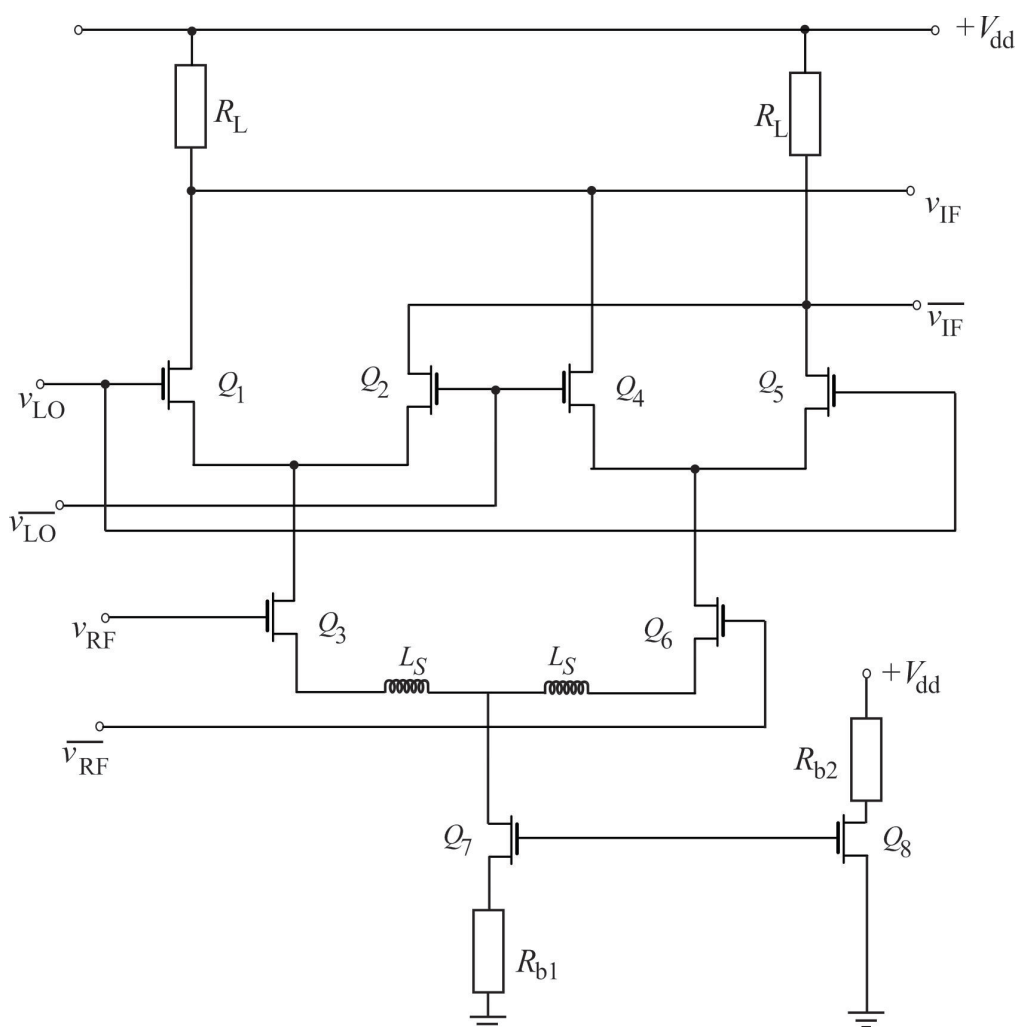
Pojačanje napona mešača za konverziju nadole sa dodatim otpornicima degeneracije emitora je [39]:

$$\frac{\Delta v_{IF}}{v_{RF}} \approx \frac{2}{\pi} \left(\frac{g_m R_L}{1 + g_m R_E} \right). \quad (2.86)$$

2.2.3.3 Gilbert-ova ćelija realizovana pomoću FET-ova

Savremeni mešači bazirani na *Gilbert*-ovoj ćeliji, koji se obično primenjuju kao MMIC kolo, češće koriste FET-ove umesto bipolarnih tranzistora. Tipično NMOS (*N-channel metal-oxide semiconductor*) *Gilbert*-ovo kolo prikazano je na Slici 2.27.

Mogu se primetiti sličnosti sa Slikom 2.26, ali ovde su otpornici za degeneraciju sorsa zamenjeni kalemovima induktivnosti L_S , što je često slučaj u praktičnoj primeni MMIC-a. Ovo ima prednost pri padu nižeg jednosmernog napona, što znači da kolo može da radi sa nižim napajanjima i sa boljim performansama šuma zbog male parazitne omske otpornosti kalemova [39].



Slika 2.27 Integrisana FET *Gilbert*-ova ćelija

3. METODE ZA POBOLJŠANJE EFIKASNOSTI I LINEARNOSTI PA

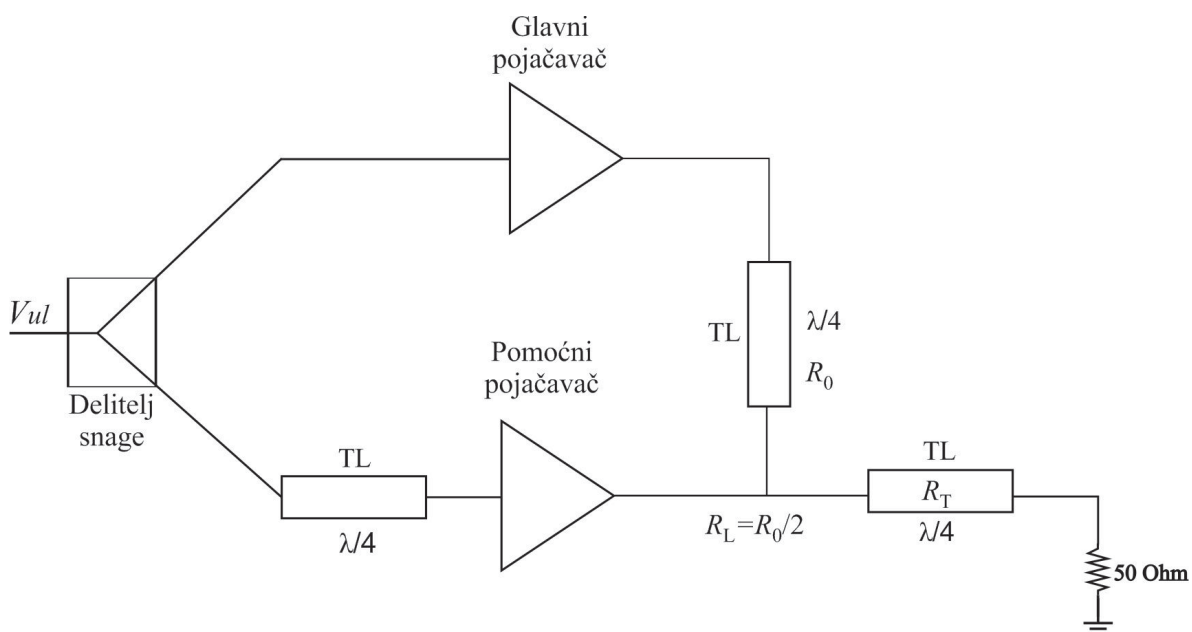
3.1 METODE ZA POBOLJŠANJE EFIKASNOSTI PA

Energetska efikasnost mikrotalasnih pojačavača se povećava projektovanjem PA za rad u klasama kao što su F, inverzno F, E, J, i kontinualni modovi rada, koji su detaljnije opisani u poglavlju §2. Pored toga, visoka efikasnost se ostvaruje određenim metodama projektovanja PA, tj. specifičnim topologijama pojačavača. Neke od metoda za povećanje efikasnosti koje se u literaturi jako često susreću pored *Doherty* pojačavača [1, 40-47, 75-78], čija će konvencionalna konfiguracija biti detaljnije opisana kroz naredne sekcije, su *Chireix Outphasing* [79, 80] i eliminacija i restauracija anvelope (*Envelope Elimination and Restoration – EER*) [2, 81-83].

3.1.1 Doherty PA arhitektura

Jedna od metoda koja se koristi za poboljšanje efikasnosti pojačavača je *Doherty* struktura (*Doherty Power Amplifier – DPA*).

Klasična struktura DPA sastoji se od dva pojačavača, uglavnom poznata kao glavni (*main/carrier*) i pomoćni (*auxiliary/peaking*) pojačavač, povezani na svojim izlazima pomoću $\lambda/4$ transmisionne linije, koja se ponaša kao invertor impedanse. Kompletna konfiguracija pomenute arhitekture predstavljena je na Slici 3.1. Glavni pojačavač obično radi u klasi B ili klasi AB, dok je pomoćni pojačavač u određenom stepenu klase C. Konvencionalna *Doherty* konfiguracija uključuje liniju za kašnjenja na ulazu (TL) koja služi za balansiranje faznog kašnjenja do koga dolazi zbog invertora impedanse na izlazu čija karakteristična impedansa iznosi R_0 . Linija na izlazu karakteristične impedance R_T predstavlja transformator impedanse koji standardnu vrednost opterećenja kola od 50Ω preslikava u željeno opterećenje na izlazu dve pojačavačke sekcije R_L . Fazna razlika između ulaznih signala dva pojačavača teoretski iznosi 90° , međutim ova vrednost varira u zavisnosti od karakteristika pojačavača, na primer koeficijenta S_{11} i tipova transmisionih linija. Snaga koju razvijaju oba pojačavača sabira se na strani opterećenja [40].



Slika 3.1 DPA arhitektura koja se sastoji od glavnog i pomoćnog PA povezanih paralelno invertorom impedanse na izlazu

Klasičan *Doherty* režim rada objašnjava se pretpostavkom da se *Pul* deli podjednako i isporučuje glavnom i pomoćnom PA. U zavisnosti od normalizovanog dinamičkog opsega napona v_{ul} , opseg nivoa *Pul* može se podeliti u dve oblasti: oblast male snage ($v_{ul} < 0.5$) i oblast velike snage ($v_{ul} > 0.5$). U oblasti male snage, aktivan je samo glavni PA, dok se pomoćni PA ne pobuđuje i potpuno je neaktivan. U ovom režimu rada sa povećanjem izlazne struje glavnog pojačavača, izlazna struja pomoćnog pojačavača ostaje nula. Pomoćni PA se u idealnom slučaju može predstaviti kao otvoreno kolo, a opterećenje koje vidi glavni PA je prema tome $2R_0$, zbog osobine invertovanja impedanse pomoću linije dužine $\lambda/4$ [40].

Promene impedansi za glavni i pomoćni PA u oblasti male i velike snage poznate su kao modulacija opterećenja. Aktivnost modulacije opterećenja koju vidi glavni PA tokom očekivanog rada *Doherty* PA, ostvaruje se uz pretpostavku da je $R_0 = 50 \Omega$ i otpor opterećenja $R_L = R_0/2$. Pažljivo podešavanje karakteristične impedanse invertora impedanse uzrokuje da se opterećenje $R_0/2$ transformiše u impedansu od $2R_0 = 100 \Omega$ koja opterećuje glavni PA [40].

U ovom jednostavnom scenariju, opterećenje je „modulisano“ i transformisano iz $R_0/2$ u $2R_0$ i predstavljeno na izlazu glavnog PA. Imajući u vidu da je pomoćni PA neaktivan u oblasti male snage, kako se nivo ulazne pobude povećava, magnituda osnovnog izlaznog napona glavnog PA će se povećavati linearno, sve dok ne dostigne zasićenje (i maksimalnu efikasnost), pri nivou ulazne pobude koja se naziva prelazna tačka (*Transition point* – V_T). Važno je napomenuti da do ove tačke, iako je pomoćni PA neaktivan, napon na njegovom izlazu takođe raste linearno.

U prelaznoj (V_T) tački, gde je normalizovana magnituda ulaznog napona 0.5, pomoćni PA počinje da se aktivira i počinje da provodi struju kroz opterećenje. U prelaznoj tački ($v_{ul} = 0.5$), glavni PA je već dostigao nivo zasićenja koji je potrebno održati sa povećanjem ulaznog napona kako bi se sprečila izobličenja. U oblasti velike snage ($v_{ul} > 0.5$), ulazni napon nastavlja da raste iznad prelazne tačke, a pomoćni PA sada generiše struju. Brzina povećanja struje koju generiše pomoćni PA treba da bude veća od brzine kojom se povećava struja glavnog PA jer treba da postigne maksimalnu struju za maksimalnu snagu anvelope signala, PEP (*Peak Envelope Power*). Kombinovanje struja oba pojačavača koje prolaze kroz opterećenje uzrokuje promenu impedanse opterećenja koju vidi pomoćni PA sa $R_0/2$ na R_0 , a iz perspektive glavnog PA, sa $2R_0$ na R_0 . U tački maksimalne stuje, PEP, ukupna struja koja teče kroz opterećenje je suma struja glavnog i

pomoćnog pojačavača. Modifikovano opterećenje na izlazu pomoćnog pojačavača R_0 se transformiše kroz inverter impedanse - izlaznu $\lambda/4$ liniju impedanse R_0 i pojavljuje se kao R_0 na izlazu glavnog PA. Ovo odgovara drugom maksimumu efikasnosti za PEP. Proces modulacije opterećenja smanjuje vrednost efikasnosti koja se postiže u oblasti između prelazne tačke i PEP.

Pri maksimalnim vrednostima napona i PEP, kada su oba pojačavača u skoro zasićenom stanju, doprinosi napona i struje glavnog i pomoćnog PA su isti, što znači da oba PA isporučuju opterećenju istu snagu, P_{iz} [40].

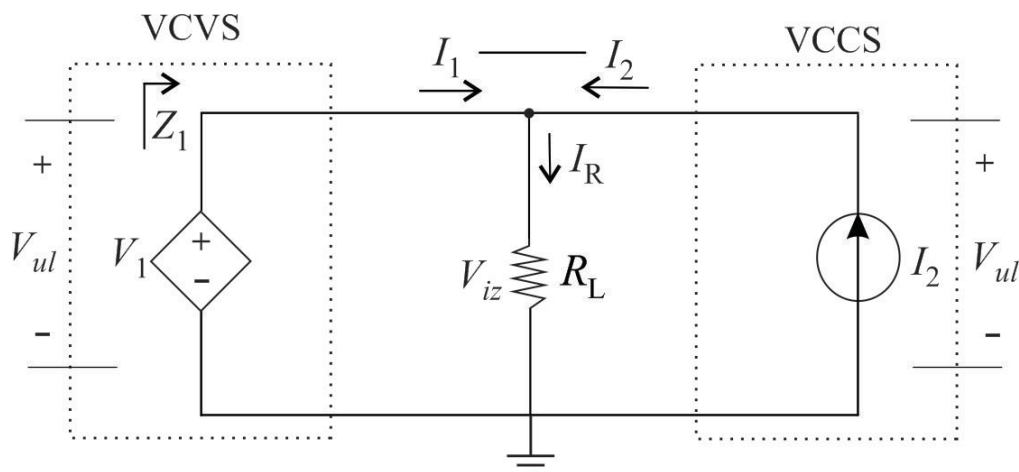
3.1.1.1 Modulacija opterećenja – matematička osnova

Najjednostavnija ilustracija koncepta modulacije opterećenja prikazana je na Slici 3.2, gde je naponski kontrolisan naponski izvor (*Voltage-Controlled Voltage Source* – VCVS) postavljen u paraleli sa naponski kontrolisanim strujnim izvorom (*Voltage-Controlled Current Source* – VCCS) i otpornikom opterećenja R_L . Impedansa koju vidi VCVS, Z_1 , moduliše se strujom I_2 , prema [41]:

$$Z_1 = \frac{V_1}{I_1} = \frac{V_1}{I_R - I_2}. \quad (3.1)$$

Varijacijom struje I_2 od 0 do $I_R = V_1/R_L$, postiže se varijacija vrednosti Z_1 od R_L do ∞ . U ovom kolu VCCS moduliše impedansu opterećenja VCVS-a. Kod DPA, sposobnost modulisanja Z_1 pomoću I_2 omogućava da se odrede optimalne impedanse PA koje obezbeđuju da on efikasno radi na nivoima snage koji su niži od maksimalne ili tzv. *back-off* snage. Važna osobina postavke na Slici 3.2 je da se linearnost celokupnog sistema određuje isključivo linearnošću VCVS, jer je napon V_{iz} na opterećenju uvek jednak V_1 . Zbog toga je linearnost zagarantovana bez obzira na vrednost I_2 , sve dok je V_1 linearno proporcionalan V_{ul} . U tu svrhu, impedansa Z_1 treba da prati zadati profil impedanse u odnosu na V_{ul} što zavisi od toga kako je specificiran profil I_2 u odnosu na V_{ul} . Iako je matematički jednostavno definisano, ostvarivanje datog profila I_2 nasuprot V_{ul} u praksi može biti izazov [41].

U tehnici modulacije opterećenja, VCVS i VCCS imaju svoje važne uloge. Prvi osigurava linearnost PA, dok drugi vrši modulaciju opterećenja, čiji profil I_2 nasuprot V_{ul} , određuje impedansu Z_1 koju vidi VCVS. Ova dva svojstva su važna za realizaciju konfiguracije *Doherty* kola [41].



Slika 3.2 Kolo modulacije opterećenja koje pobuđuju naponski i strujni izvor

3.1.1.2 Profili napona, struje i impedanse opterećenja

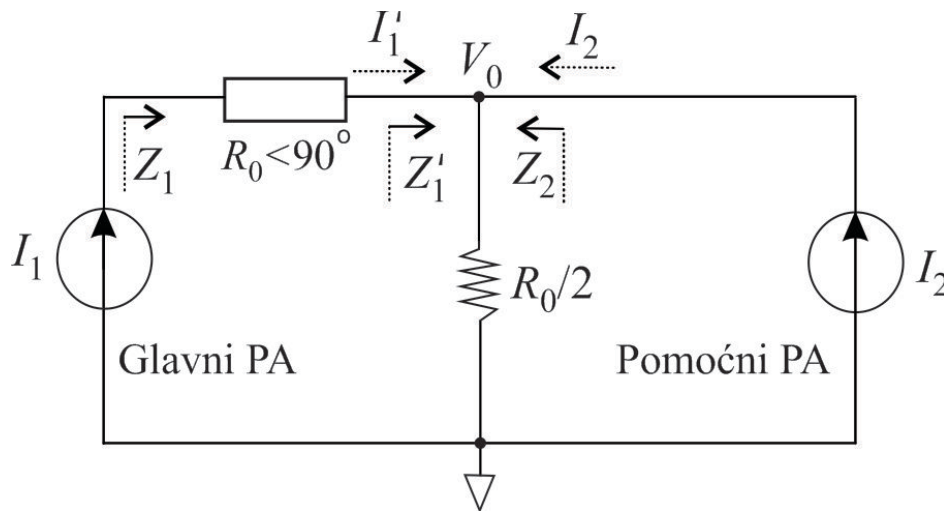
Doherty konfiguracija koristi drugačiju topologiju kola za modulaciju opterećenja od opisane u prethodnom delu, Slika 3.3. Sastoji se od dva pojačavača (dva izvora struje) i mreže za invertovanje impedanse, koja jedan strujni izvor pretvara u naponski izvor koji predstavlja glavni PA, a drugi strujni izvor je pomoćni PA. Izlazno opterećenje $R_0/2$ povezano je na glavni PA preko invertora impedanse ($\lambda/4$ transmisiona linija) i direktno na pomoćni PA. Na ovoj slici, optimalna impedansa za prilagođenje glavnog i pomoćnog PA pri maksimalnoj snazi je R_0 , a ukupno opterećenje postaje $R_0/2$, zbog paralelne veze dva pojačavača. U slučaju kada je pomoćni PA isključen optimalno opterećenje glavnog pojačavača je $2R_0$. Pretpostavlja se da je na ulazu kompenzovano fazno kašnjenje $\lambda/4$ linije, tj. invertora impedanse [41].

Invertor impedanse takođe ima karakterističnu impedansu R_0 . Impedanse opterećenja glavnog pojačavača Z_1' i Z_1 , prikazane na Slici 3.3, date su pomoću [41]:

$$Z_1' = \frac{V_0}{I_1'} = \frac{R_0}{2} \left[\frac{I_1' + I_2}{I_1'} \right], \quad (3.2)$$

$$Z_1 = \frac{R_0^2}{Z_1'} = \frac{2R_0}{\left(1 + \frac{I_2}{I_1'}\right)} = \frac{2R_0}{(1 + \alpha)}, \quad (3.3)$$

gde je $\alpha = I_2/I_1'$. Jednačina (3.3) pokazuje da glavni PA predstavljen strujnim izvorom I_1 vidi impedansu opterećenja modulisanu drugim strujnim izvorom I_2 , koji predstavlja pomoćni PA. Treba primetiti da se I_1' razlikuje od I_1 zbog promene impedanse. Takođe, u normalnom *Doherty* režimu rada nivo struje pomoćnog PA varira od 0 do $I_1 = I_{max}$, maksimalne struje oba pojačavača, a α se menja od 0 do 1. Impedansa Z_1 je R_0 pri maksimalnoj snazi kada je $I_2 = I_1 = I_{max}$, jer je pri ovoj snazi I_1 jednaka I_1' . Z_1 je $2R_0$ kada je $I_2 = 0$ i Z_1 je između ove dve vrednosti kada je struja I_2 između 0 i I_{max} .



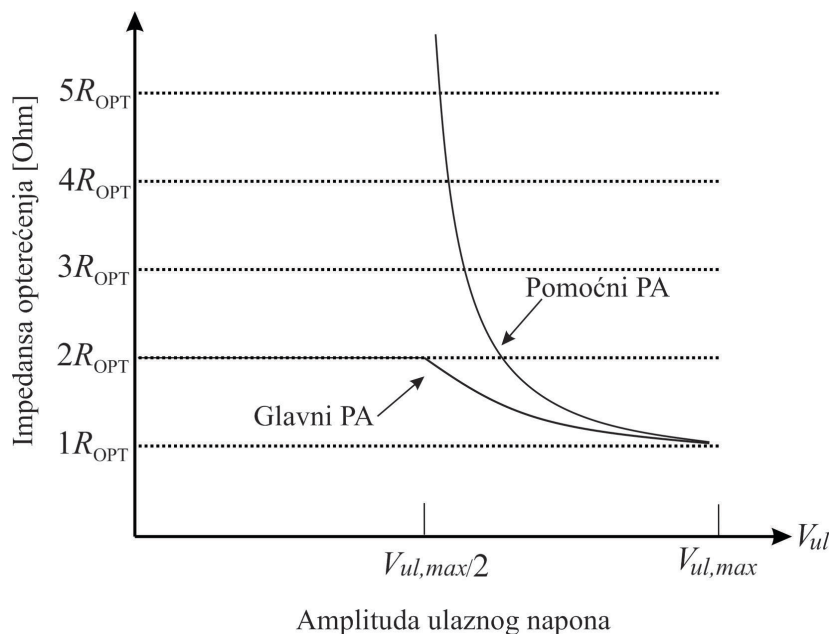
Slika 3.3 Dijagram za analizu rada DPA

Pomoćni PA predstavlja otvoreni kraj dok se ne uključi, jer vrednost struje I_2 iznosi nula. Nakon uključivanja, impedansa Z_2 se takođe moduliše na sličan način, kao što je dato u [41]:

$$Z_2 = \frac{V_0}{I_2} = \frac{R_0}{2} \frac{(I_1' + I_2)}{I_2} = \frac{R_0}{2} \frac{(1 + \alpha)}{\alpha}. \quad (3.4)$$

Impedansa glavnog PA je modulisan od $2R_0$ do R_0 , dok je impedansa pomoćnog PA modulisan od beskonačnosti do R_0 . Na Slici 3.3 se pretpostavlja da je svaki izvor struje linearno proporcionalan ulaznom naponu i da opterećenje PA stepena - R_0 odgovara optimalnoj impedansi tranzistora PA - R_{OPT} , pri kojoj se obezbeđuju maksimalna moguća

snaga i efikasnost [41]. Na Slici 3.4 je prikazana modulacija optimalnog opterećenja tranzistora glavnog i pomoćnog PA u *Doherty* kolu.



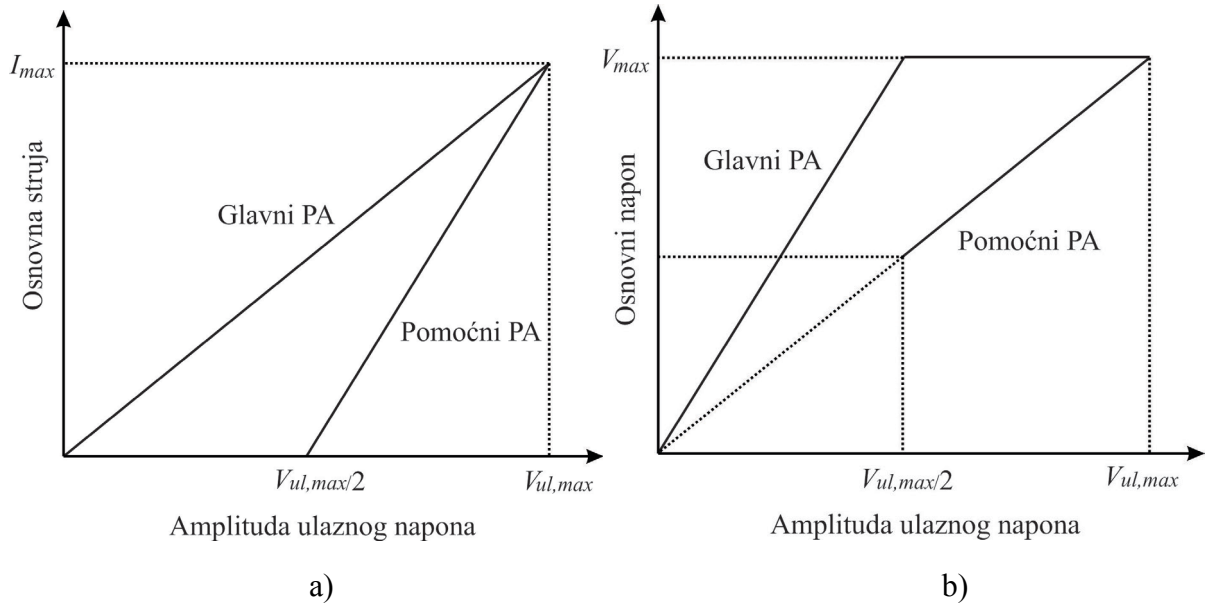
Slika 3.4 Profili impedanse opterećenja tranzistora glavnog i pomoćnog PA

Profili izlaznih struja i napona glavnog i pomoćnog PA osnovnog korisnog signala prilikom modulacije opterećenja koja je opisana u sekciji §3.1.1. prikazani su na Slici 3.5. Slika 3.5a) prikazuje struje glavnog i pomoćnog PA, I_1 i I_2 . Sa slike se uočava da se I_2 pojavljuje u srednjoj ili prelaznoj tački, jer je pomoćni PA klase C i povećava se na maksimalnu vrednost sa povećanjem ulaznog napona. Struja I_1 se linearno povećava sa povećanjem ulaznog napona počevši od njegove nulte vrednosti jer je pri ovoj ilustraciji uzeto da glavni PA radi u klasi B. U ovoj operaciji, transkonduktansa pomoćnog PA bi trebalo da bude dvostruko veća od one kod glavnog PA za generisanje maksimalne struje pošto je pobuda pomoćnog pojačavača dva puta manja nego u slučaju glavnog pojačavača.

Dva pojačavača generišu istu maksimalnu struju kao što je prikazano na Slici 3.5a). Struje su date pomoću sledećih izraza [41]:

$$I_1 = I_{max} \left[\frac{V_{ul}}{V_{ul,max}} \right], \quad 0 < V_{ul} < V_{ul,max} \quad (3.5)$$

$$I_2 = \begin{cases} 0, & 0 < V_{ul} < V_{ul,max}/2 \\ I_{max} \left[\frac{V_{ul} - V_{ul,max}/2}{V_{ul,max}} \right], & V_{ul,max}/2 < V_{ul} < V_{ul,max} \end{cases} \quad (3.6)$$



Slika 3.5 Oblici struje i napona glavnog i pomoćnog PA: a) strujni profili, b) naponski profili

Uvođenjem strujnih profila u jednačine (3.3), (3.4), impedanse opterećenja glavnog i pomoćnog PA, Z_1 i Z_2 , mogu se izračunati:

$$Z_1 = \begin{cases} 2R_0, & 0 < V_{ul} < V_{ul,max}/2 \\ \frac{2R_0}{1+\alpha}, & V_{ul,max}/2 < V_{ul} < V_{ul,max} \end{cases} \quad (3.7)$$

$$Z_2 = \begin{cases} \infty, & 0 < V_{ul} < V_{ul,max}/2 \\ \frac{R_0(1+\alpha)}{2\alpha}, & V_{ul,max}/2 < V_{ul} < V_{ul,max} \end{cases} \quad (3.8)$$

$$\alpha = \frac{I_2}{I_1'} = \frac{2R_0}{Z_1} \left[\frac{V_{ul} - V_{ul,max}/2}{V_{ul}} \right]. \quad (3.9)$$

Profili napona glavnog i pomoćnog PA mogu se izračunati korišćenjem profila struja i impedansi opterećenja, Z_1 i Z_2 , respektivno, i dati su kao [41]:

$$V_1 = \begin{cases} 2R_0 \left(\frac{I_{max}}{V_{ul,max}} \right) V_{ul}, & 0 < V_{ul} < V_{ul,max}/2 \\ R_0 I_{max}, & V_{ul,max}/2 < V_{ul} < V_{ul,max} \end{cases} \quad (3.10)$$

$$V_2 = \begin{cases} R_0 \left(\frac{I_{max}}{V_{ul,max}} \right) V_{ul}, & 0 < V_{ul} < V_{ul,max} \end{cases} \quad (3.11)$$

Pošto impedansa opterećenja glavnog PA iznosi $2R_0$ u oblasti male snage, napon se približava maksimalnom nivou kada se pomoćni PA uključuje. Nakon toga, napon ostaje na maksimalnom nivou jer se otpornost opterećenja shodno tome smanjuje kako se struja povećava. Napon na pomoćnom PA raste linearno i dostiže maksimalni nivo kada je ulazni napon na maksimumu.

Da bi se dobila dvostruko veća transkonduktansa, koja je potrebna da bi se glavnim i pomoćnim PA postigla ista maksimalna vrednost struje kao što je već ranije pomenuto, tranzistor pomoćnog PA trebalo bi da bude dva puta veći nego kod glavnog PA. U tom slučaju koristi se samo polovina struje pomoćnog PA, što dovodi do toga da se generiše manja snaga. Da bi se rešio problem, razvija se tehnika sa neujednačenom raspodelom DC napajanja tranzistora ili različitim novoima ulaznih signala PA stepena, što će detaljnije biti opisano u sekciji §3.1.1.5 [41].

3.1.1.3 Karakteristike efikasnosti i pojačanja

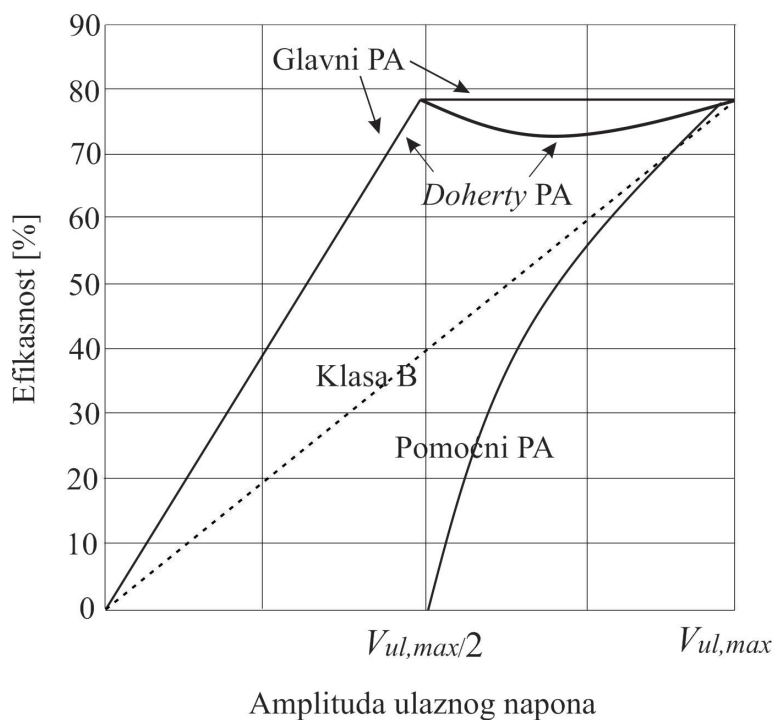
Kao što je prikazano na Slici 3.3, *Doherty* kolo za modulaciju opterećenja kombinuje asimetrične izlazne snage iz glavnog i pomoćnog PA odgovarajućim kombinovanjem struja. Ova asimetrična sposobnost kombinovanja snage, koja se ne može lako realizovati na druge načine, velika je zasluga *Doherty* kola. Dakle, glavni PA radi sa visokom efikasnošću u oblasti malih snaga i maksimalnom efikasnošću u oblasti većih snaga [41].

3.1.1.3.1 Efikasnost

Generalno, PA ostvaruje maksimalnu efikasnost samo pri određenoj snazi što je definisano fiksnom optimalnom impedansom opterećenja. Sa druge strane, dinamička modulacija opterećenja kod DPA, obezbeđuje maksimalnu efikasnost na različitim nivoima snage što je određeno modulisanim opterećenjem. Glavni PA obezbeđuje maksimalnu efikasnost pri polovini maksimalnog ulaznog napona, a maksimalna efikasnost se održava kroz modulaciju opterećenja pri većoj snazi kao što je prikazano na Slici 3.6. Pomoćni PA postiže maksimalnu efikasnost samo pri maksimalnoj snazi [41].

U oblasti malih snaga ($0 < V_{ul} < V_{ul,max}/2$), pomoćni PA je isključen, a impedansa opterećenja glavnog PA je dva puta veća od one kod konvencionalnog pojačavača. Dakle,

glavni PA klase B dostiže stanje zasićenja pri ulaznom naponu $V_{ul,max}/2$ jer maksimalni napon na izlazu dostiže vrednost V_{dc} (DC napajanje na drejnu) sa polovinom maksimalnog nivoa struje. Kao rezultat toga, maksimalni nivo snage je polovina dozvoljenog nivoa snage glavnog PA (četvrtina ukupne maksimalne snage ili 6 dB manje od ukupne maksimalne snage), a efikasnost DPA je jednaka maksimalnoj efikasnosti glavnog PA [41].



Slika 3.6 Grafikon efikasnosti u odnosu na nivo P_{ul} za konvencionalni PA klase B i za DPA sa glavnim PA klase B i pomoćnim PA klase C

U oblasti velikih snaga ($V_{ul,max}/2 < V_{ul} < V_{ul,max}$), gde vodi pomoćni PA, glavni PA generiše snagu sa maksimalnom efikasnošću jer se održava njegov rad u oblasti zasićenja zbog modulacije opterećenja. Pomoćni PA radi sa veoma velikim opterećenjem u fazi uključivanja i efikasnost raste veoma brzo, ali je i dalje niža od maksimalne vrednosti, čime se degradira ukupna efikasnost DPA. Ali druga tačka maksimalne efikasnosti se postiže kada pomoćni PA obezbeđuje maksimalnu efikasnost pri maksimalnoj snazi kada radi u oblasti zasićenja. Prema tome, DPA ima dve tačke maksimalne efikasnosti, povećavajući efikasnost na *backed-off* nivou P_{iz} , koja teorijski iznosi 6 dB, kao što je prikazano na Slici 3.6. Efikasnost DPA pri maksimalnom ulaznom naponu jednaka je maksimalnoj efikasnosti konvencionalnih pojačavača. Na osnovu prethodne analize, DPA obezbeđuje veću efikasnost u čitavom opsegu snaga u poređenju sa konvencionalnim PA klase B [41].

3.1.1.3.2 Pojačanje

Da bi se na ulaze glavnog i pomoćnog PA dovodio signal jednake snage, ulazna snaga DPA se deli pomoću 3 dB spreznika. Zbog toga je nivo P_{ul} za glavni PA za 3 dB niži od ukupne P_{ul} . Međutim, opterećenje glavnog PA je dva puta veće od R_0 u opsegu malih snaga, čime se pojačanje povećava za 3 dB pri tom opterećenju, kompenzujući gubitak pojačanja zbog 3 dB niže P_{ul} . Na nivou maksimalne snage, dvostepena struktura DPA ima opterećenje R_0 , dok je pojačanje isto kao pri malim nivoima snage usled kombinovanja snaga dva pojačavača. Između nivoa malih snaga i maksimalne snage, zbog nejednake snage pojačavačkih stepena kombinovane sa modulacijom opterećenja, pojačanje se održava na konstantnoj vrednosti. Pojačanje snage u oblasti srednje vrednosti ulaznog napona može se izračunati sa Slike 3.3 [41], koristeći relacije date izrazima (3.2) i (3.3):

$$I_1' = I_1 \sqrt{\frac{Z_1}{Z_1'}} = I_1 \frac{2}{1+\alpha}. \quad (3.12)$$

Struja koja teče kroz opterećenje $R_0/2$, I_L , data je sa:

$$I_L = I_1' + I_2 = I_1' + \alpha I_1' = 2I_1. \quad (3.13)$$

Struja $2I_1$ teče kroz $R_0/2$ opterećenje tokom modulacije opterećenja. Pod uslovom da se struja I_1 menja linearno sa ulaznim naponom, kao što je prikazano na Slici 3.5a), konstantno pojačanje se održava tokom modulacije opterećenja. Zbog karakteristike konstantnog pojačanja, idealan DPA je linearni pojačavač, ako se ne uzima u obzir nelinearnost tranzistora [41].

3.1.1.4 Tehnika linija za kompenzovanje

U prethodnim analizama, pojačavački stepeni *Doherty* kola posmatrani su kao strujni izvori a impedansa opterećenja *Doherty* kola je $R_L = R_0/2$. U daljim analizama će se tranzistori pojačavačkih stepena posmatrati kao strujni izvori optimalne impedanse R_{OPT} . Da bi se realizovao DPA, potrebno je da se ulazi i izlazi tranzistora glavnog i pomoćnog pojačavača prilagođavaju na $R_0 = 50 \Omega$ pri maksimalnoj snazi. *Doherty* kolo modulacije

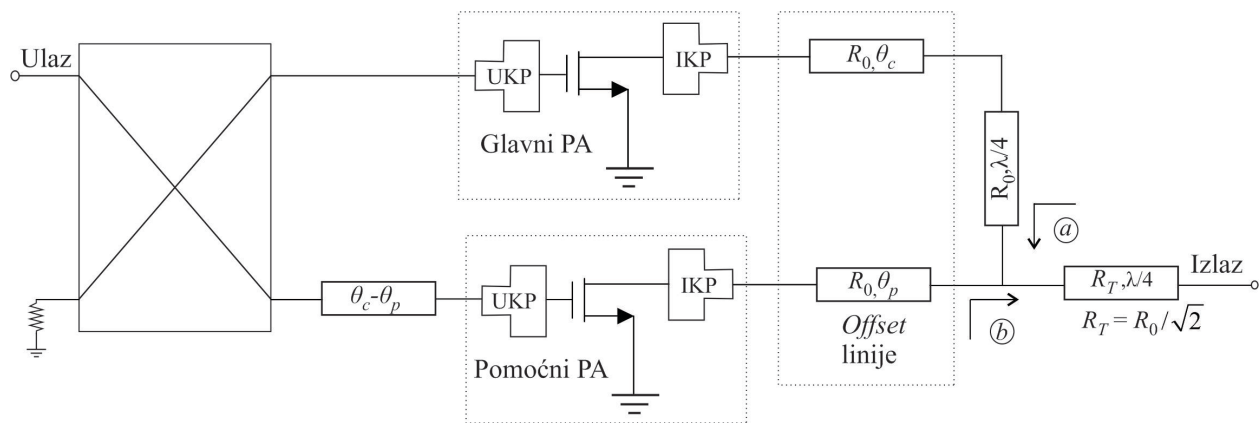
opterećenja je priključeno nakon izlaznog kola za prilagođenje (IKP) kao što je prikazano na Slici 3.7. Dve paralelno povezane impedanse R_0 čine $R_0/2$ i ova impedansa se transformiše na vrednost R_0 pomoću transformatora impedanse ($R_T = R_0/\sqrt{2}$). Prema tome, DPA je pravilno prilagođen u oblasti maksimalne snage. Tokom modulacije opterećenja *Doherty* mreže, impedansa glavnog PA nakon IKP se moduliše na $2R_0$ u opsegu malih snaga, pri čemu impedansa na izlazu tranzistora PA treba da se transformiše sa R_{OPT} na $2R_{OPT}$, ali se to realno ne postiže. Pored toga opterećenje pomoćnog pojačavača u opsegu malih snaga odstupa od idealne beskonačno velike vrednosti. Radi lakšeg ostvarivanja odgovarajućih transformacija pomentih impedansi uvedena je tehnika linija za kompenzovanje (*offset* linije).

Sa ciljem da se realizuje realna impedansa DPA strukture, tj. realna optimalna impedansa na izlazu tranzistora pojačavačkih stepena, primenjuje se kompenzacija reaktivnih delova impedanse tranzistora odgovarajućom topologijom kola za prilagođenje, što nije jednostavno ako se umesto čipa tranzistora koristi pakovani tranzistor. U tom slučaju, rešenje je uključiti linije za kompenzovanje u kolo DPA.

Na Slici 3.7 je prikazana šema DPA sa ulaznim i izlaznim kolom za prilagođenje (UKP i IKP). *Pul* se deli na glavni i pomoćni PA pomoću 3 dB sprežnika. Ulazi oba pojačavača su prilagođeni na 50Ω impedansu prilaza sprežnika. Izlazi oba pojačavača se takođe prilagođavaju na $R_0 = 50 \Omega$. Da bi se obezbedila odgovarajuća modulacija opterećenja, linije za kompenzovanje su postavljene između IKP i *Doherty* modulacionog kola. Impedansa $R_0/2$ se transformiše na R_0 pomoću transformatora impedanse karakteristične impedanse R_T . Fazna neusklađenost između dve putanje se može korigovati na ulazu pojačavačke strukture pomoću dodatne transmisionne linije potrebne dužine [41].

3.1.1.4.1 Princip rada linija za kompenzovanje

Linije za kompenzovanje su transmisionne linije odgovarajuće dužine koje imaju karakterističnu impedansu jednaku impedansi opterećenja (R_0) glavnog ili pomoćnog PA u oblasti maksimalne snage. Dok je impedansa opterećenja modulirana, linija rotira impedanse na izlazu IKP na realne vrednosti. Linija proizvodi razliku u fazi između glavnog i pomoćnog PA, ali kašnjenje se može lako podesiti na ulazu [41].



Slika 3.7 Šematski dijagram DPA sa linijama za kompenzovanje – Offset linije

3.1.1.4.2 Linija za kompenzovanje na strani glavnog PA

Linije za kompenzovanje za glavni i pomoćni PA prikazane su na Slici 3.8 i funkcije obe linije su identične. Kada se razmatra izlazna sekcija glavnog PA, IKP kompenzuje njegove reaktivne i parazitske elemente i transformiše opterećenje $R_C = R_0$ u željenu $Z_{UL,c} = R_{OPT}$ na strani strujnog izvora, tj. izlaza tranzistora PA. Međutim, za opterećenje od R_0 do $2R_0$, $Z_{UL,c}$ se ne konvertuje u otpornu impedansu, već postaje kompleksna veličina. Bez ove linije, ulazni koeficijent refleksije definisan u odnosu na impedansu prilaza R_{OPT} kaskade reaktivnog dela DPA i IKP (Slika 3.8b), kojima odgovara matrica rasejanja S , dat je pomoću [41]:

$$\Gamma_{UL,c} \triangleq \frac{Z_{UL,c} - R_{OPT}}{Z_{UL,c} + R_{OPT}} = \frac{S_{11} - \Delta S \Gamma_C}{1 - S_{22} \Gamma_C}, \quad (3.14)$$

gde je ΔS determinanta S -parametara i Γ_C je koeficijent refleksije koji odgovara R_C i koji je uvek realan broj. U ovom slučaju, kada u kolu ne postoji linija za kompenzovanje, R_C kome odgovara koeficijent refleksije Γ_C je u ravni odmah nakon IKP. IKP je dizajnirano da obezbedi $\Gamma_{UL,c} = 0$ kada je $\Gamma_C = \Gamma_0$ (opterećenje R_0). Pošto se mreža koju predstavlja S matrica može smatrati čisto reaktivnom, važi da je $S_{22} = \Gamma_0$.

Priroda mreže bez gubitaka takođe implicira da je S Hermitska (*Hermitian*) matrica; tako da sledi:

$$S_{11}S_{21}^* + S_{12}S_{22}^* = 0 \text{ i } |S_{22}|^2 + |S_{21}|^2 = 1. \quad (3.15)$$

Pošto je mreža recipročna ($S_{12} = S_{21}$) i $S_{22}^* = S_{22}$, jednačina (3.15) dovodi do:

$$S_{21}^2 = -\frac{S_{11}S_{21}^*}{S_{22}} S_{21} \Rightarrow \frac{S_{11}}{S_{22}} = -\frac{S_{21}^2}{|S_{21}|^2} = -e^{j2\angle S_{21}}. \quad (3.16)$$

Korišćenjem jednačina (3.15), (3.16), determinanta S se može predstaviti kao:

$$\Delta S = S_{11}S_{22} - S_{21}^2 = \frac{S_{11}}{S_{22}} \left(S_{22}^2 + |S_{21}|^2 \right) = \frac{S_{11}}{S_{22}}. \quad (3.17)$$

Jednačina (3.14) može se preurediti kao:

$$\Gamma_{UL,c} = \frac{S_{11}}{S_{22}} \frac{S_{22} - \Gamma_C}{1 - S_{22}\Gamma_C} = \frac{\Gamma_C - S_{22}}{1 - S_{22}\Gamma_C} e^{j2\angle S_{21}}. \quad (3.18)$$

Može se istaći da je:

$$\frac{\Gamma_C - S_{22}}{1 - S_{22}\Gamma_C} = \frac{\Gamma_C - \Gamma_0}{1 - \Gamma_C\Gamma_0} = \frac{R_C - R_0}{R_C + R_0} = \Gamma_{C|R_0}, \quad (3.19)$$

gde je $\Gamma_{C|R_0}$ koeficijent refleksije R_C u odnosu na R_0 . Prema tome, jednačina (3.18) se može napisati kao:

$$\Gamma_{UL,c} = e^{j2\angle S_{21}} \Gamma_{C|R_0}. \quad (3.20)$$

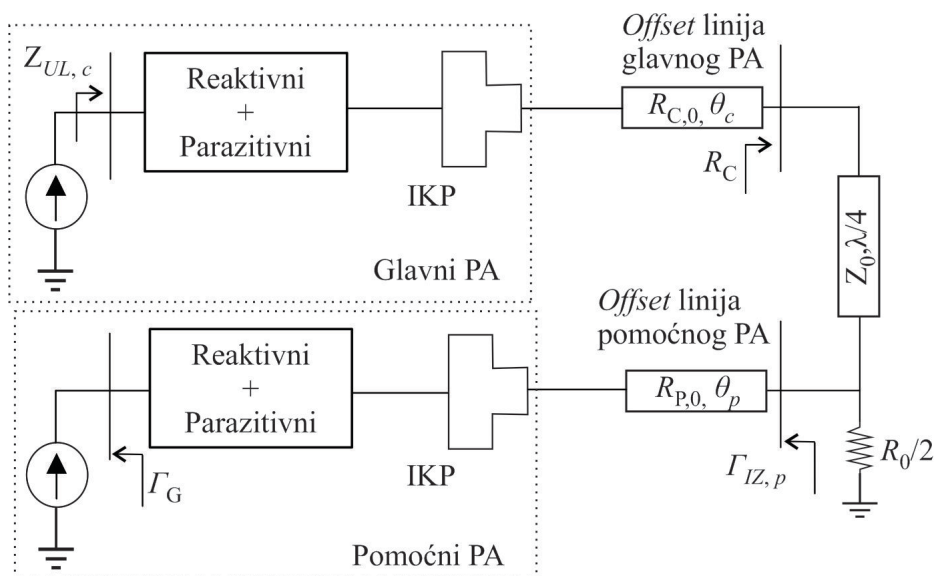
Drugim rečima, $\Gamma_{UL,c}$ odgovara $\Gamma_{C|R_0}$ osim faktora faze $e^{j2\angle S_{21}}$. Kao primer, simboli trougla na Slici 3.9 pokazuju vrednosti $\Gamma_{UL,c}$ koje odgovaraju mogućoj modulaciji opterećenja kojem odgovara koeficijent refleksije Γ_C duž realne ose. Putanja $\Gamma_{UL,c}$, posmatrano na *Smith*-ovom dijagramu je prava linija, ali nagnuta u odnosu na realnu osu prema jednačini (3.20). Ubacuje se linija za kompenzovanje karakteristične impedanse R_0 i električne dužine $\theta_C = \angle S_{21}$ između IKP i R_C .

Modifikovana mreža, predstavljena sa \tilde{S} uključuje IKP i *offset* liniju kompenzujući $e^{j2\angle S_{21}}$. Pozivajući se na reciprocitet \tilde{S} i S , dobija se [41]:

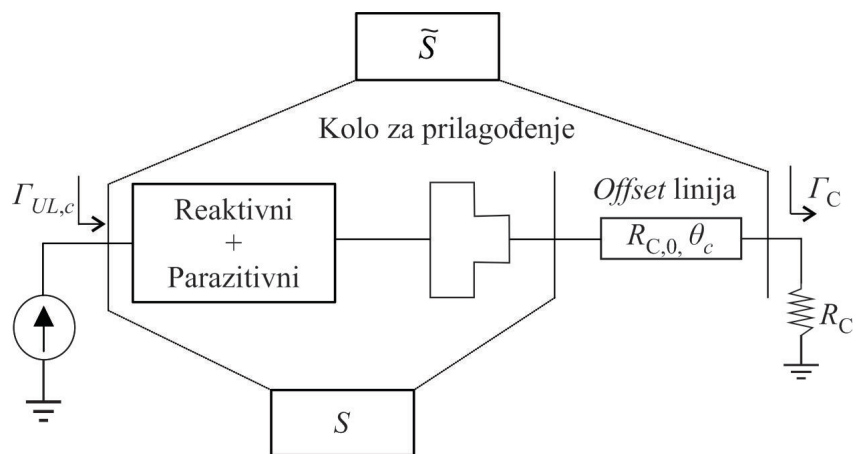
$$\angle \tilde{S}_{12} = \angle S_{12} - \theta_C = \angle \tilde{S}_{21}. \quad (3.21)$$

Jednačina (3.20) se prema tome može zapisati u obliku:

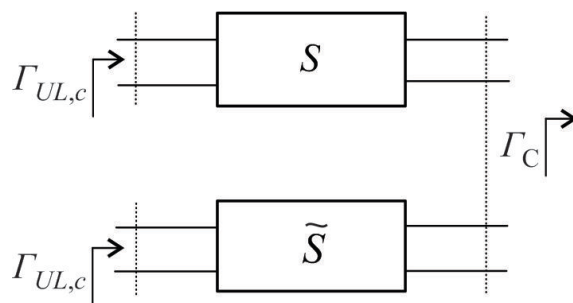
$$\Gamma_{UL,c} = e^{j2\angle \tilde{S}_{21}} \Gamma_{C|R_0} = e^{j2(\angle S_{21} - \theta_C)} \Gamma_{C|R_0}. \quad (3.22)$$



a)



b)



c)

Slika 3.8 a) Izlazni deo DPA, b) izlazni deo glavnog PA i
c) S-parametri glavnog PA bez i sa linijom za kompenzovanje

Dakle, koja god modulacija opterećenja deluje na R_C , može se definisati:

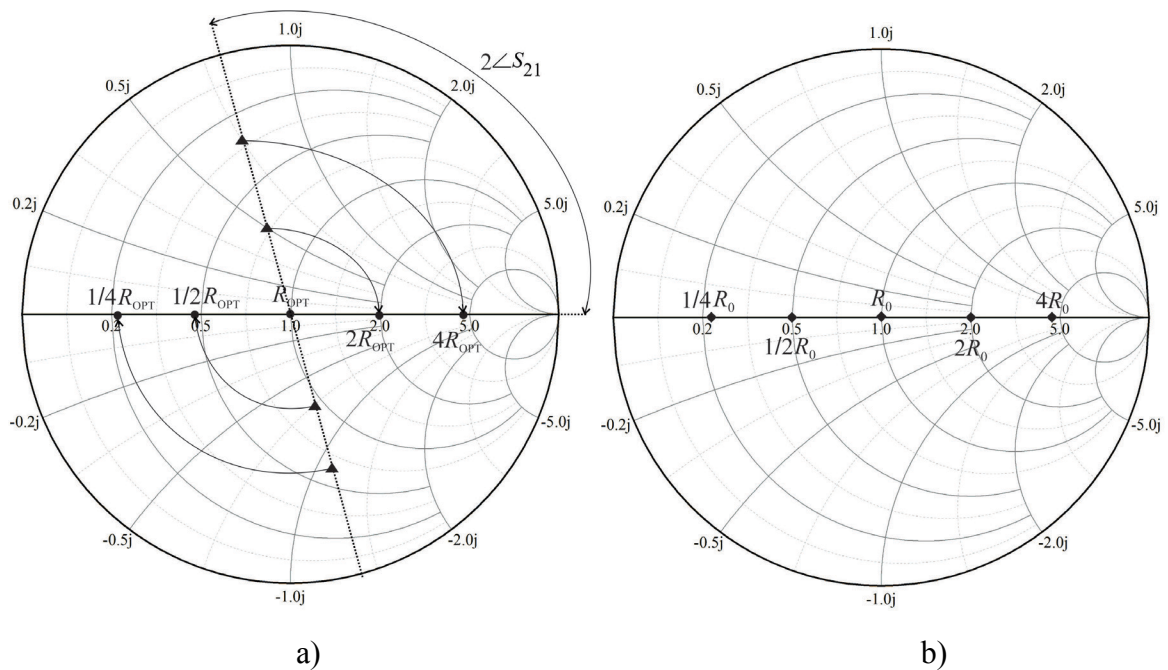
$$\theta_C = \angle S_{21} + n\pi, \quad n \in \mathbb{N}. \quad (3.23)$$

Zatim se potpuno ista modulacija primenjuje na $\Gamma_{UL,c}$. U stvari, u ovom slučaju je:

$$\Gamma_{UL,c} = \Gamma_{C|R_0} \Rightarrow \frac{Z_{UL,c}}{R_{OPT}} = \frac{R_C}{R_0}. \quad (3.24)$$

Slika 3.9 prikazuje ponašanje opisano jednačinom (3.24). Kada je linija za kompenzovanje sa električnom dužinom izabranom prema jednačini (3.23), modulacija koeficijenta refleksije Γ_C se sada tačno reprodukuje na $\Gamma_{UL,c}$. Treba primetiti da se impedansa izračunava ispred invertora impedanse i modulacija opterećenja $2R_0 \sim R_0$ i pretvara se u $2R_{OPT} \sim R_{OPT}$ na strani strujnog izvora. Ako linija unosi gubitak A , jednačina (3.24) može se zapisati kao:

$$\Gamma_{UL,c} = \Gamma_{C|R_0} e^{-2A} \Rightarrow \frac{Z_{UL,c}}{R_{OPT}} = \frac{\frac{R_C}{R_0} + \tanh(A)}{1 + \frac{R_C}{R_0} \tanh(A)}. \quad (3.25)$$



Slika 3.9 Modulacija opterećenja prikazana u ravni:

- a) $\Gamma_{UL,c}$ bez (trougao) i sa (krug) linijom za kompenzovanje b) Γ_C (romboid)

U ovom slučaju takođe, linija dužine data u (3.23) obezbeđuje čisto realnu modulaciju opterećenja, ali sa smanjenim dinamičkim opsegom kada je $R_C \neq R_0$ [41].

3.1.1.4.3 Linija za kompenzovanje na strani pomoćnog PA

Slična razmatranja se mogu primeniti na liniju za kompenzovanje kod pomoćnog PA, za koju izraz može da se izvede sa Slike 3.8 prema analogiji sa izrazom (3.18), gde su parametri promenjeni u odgovarajuće parametre koji se odnose na pomoćni PA. Pošto pomoćni PA treba da bude otvoren kraj pri maloj snazi, smer posmatranja pri izvođenju odgovarajućih izraza je obrnut u odnosu na glavni pojačavač. Može se izvesti potpuno ista jednačina na sledeći način [41]:

$$\Gamma_{IZ,p} = e^{j2(\angle S^{(P)}_{12} - \theta_p)} \frac{\Gamma_G - S_{11}^{(P)}}{1 - S_{11}^{(P)} \Gamma_G}, \quad (3.26)$$

gde $S^{(P)}$ predstavlja S -parametar kaskadne mreže reaktivnih elemenata i IKP pomoćnog PA, projektovane sa ciljem da obezbedi prilagođenje izlaza. U oblasti male snage, pomoćni PA je isključen, tj. tranzistor se ponaša kao otvoreno kolo, tako da važi:

$$\Gamma_{IZ,p|\Gamma_G=1} = e^{j2(\angle S^{(P)}_{12} - \theta_p)}. \quad (3.27)$$

Iz (3.27), jasno je da, bez linije za kompenzovanje, otvoreno kolo u izlaznoj ravni pomoćnog PA nije pravilno reprodukovano u ravni opterećenja, dok se sa linijom za kompenzovanje dužine date izrazom (3.28) dobija $\Gamma_{IZ,p} = 1$:

$$\theta_p = \angle S^{(P)}_{12} + n\pi, \quad n \in \mathbb{N}. \quad (3.28)$$

S obzirom da IKP i reaktivni elementi čine reaktivno kolo, linija za kompenzovanje za pomoćni PA pojačavač takođe pomaže pri modulaciji opterećenja kao što to čini i linija na izlazu glavnog PA. Sa linijom za kompenzovanje, pomoćni PA ispravno radi; izlazno opterećenje pomoćnog PA se moduliše od beskonačnosti do R_0 , dok se moduliše od beskonačnosti do R_{OPT} na izlazu tranzistora pomoćnog PA [41].

3.1.1.5 Asimetrični DPA

Postoji više načina da se obezbedi asimetričnost *Doherty* pojačavača (*Asymmetrical Doherty Power Amplifier* – ADPA): različite *Pul* glavnog i pomoćnog PA, pri čemu se veća snaga isporučuje pomoćnom PA [42], [43], različito napajanje glavnog i pomoćnog PA [44], [45] ili različiti tipovi (veličine) tranzistora u pojačavačkim stepenima [46].

Najjednostavniji mod rada *Doherty* PA može se postići korišćenjem dve ćelije pojačavača gde glavni PA radi u klasi AB, dok pomoćni PA radi u klasi C (mada može biti i neka druga klasa). Zbog niže vrednosti DC napajanja, nivo struje pomoćnog PA je uvek niži od nivoa struje glavnog PA i pri maksimalnom ulaznom signalu dostiže nivo struje koji je ispod maksimalno dozvoljenog. Impedanse opterećenja oba PA ne mogu se u potpunosti modulirati na vrednost optimalne impedanse za vrednosti velikih snaga. Dakle, nijedan PA ne može da ostvari svoju odgovarajuću punu snagu. Dobar pristup za rešavanje ovog problema je korišćenje nejednake snage na ulazu za glavni i pomoćni PA [42]. *Pul* je podeljena na dve nejednake snage, pri čemu pomoćni PA uzima više snage u odnosu na glavni PA. Struje oba PA mogu biti iste za nivo maksimalne snage. Kao rezultat, impedanse oba PA su, u oblasti visokih nivoa snage, u potpunosti modulirane na optimalne vrednosti i kada je ostvareno prilagođenje maksimalna snaga se isporučuje zajedničkom opterećenju. Obično oba PA imaju identičnu veličinu, istu topologiju kola za prilagođenje (KP) i izlaznu vrednost signala.

Odnos struja dva pojačavača (glavnog i pomoćnog) pri maksimalnom ulaznom naponu DPA definiše se kao [42]:

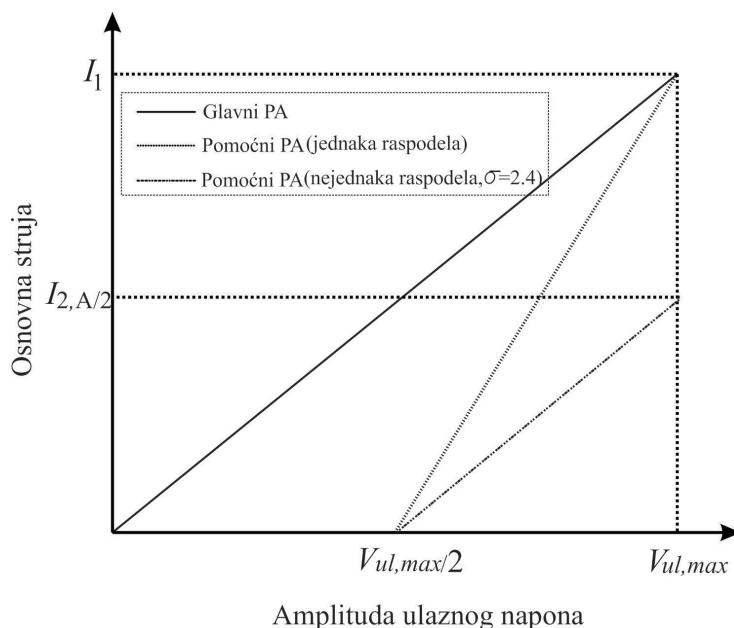
$$\sigma = \frac{I_1}{I_{2,A}(1-N)}, \quad (3.29)$$

gde N predstavlja deo maksimalnog ulaznog napona za koju pomoćni PA počinje da vodi. Zbog toga, $I_{2,A}(1-N)$ opisuje nivo struje osnovnog signala pomoćnog PA pri maksimalnom ulaznom naponu za glavni PA, dok I_1 predstavlja struju glavnog PA.

Struja osnovnog signala, $I_{2,ADPA}$, pomoćnog PA sa nejednakom raspodelom snaga u opsegu kada vodi i kada ne vodi je na osnovu [42] data izrazom:

$$I_{2,ADPA} = \begin{cases} \sigma I_{2,A} = 0, & 0 < v_{ul} < NV_{ul,max} \\ \left(\frac{\sigma I_{2,A}}{V_{ul,max}} \right) v_{ul} - N\sigma I_{2,A}, & NV_{ul,max} < v_{ul} < V_{ul,max} \end{cases} \quad (3.30)$$

Slika 3.10 predstavlja osnovne struje u odnosu na napon na ulazu (V_{ul}) kod ADPA sa nejednakom raspodelom snage za slučaj kada σ iznosi 2.4.



Slika 3.10 Osnovne struje u odnosu na V_{ul} kod ADPA sa nejednakom raspodelom snage za $N=1/2$

Pri maksimalnom nivou snage, oba PA imaju optimalne impedanse, tako da asimetrični PA sa nejednakom snagom radi linearnije i proizvodi više snage od PA sa jednakom podelom snaga, kao što je i dokazano u [42].

Pored konvencionalne i asimetrične *Doherty* arhitekture, u literaturi se mogu naći i druge vrste DPA, kao što su [47]: invertovani DPA, *Doherty* PA u klasi F (ili inverzno F), digitalni DPA; kao i složenije strukture kao što su [17]: *N-way* DPA koji se sastoji od jednog glavnog i više pomoćnih PA i *N-stage* DPA koji predstavlja kombinaciju dva ili više dvostepena *Doherty* PA.

3.2 METODE ZA POBOLJŠANJE LINEARNOSTI PA

Kada je u pitanju linearizacija aktivnih sklopova postoje različite metode koje se često susreću kroz literaturu i koje se mogu kategorisati kao analogne i digitalne metode linearizacije. Primeri analognih metoda su: *feedback*, *feed forward* [1, 2, 3], predistorzija (*PreDistortion*) [4, 5], dok je jedna od najčešće korišćenih digitalnih metoda digitalna

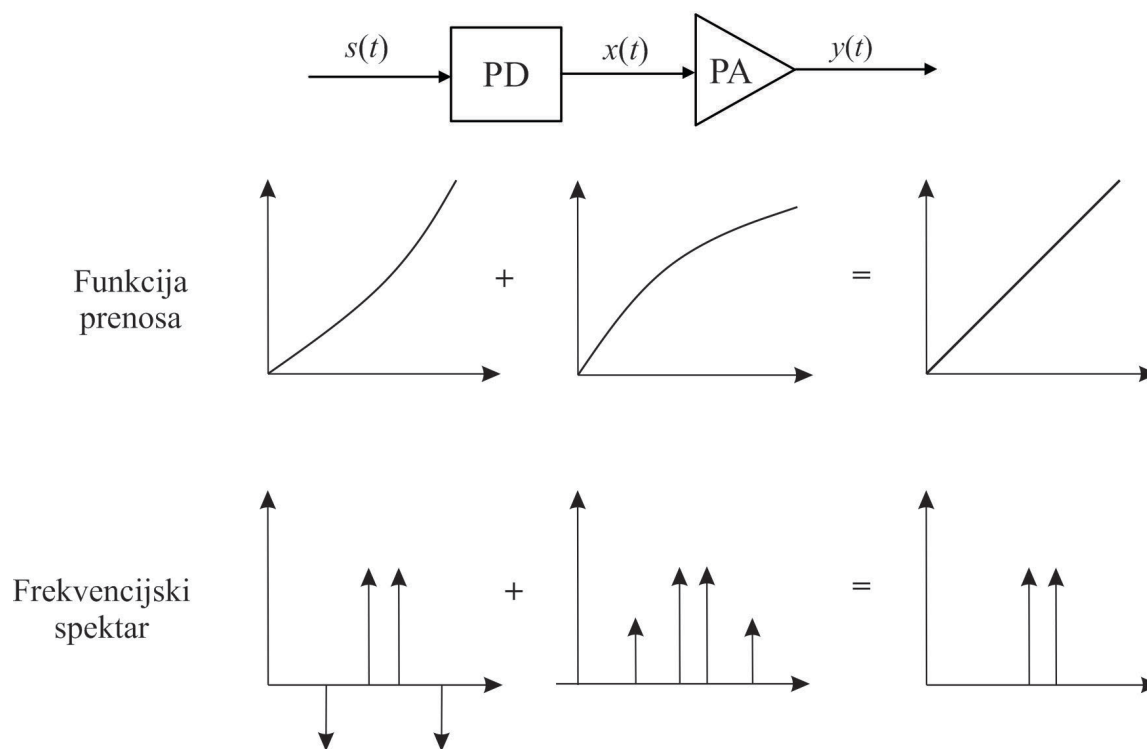
predistorzija (*Digital PreDistortion* – DPD) [6-13]. Većina ovih metoda je detaljno objašnjena kroz već postojeću literaturu, tako da će u okviru ove disertacije biti ukratko opisane samo pojedine metode novijeg datuma, kao što su predistorzija i DPD.

3.2.1 Predistorzija

Tehnika predistorzije je jedna od najefikasnijih tehnika linearizacije. Prema tipovima signala, tehnike predistorzije mogu se klasifikovati u analogne i digitalne. Njen princip je prikazan na Slici 3.11. Funkcionalni blok koji se naziva *PreDistorter* (PD) umetnut je ispred PA, i ima inverzne nelinearne karakteristike u odnosu na karakteristike PA, tako da kaskadni PD – PA sistem ostvaruje linearno ponašanje. Predistorzija ne zahteva detaljno znanje o fizičkim karakteristikama kola PA i lako se može realizovati.

Da bi se postigle dobre performanse linearizacije, potrebno je dizajnirati dobar *PreDistorter* koji je precizan inverzni model PA modela. Stoga je ključni zadatak kako dobiti odgovarajući PD model. Prema frekvenzijskom opsegu u kome se vrši predistorzija, tehnike predistorzije mogu se klasifikovati u tri kategorije: RF (*Radio Frequency*) predistorzija, IF (*Intermediate Frequency*) predistorzija i predistorzija u osnovnom opsegu (BB – *Base Band*). RF predistorzija koja se realizuje u RF opsezima zahteva komplikovan dizajn analognog kola, pri čemu se ne postiže dovoljno dobro poboljšanje performansi linearizacije, tako da se ova metoda manje koristi. Kod IF predistorzije, radna frekvencija je u IF opsezima koji su niži od RF opsega, ali je nedostatak što kontrolu nelinearnosti sa teškoćom sprovede digitalni uređaji. U poređenju sa RF i IF predistorzijom, BB predistorzija ima najniže opsege radnih frekvencija. Odvija se na frekvenciji u osnovnom opsegu gde je brzina signala relativno niska, a hardverski zahtevi nisu visoki. BB predistorzija se može primeniti pomoću kola kao što su FPGA (*Field-Programmable Gate Array*) ili DSP [4].

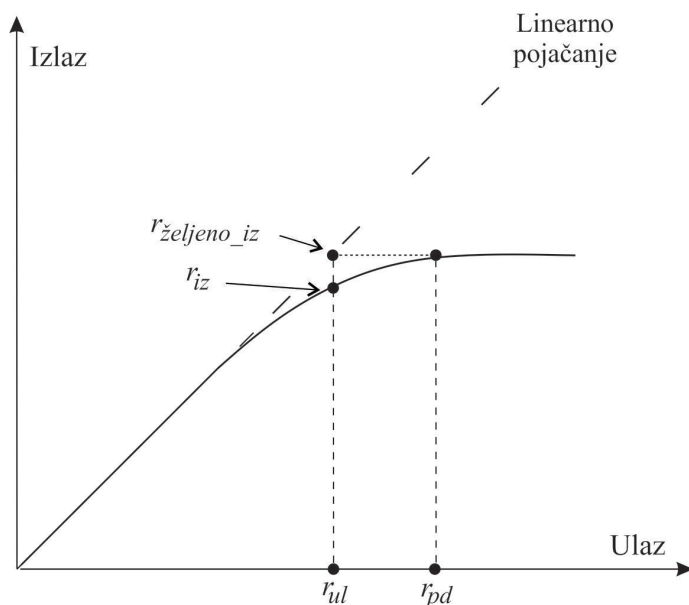
Cilj predistorzije je da sistem postane linearan kada PA radi u nelinearnoj oblasti. Ako se razmatra scenario prikazan na Slici 3.12 i pretpostavi da je r_{ul} amplituda ulaznog signala, dok amplituda izlaznog signala PA iznosi r_{iz} , vidi se da je veza između r_{ul} i r_{iz} nelinearna. U idealnom slučaju, željena izlazna amplituda sistema sa linearnim odzivom je $r_{zeljeno_iz}$. Na osnovu vrednosti $r_{zeljeno_iz}$ se iz karakteristike PA određuje odgovarajuća amplituda ulaznog signala, označena na slici sa r_{pd} [4].



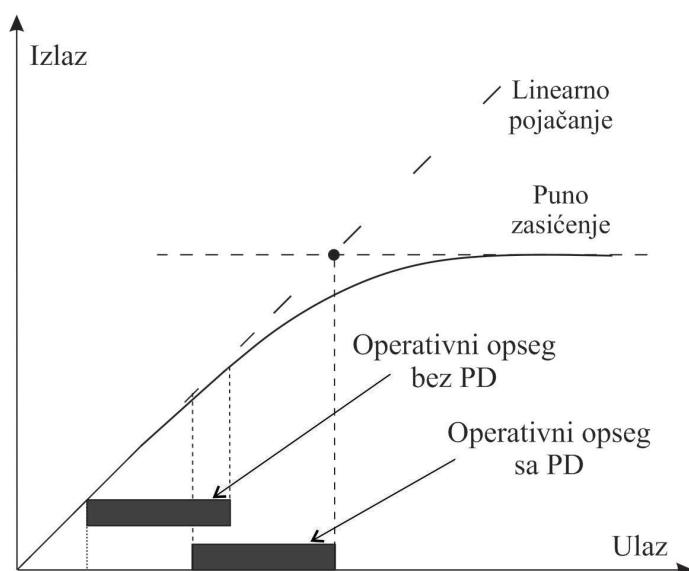
Slika 3.11 Predistorzija

Na Slici 3.13 je opseg ulaznih vrednosti signala predstavljen kao crni pravougaonik. Levi pravougaonik je za opseg operativnog područja PA bez predistorzije. Maksimalna snaga ne može postojati predaleko u nelinearnoj oblasti, u suprotnom je distorzija toliko velika da će uticati na prenos signala. Desni pravougaonik je za opseg operativnog područja PA sa predistorzijom. Opseg nivoa P_{ul} sa predistorzijom je znatno poboljšán. Ali gornji nivo radne tačke ograničen je karakteristikama PA (željena P_{iz} ne može biti veća od granice zasićenja PA). Pri dubokom nivou zasićenja PA, bilo kakvo povećanje P_{ul} ne dovodi do povećanja P_{iz} . Zbog toga se svaki ulazni signal sa amplitudom većom od nivoa zasićenja neće linearizovati u potpunosti, tj. dolazi do povećanja izobličenja. Slika 3.13 pokazuje poboljšanje u operativnom području PA sa primenom predistorzije [4].

Glavne prednosti analogne predistorzije su jednostavnost realizacije, niska cena, jednostavna procedura integracije i mogućnost linearizacije širokopojasnih PA. Nedostaci su: mali stepen linearizacije, gubitak snage u dodatnim RF komponentama i samim tim smanjenje ukupne efikasnosti, teškoće u realizaciji prilagođenja dodatnih sklopova, što značajno povećava složenost kola [5].



Slika 3.12 Osnovni koncept predistorzije

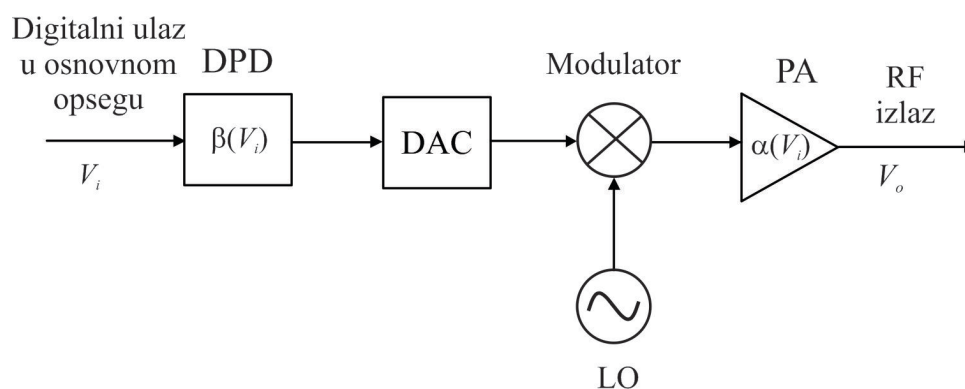


Slika 3.13 Poboljšanje operativnog područja

U poređenju sa analognom predistorzijom, digitalna predistorzija omogućava bolju preciznost pri projektovanju digitalnog predistorzera. U posljednje dve decenije, tehnike digitalne predistorzije su se intenzivnije razvijale zajedno sa razvojem digitalne tehnologije. Ova tehnika se može u potpunosti implementirati pomoću digitalnih platformi koje uključuju DSP procesore ili FPGA što omogućava postupak rekonfiguracije. Dakle, među tehnikama linearizacije, predistorzija spada u tehnike linearizacije koja je komercijalno najzastupljenija za primene u komunikacionim sistemima [4].

3.2.2 Digitalna predistorzija – DPD

DPD koristi sličan princip kao i analogna predistorzija, ali se operacije izvode na frekvencijama u osnovnom opsegu koristeći DSP metode, kao što je prikazano na Slici 3.14. Kolo uključuje digitalni PD koji radi sa ulaznim signalom u osnovnom opsegu, digitalno-analogni konvertor (DAC), modulator sa lokalnim oscilatorom (LO) i PA. Sa nedavnim razvojem brzih i minijturnih čipova za digitalnu obradu signala, ideja obezbeđivanja linearizacije digitalnim metodama postaje sve privlačnija. DPD koristi prednosti već postojećeg digitalnog dela predajnika i eliminiše probleme oko podešavanja RF hardvera i gubitka snage u dodatnim RF sklopovima. Stvaranje karakteristike odgovarajućih nelinearnih izobličenja u osnovnom opsegu je jednostavno za realizaciju, a sistem za digitalnu linearizaciju stabilan je i precizan u radu [5].



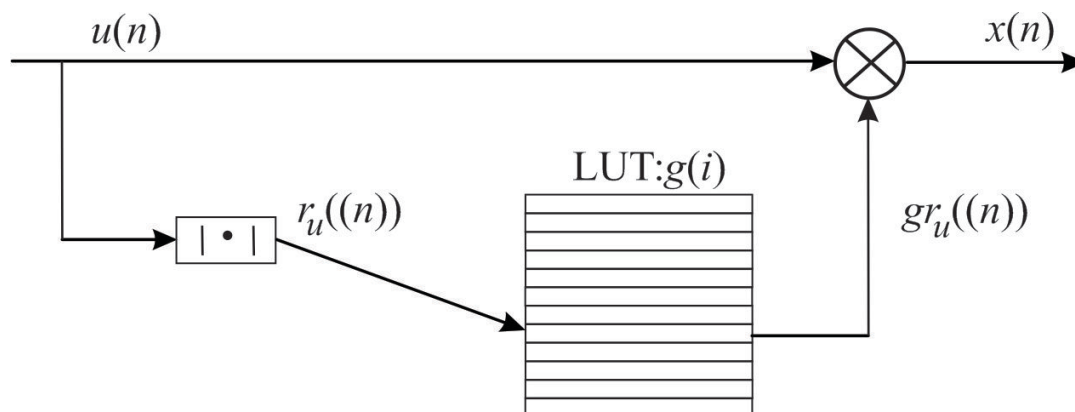
Slika 3.14 Opšta topologija sistema digitalne predistorzije

U literaturi je objavljen veliki broj DPD tehnika. Metode koje se najčešće primenjuju mogu se klasifikovati u tri kategorije: DPD zasnovana na tabelama pretraživanja (*Look-Up Table* – LUT), DPD zasnovana na neuronskoj mreži i DPD zasnovana na modelu (nazvana još i polinomska DPD).

3.2.2.1 DPD zasnovana na *Look Up* tabelama

DPD zasnovan na LUT tabelama je osnovni metod za primenu DPD tehnike. To je jednostavna i efikasna tehnika kod koje se vrednosti željenih signala nakon predistorzije čuvaju u memorijskim jedinicama kao tabela. Jezgro DPD zasnovanog na LUT-u je tabela koja se indeksira amplitudom ulaznog signala, a iz nje se zatim očitava signal nad kojim je

izvršena predistorzija. Važan zadatak je pravilno konstruisati LUT koji zahteva formiranje obrnute funkcije PA. Sadržaj LUT može se primeniti u *Cartesian* obliku, polarnom obliku i obliku kompleksnog pojačanja. Kod DPD zasnovanom na LUT, u poređenju sa *Cartesian* i polarnim oblicima, oblik sa kompleksnim pojačanjem zahteva manju veličinu tabele i manje proračuna. Stoga se oblik kompleksnog pojačanja široko koristi. Slika 3.15 prikazuje tipičnu strukturu PD zasnovanog na kompleksnom pojačanju.



Slika 3.15 Struktura PD zasnovana na kompleksnom pojačanju kod DPD sa LUT

Signal nad kojim se primenjuje predistorzija dobija se pomoću [4]:

$$x(n) = u(n)g(r_u(n)), \quad (3.31)$$

gde je $u(n)$ ulazni signal, $r_u(n)$ amplituda ulaznog signala i $g(r_u(n))$ kompleksno pojačanje PD. Takođe, važno je i pitanje distribucije LUT unosa, pošto tehnika indeksiranja LUT utiče na dobijene performanse linearizacije. Obično se *equispaced* LUT široko koristi zbog svoje jednostavnosti i male računске složenosti. LUT unosi mogu biti jednako raspoređeni po linearnoj amplitudi, linearnoj snazi ili logaritamskoj snazi. Za *equispaced* LUT adresiranu pomoću linearne amplitude, pokazale su se dobre performanse kada se koristi ravnomerni razmak između unosa u tabeli duž opsega ulaznog signala. Ali postoje neki nedostaci koji su povezani sa proračunom pri pretvaranju pravougaonih u polarne koordinate. Kod *equispaced* LUT adresirane linearnom snagom, dolazi do unosa bliskih vrednosti u tabelu u oblasti velikih signala, dok je manji broj unosa dodeljeno oblasti malih signala. Ova tehnika indeksiranja je pogodna za PA klase A, gde gotovo da nema varijacije pojačanja u oblasti malih signala. Za *equispaced* LUT adresiranu pomoću logaritamske snage, više unosa se dodeljuje oblasti velikih signala [4].

3.2.2.2 DPD bazirana na neuronskim mrežama

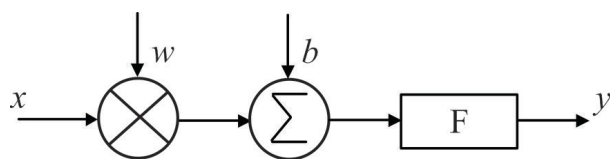
Veštačka neuronska mreža (*Artificial Neural Network – ANN*) ima sposobnost precizne aproksimacije nelinearnih funkcija, tako da je pogodna za modelovanje PA i njegovog PD. U literaturi već postoji nekoliko DPD zasnovanih na neuronskoj mreži. Model pojedinačnog neurona prikazan je na Slici 3.16 a njegov matematički izraz je dat sa, [4]:

$$y = F(\omega x + b), \quad (3.32)$$

gde su x i y ulaz i izlaz neurona, respektivno, w je vrednost težine veze, b je vrednost praga, a F je funkcija aktivacije. Obično je funkcija aktivacije *sigmoid* funkcija ili *tanmoid* funkcija. Kao primer, kada se *sigmoid* funkcija koristi kao funkcija aktivacije, jednačina (3.32) može se zapisati:

$$y = F(\omega x + b) = \frac{\lambda(1 - e^{\mu(\omega x + b)})}{1 + e^{\mu(\omega x + b)}}, \quad (3.33)$$

gde su λ i μ konstante.



Slika 3.16 Model pojedinačnog neurona

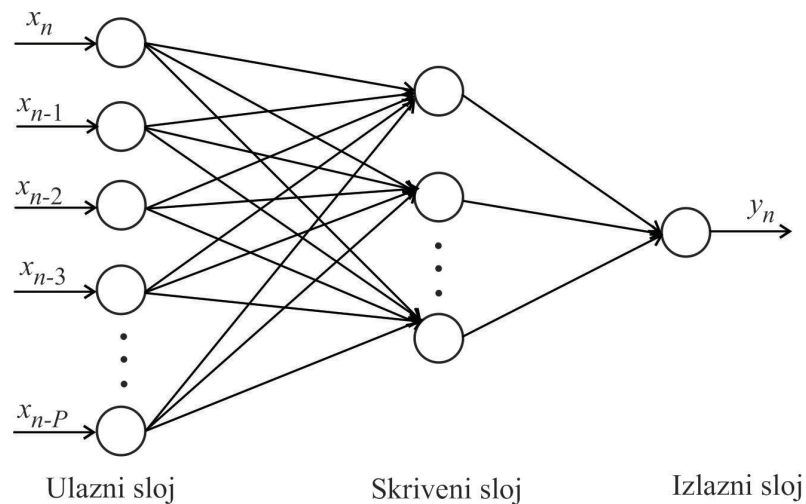
Generalno, ANN se sastoji od velikog broja neurona. U zavisnosti od strukture, neuronske mreže mogu se podeliti na tri tipa: višeslojna perceptronska mreža (*MultiLayer Perceptron – MLP*), veštačka neuronska mreža sa radijalnom osnovnom funkcijom (*Radial Basis Function Artificial Neural Network – RBFNN*) i rekurentna veštačka neuronska mreža (*Recurrent Artificial Neural Network – RNN*). MLP i RBFNN su dva najčešće korišćena tipa neuronske mreže za prosleđivanje informacija. Njihova osnovna razlika je način na koji skriveni slojevi kombinuju vrednosti koje dolaze iz prethodnih slojeva u mreži. MLP koristi unutrašnje proizvode, dok RBFNN koristi *Euclidean*-ovu udaljenost. Struktura jednostavne neuronske mreže prikazana je na Slici 3.17 [4].

MLP ima jedan ili više skrivenih slojeva za koje je funkcija aktivacije unutrašnji proizvod ulaza i težina veza, uzimajući u obzir i prag. Ulazi su u potpunosti povezani sa prvim skrivenim slojem, svaki skriveni sloj je u potpunosti povezan sa sledećim, a poslednji

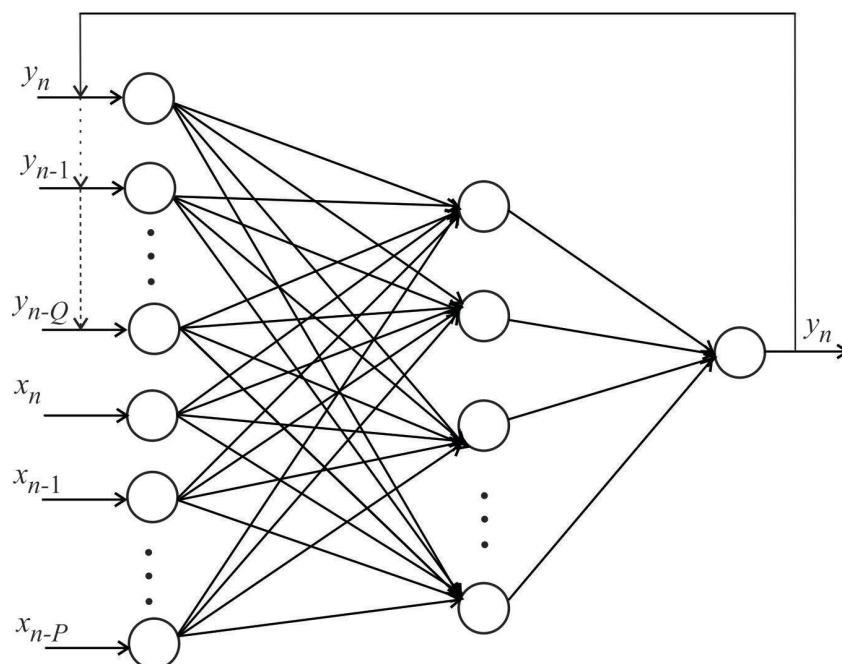
skriveni sloj je u potpunosti povezan sa izlazima. To je najpopularnija neuronska mreža za praktičnu aplikaciju zbog svoje jednostavnosti.

RBFNN obično ima samo jedan skriveni sloj za koji se funkcija aktivacije zasniva na *Euclidean*-ovoj udaljenosti između ulaznog vektora i vektora težine. Izlazni sloj računa jednostavnu sumu težina sa linearnim izlazom.

RNN je klasa ANN koja uključuje puteve povratnih informacija. Struktura jednostavne RNN prikazana je na Slici 3.18. Zapravo, RNN omogućava bolju emulaciju interakcije između ulaznih i izlaznih uzoraka i ukrštenih članova nelinearnog sistema. Njegov algoritam obuke je složen, stoga nije popularan za primenu u realnom vremenu.



Slika 3.17 Struktura troslojne perceptronske mreže



Slika 3.18 Struktura rekurentne neuronske mreže

Budući da neuronska mreža ima veliku sposobnost učenja i imitacije, DPD rešenja zasnovana na neuronskoj mreži mogu postići dobre performanse linearizacije. Međutim, obuka neuronske mreže je složen i dugotrajan proces, a hardverska implementacija neuronske mreže nije jednostavna u praktičnim primenama [4].

3.2.2.3 DPD zasnovana na modelu

Neki od modela koji se koriste za modelovanje pojačavača takođe se mogu koristiti i za modelovanje PD jer je i on nelinearni sistem. Za sistem bez memorije, može se koristiti polinomski model, dok se za memorijski sistem, za modelovanje PD koriste modeli poput *Volterra* serijskog modela, memorijski polinomski model, generalizovani memorijski polinomski model, *Wiener* model i *Hammerstein* model.

3.2.2.3.1 *Volterra* model

Volterra model je najsveobuhvatniji model za dinamički nelinearni sistem. U ovom modelu, odnos između ulaznog i izlaznog talasnog oblika je dat izrazom [7]:

$$y(n) = \sum_{k=1}^K \sum_{i_1=0}^M \dots \sum_{i_p=0}^M h_p(i_1, i_2, \dots, i_p) \prod_{j=1}^k x(n - i_j), \quad (3.34)$$

gde su $h(i_1, i_2, \dots, i_p)$ parametri *Volterra* modela, $x(n)$ je signal nad kojim se primenjuje predistorzija, K je red nelinearnosti modela i M je dubina memorije. Broj parametara u konvencionalnom *Volterra* modelu raste eksponencijalno sa redom nelinearnosti i dubinom memorije.

3.2.2.3.2 Memorijski polinomski model (MPM)

Memorijski polinomski model se široko koristi za modelovanje ponašanja i digitalnu predistorziju PA/predajnika koji pokazuju memorijske efekte. To odgovara redukciji *Volterra* serijskog modela pri čemu se zadržavaju samo dijagonalni članovi [7]. Izlazni talasni oblik modela je:

$$y(n) = \sum_{k=1}^{K-1} \sum_{m=0}^{M-1} a_{km} x(n-m) |x(n-m)|^{k-1}, \quad (3.35)$$

gde su K i M red nelinearnosti i dubina memorije, respektivno, a_{km} su koeficijenti modela.

3.2.2.3.3 Generalizovani memorijski polinomski model

Generalizovani memorijski polinomski model je uprošćena verzija *Volterra* modela. Ovaj model uvodi unakrsne članove pa je generalizovani oblik k . komponente memorijskog polinomskog modela sledećeg oblika [7]:

$$\sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K b_{km} x(n) x(n-m)^k, \quad (3.36)$$

gde se ubacuje kašnjenje m između uzoraka signala i njegove anvelope sa eksponentom k . Uzimanje više takvih zakašnjenih verzija izraza (3.36) korišćenjem i pozitivnih i negativnih unakrsnih vremenskih pomeraja i kombinovanje sa (3.35) dovodi do generalizovanog memorijskog polinoma [7]:

$$y(n) = \sum_{k=0}^{K_a-1} \sum_{l=0}^{L_a-1} a_{kl} x(n-l) |x(n-l)|^k + \sum_{k=1}^{K_b} \sum_{l=0}^{L_b-1} \sum_{m=1}^{M_b} b_{klm} x(n-l) |x(n-l-m)|^k + \sum_{k=1}^{K_c} \sum_{l=0}^{L_c-1} \sum_{m=1}^{M_c} c_{klm} x(n-l) |x(n-l+m)|^k. \quad (3.37)$$

Ovdje je $K_a L_a$ broj koeficijenata za poravnjani signal i anvelopu (memorijski polinom); $K_b L_b M_b$ predstavlja broj koeficijenata za signal i zakasnelu anvelopu; $K_c L_c M_c$ je broj koeficijenata za signal i anvelopu koja prednjači [7].

3.2.2.3.4 Wiener Model

Wiener model je model koji se sastoji iz dva bloka, čine ga filter linearnog konačnog impulsnog odziva (*Finite Impulse Response* – FIR) praćen nelinearnom funkcijom bez memorije. Izlaz ovog modela je dat sa [7]:

$$x_{iz}(n) = g(|x_1(n)|) x_1(n) \quad (3.38)$$

$$x_1(n) = \sum_{j=0}^M h(j)x_{ul}(n-j), \quad (3.39)$$

gde je g funkcija trenutnog pojačanja bez memorije implementirana u model sa *look-up* tabelama i $x_1(n)$ označava izlaz FIR-a, $h(j)$ su koeficijenti impulsnog odziva FIR filtra, a M je dubina memorije.

3.2.2.3.5 Hammerstein model

Hammerstein model ima suprotnu strukturu od *Wiener* modela, pa je statička nelinearnost primenjena pre linearnog FIR filtra. Dakle, izlazni talasni oblik je dat sa [7]:

$$x_{iz}(n) = \sum_{j=0}^M h(j)x_1(n-j), \quad (3.40)$$

$$x_1(n) = g(|x_{ul}(n)|)x_{ul}(n), \quad (3.41)$$

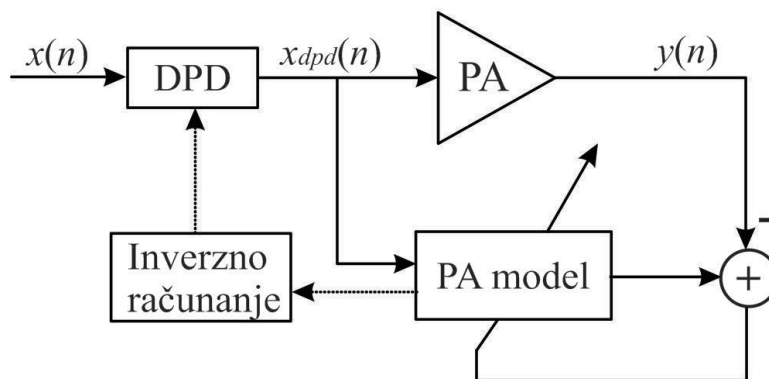
gde se $x_1(n)$, $h(j)$ i g odnose na izlaz iz prvog bloka (model *look-up* table), impulсни odziv FIR-a i trenutno pojačanje modela sa *look-up* tabelama, respektivno, a M je dubina memorije.

3.2.2.4 Modelovanje ponašanja DPD

Postoje dva *različita* načina za razvijanje DPD. Prvi pristup je poznat kao DLA (*Direct Learning Architectures*), a drugi kao ILA (*Indirect Learning Architectures*). Obe arhitekture se koriste za kreiranje DPD u bloku obrade signala u osnovnom opsegu [6].

3.2.2.4.1 DLA

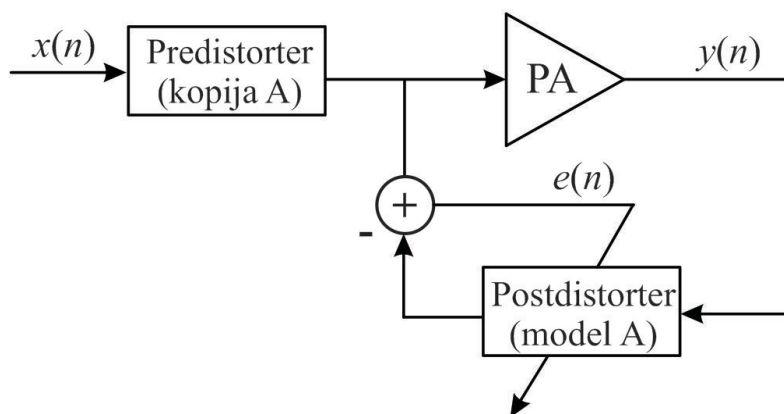
DLA podrazumeva sintezu modela bežičnog predajnika, tj. PA, i zatim invertovanje ovog modela kako bi se odredila DPD funkcija (Slika 3.19). Ova arhitektura omogućava da se inverzna funkcija modela ponašanja bežičnog predajnika koristi direktno za konstruisanje DPD sklopa. Takođe, da bi minimizirao grešku, DLA obično koristi proceduru iterativne optimizacije za DPD parametre. Pored toga, određivanje inverzne nelinearne PA funkcije je komplikovano, posebno kada je uključena memorijska komponenta [6].



Slika 3.19 Blok dijagram DLA

3.2.2.4.2 ILA

Drugi pristup se zasniva na identifikaciji DPD funkcije direktno iz ulaznih i izlaznih talasnih oblika predajnika, koji se izračunavaju na osnovu izmerenih ulaznih i izlaznih talasnih oblika posmatranog sklopa (Slika 3.20). Na ovaj način je moguće izbeći proces modelovanja i procenu parametara sklopova bežičnog predajnika. Pored toga, pokazalo se da kada se dobije dobar model ponašanja predajnika, nastaje dobar inverzni model [6].



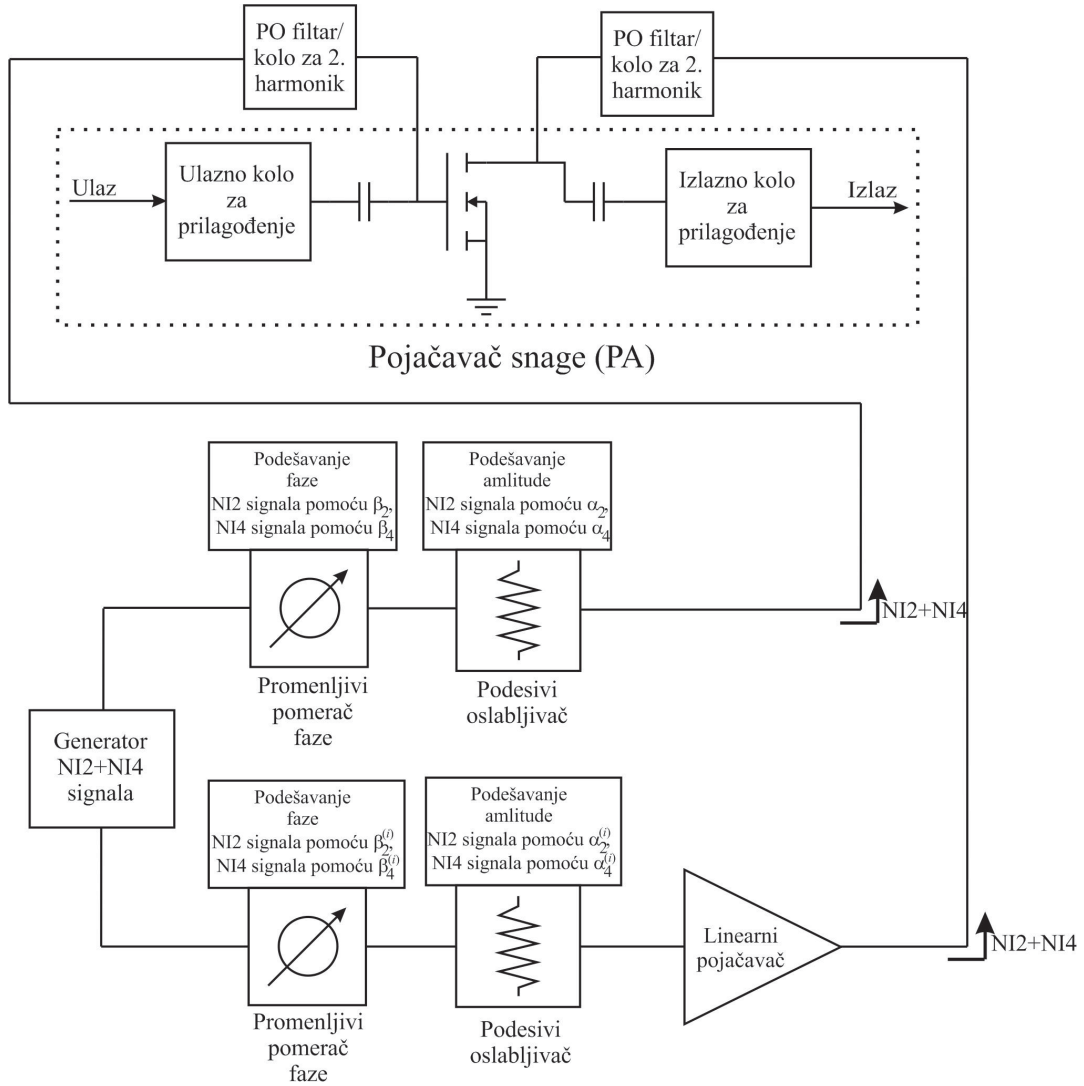
Slika 3.20 Blok dijagram ILA

Veliki broj DPD-a je zasnovan na ILA. Kod primene ILA, post-inverzni koeficijenti se prvo identifikuju, a zatim kopiraju da rade kao PD. Ovaj post-kompenzator modeluje izlaz u željeni ulaz i nakon toga se može koristiti kao pre-invertujući model za DPD. Drugim rečima, *postdistorter* prvo izvodi inverziju nelinearnog modela sistema bez PD, sa ciljem da se minimizira greška $e(n)$ između željenog signala na ulazu PA i izlaza iz *postdistorter*-a a zatim se *postdistorter* koristi kao PD.

3.2.3 Analogni linearizacioni postupak

Signali koji se generišu za potrebe linearizacije PA su zapravo nelinearna izobličenja (NI) parnog reda koja se vode na ulaz i izlaz tranzistora PA sa ciljem da se smanje nelinearni proizvodi 3. reda (NI3- na frekvenciji $2f_1 - f_2$ i NI3+ na frekvenciji $2f_2 - f_1$) i 5. reda (NI5- na frekvenciji $3f_1 - 2f_2$ i NI5+ na frekvenciji $3f_2 - 2f_1$) za ulazne signale frekvencija f_1 i f_2 , a koji nastaju kao posledica nelinearne karakteristike modela tranzistora. Signali koji se generišu za proces linearizacije koriste nelinearne proizvode 2. reda osnovnog signala (NI2 signali) koji su 2. harmonici osnovnih signala i signal na frekvenciji $f_1 + f_2$, kao i nelinearne proizvode 4. reda čije se frekvencije nalaze blizu frekvencija 2. harmonika (NI4 signali). Nadalje u disertaciji ovi signali biće označeni kao NI signali. Kolo za generisanje i oblikovanje odgovarajućih NI signala u analognom domenu pomoću kojih se vrši linearizacija aktivnog elementa biće nadalje u disertaciji označeno kao NI kolo.

U literaturi se najpre mogu naći rezultati primene metode kod koje je 2. harmonik dovođen samo na ulaz pojačavačke strukture [84, 85]. Zatim je razvijen linearizacioni postupak koji koristi nelinearne signale 2. reda ili 2. i 4. reda koji se dovode na ulaz i/ili izlaz PA, koji je do sada primenjivan kod uskopojasnih jednostepenih PA i višestepenih *Doherty* konfiguracija [17-33]. U ovoj disertaciji se isti linearizacioni postupak, uz određene modifikacije, primenjuje na projektovane širokopojasne jednostepene PA i dvostepene DPA, kao i na pojačavače koji rade u dva frekvencijska opsega (DB PA). Teorijska osnova linearizacionog postupka od koje se polazi je ista i kod uskopojasnih i kod širokopojasnih pojačavačkih struktura. Najveća razlika se ogleda u konfiguraciji NI kola kojim se adekvatno oblikovani NI signali dovode do pojačavača i na taj način se ostvaruje proces linearizacije. Zapravo, kod uskopojasnih varijanti PA, za potrebe dovođenja NI signala na ulaz i/ili izlaz tranzistora PA koristili su se frekvencijski duplekseri sa ciljem da razdvoje osnovni signal od NI signala, dok su u ovoj disertaciji za potrebe linearizacije pomenutih širokopojasnih pojačavačkih konfiguracija duplekseri zamenjeni najpre PO filtrima, a zatim i kolima za prilagođenje na frekvencijama oko 2. harmonika baziranim na filtarskoj strukturi. Šematski prikaz analognog linearizacionog postupka prikazan je na Slici 3.21.



Slika 3.21 Šematski prikaz predloženog analognog linearizacionog postupka

Teorijski model na kome se zasniva pomenuti linearizacioni postupak bazira se na nelinearnosti struje drejna koja može biti predstavljena polinomskim modelom višeg reda [17, 14-16]. Nelinearnost FET tranzistora u pojačavačkim strukturama se može predstaviti izrazom (3.42) kada se usvoji zanemarivanje memorijskog efekta:

$$\begin{aligned}
 i_{ds} = & g_{m1}v_{gs} + g_{m2}v_{gs}^2 + g_{m3}v_{gs}^3 + g_{m4}v_{gs}^4 + g_{m5}v_{gs}^5 + \\
 & + g_{d1}v_{ds} + g_{d2}v_{ds}^2 + g_{d3}v_{ds}^3 + \\
 & + g_{m1d1}v_{gs}v_{ds} + g_{m2d1}v_{gs}^2v_{ds} + g_{m1d2}v_{gs}v_{ds}^2 + \dots
 \end{aligned} \quad (3.42)$$

Ovim izrazom je data zavisnost struje drejna (i_{ds}) od napona između gejta i sorsa (v_{gs}) i napona između drejna i sorsa tranzistora (v_{ds}). Koeficijenti g_{m1} do g_{m5}

predstavljaju nelinearnost i_{ds} u odnosu na napon v_{gs} , dok je preko koeficijenata $g_{d1} - g_{d3}$ prikazana nelinearnost i_{ds} u funkciji v_{ds} . Dodatno, izraz uključuje i proizvode mešanja napona v_{gs} i v_{ds} preko g_{m1d1} , g_{m2d1} i g_{m1d2} koeficijenata.

Razmatra se slučaj za digitalno modulirani signal čiji spektar ima oblik $V_B(j\omega) \otimes \frac{1}{2} \delta(\omega \pm \omega_0)$, gde je $V_B(j\omega)$ spektar signala iz osnovnog opsega. Spektar digitalno moduliranog signala koji se odnosi na NI2 proizvode može se predstaviti izrazom $V_B(j\omega) \otimes V_B(j\omega) \otimes \frac{1}{2} \delta(\omega \pm \omega_0)$, dok se spektar digitalno moduliranog signala koji se odnosi na NI4 proizvode može predstaviti pomoću izraza $V_B(j\omega) \otimes V_B(j\omega) \otimes V_B(j\omega) \otimes V_B(j\omega) \otimes \frac{1}{2} \delta(\omega \pm \omega_0)$.

$$I_{ds}(j\omega)|_{NI3} \approx \left[\frac{3}{4}g_{m3} + \frac{1}{4}g_{m2}\alpha_2 e^{-j\beta_2} - \frac{1}{4}g_{m1d1}\alpha_2^{(i)} e^{-j\beta_2^{(i)}} - \frac{1}{4}g_{m1d1}\alpha_1\alpha_2 e^{-j\beta_2} \right] \{V_B(j\omega) \otimes V_B(j\omega) \otimes V_B(j\omega)\} \otimes \frac{1}{2} \delta(\omega \pm \omega_0), \quad (3.43)$$

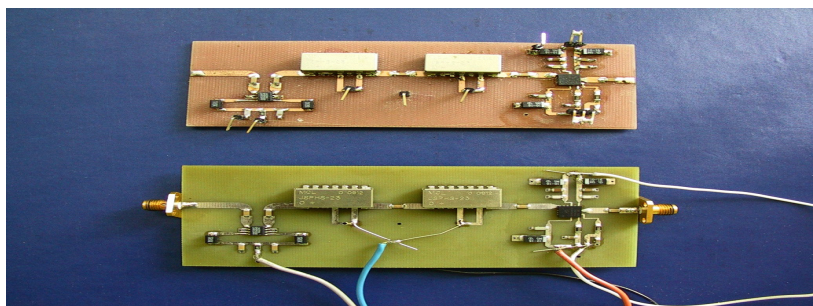
$$I_{ds}(j\omega)|_{NI5} \approx \left[\frac{5}{8}g_{m5} + \frac{1}{4}g_{m2}\alpha_4 e^{-j\beta_4} - \frac{1}{4}g_{m1d1}\alpha_4^{(i)} e^{-j\beta_4^{(i)}} - \frac{1}{4}g_{m1d1}\alpha_1\alpha_4 e^{-j\beta_4} + \frac{1}{8}g_{m3}\alpha_2^2 e^{-j2\beta_2} + \frac{1}{8}g_{m1d2}\alpha_2^{(i)2} e^{-j2\beta_2^{(i)}} + \frac{1}{8}g_{m1d2}\alpha_1\alpha_2\alpha_2^{(i)} e^{-j(\beta_2+\beta_2^{(i)})} - \frac{1}{8}g_{m2d1}\alpha_2\alpha_2^{(i)} e^{-j(\beta_2+\beta_2^{(i)})} + \frac{1}{8}g_{m2d1}\alpha_1\alpha_2^2 e^{-j2\beta_2} \right] \{V_B(j\omega) \otimes V_B(j\omega) \otimes V_B(j\omega) \otimes V_B(j\omega) \otimes V_B(j\omega)\} \otimes \frac{1}{2} \delta(\omega \pm \omega_0). \quad (3.44)$$

Pomoću izraza (3.43) i (3.44), može se predstaviti struja drejna na frekvencijama nelinearnih proizvoda 3. reda (NI3) i nelinearnih proizvoda 5. reda (NI5). Koeficijenti α_2 , β_2 , α_4 , β_4 predstavljaju amplitude i faze NI2 i NI4 signala koji se dovode na ulaz tranzistora, dok su $\alpha_2^{(i)}$, $\beta_2^{(i)}$, $\alpha_4^{(i)}$, $\beta_4^{(i)}$ amplitude i faze NI2 i NI4 signala koji se vode na izlaz tranzistora. Koeficijent α_1 iz izraza (3.43) odnosi se na amplitudu osnovnog signala na izlazu tranzistora [17].

Određeni članovi iz jednačina (3.43) i (3.44) imaju zanemarljiv uticaj na NI proizvode, dok pojedini članovi stvaraju struju drejna na NI3, kao i na NI5 frekvencijama, suprotnih faza, pa se oni međusobno oslabljuju, što je i detaljno objašnjeno u [17]. Prema teorijskoj analizi, dovođenje NI2 i NI4 signala, čije su amplitude i faze adekvatno podešene, na ulaz i/ili izlaz tranzistora PA može smanjiti nivoe NI3 i NI5 proizvoda.

Bolji rezultati se postižu kada NI2 i NI4 signali imaju zasebne grane za podešavanje njihovih amplitude i faza, ali je zbog praktičnosti i jednostavnosti pri realizaciji i merenjima korišćeno jedno ulazno i jedno izlazno NI kolo za oba signala. U tom slučaju, stepen redukcije NI3 i NI5 proizvoda zavisi od odnosa amplitude i faza generisanih NI2 i NI4 signala. U slučaju da željeni odnosi nisu ispunjeni, samo jedna vrsta NI proizvoda može da se snizi u dovoljnoj meri, što će potvrditi rezultati predstavljeni u narednim sekcijama.

Primer realizovanog NI kola koje je primenjivano za potrebe eksperimentalne verifikacije kod analognog linearizacionog postupka [17, 33] predstavljeno je na Slici 3.22. Sastoji se od dve zasebne ali identične grane koje služe za podešavanje amplitude i faze NI signala. Svaka od grana NI kola sadrži: PIN diodni promenljivi oslabljivač, dva promenljiva naponski kontrolisana pomerača faze i linearno pojačavačko kolo. Uglavnom nema potrebe za pojačanjem NI signala koji se vode na ulaz PA pošto imaju dovoljan nivo snage da bi ostvarili linearizaciju, tako da je linearni pojačavač prisutan u grani kojom se ovi signali vode na ulaz PA radi sigurnosti za slučaj kada je potrebno obezbediti veću snagu NI signala.



Slika 3.22 Realizovano NI kolo [17, 33]

3.2.4 Razvoj i adaptacija digitalnog linearizacionog postupka

Sa ciljem da se ostvare što bolji linearizacioni efekti i postigne što veća efikasnost, razvijena su 4 pristupa digitalnog linearizacionog postupka i izvršena je njihova primena na širokopojasne jednostepene PA i dvostepene DPA, kao i na pojačavače koji rade istovremeno

u dva frekvencijska opsega. Dodatno, pojedini od ovih pristupa korišćeni su za potrebe linearizacije mešača. U ovom poglavlju biće predstavljene osnove svakog od digitalnih linearizacionih pristupa dok će njihova detaljnija analiza i ostvareni rezultati biti dati kroz konkretne primere u poglavljima §4, §5, §6 i §7.

Teorijska osnova digitalnog linearizacionog postupka zasniva se na nelinearnosti PA tranzistora. Dominantna nelinearnost FET-a, za slučaj kada su zanemareni efekti memorije, može se predstaviti polinomskim modelom u vidu *Taylor*-ovog reda [14-16], kao što je već prikazano jednačinom (3.42) a ovde ponovljeno zbog preglednosti:

$$\begin{aligned} i_{ds} = & g_{m1}v_{gs} + g_{m2}v_{gs}^2 + g_{m3}v_{gs}^3 + g_{m4}v_{gs}^4 + g_{m5}v_{gs}^5 + \\ & + g_{d1}v_{ds} + g_{d2}v_{ds}^2 + g_{d3}v_{ds}^3 + \\ & + g_{m1d1}v_{gs}v_{ds} + g_{m2d1}v_{gs}^2v_{ds} + g_{m1d2}v_{gs}v_{ds}^2 + \dots \end{aligned} \quad (3.45)$$

Transkonduktanski članovi u jednačini (3.45) označeni sa g_{mx} predstavljaju zavisnost struje drejna tranzistora (i_{ds}) od gejt-sors napona (v_{gs}). Konduktansa drejna predstavljena koeficijentima označenim sa g_{dy} , daje zavisnost i_{ds} od drejn-sors napona (v_{ds}). Mešoviti koeficijenti označeni sa g_{mxdy} predstavljaju i_{ds} u funkciji napona v_{gs} , kao i u funkciji napona v_{ds} i pomoću $x + y$ može se izračunati red svakog od koeficijenata.

Digitalno modulisani signal karakterišu magnituda $c(t)$, faza $\varphi(t)$ i frekvencija nosioca $\omega_0 = 2\pi f_0$, što se može predstaviti u obliku:

$$\begin{aligned} v_{ul}(t) &= c(t) \cos(\omega_0 t + \varphi(t)) = \\ &= c(t) \cos(\varphi(t)) \cos(\omega_0 t) - c(t) \sin(\varphi(t)) \sin(\omega_0 t) = \\ &= v_s (I \cos(\omega_0 t) - Q \sin(\omega_0 t)), \end{aligned} \quad (3.46)$$

pri čemu se dve komponente signala u osnovnom opsegu, fazna (I) i kvadraturna komponenta (Q), izdvajaju u sledećim oblicima:

$$I = (c(t) / v_s) \cos(\varphi(t)), \quad (3.47)$$

$$Q = (c(t) / v_s) \sin(\varphi(t)). \quad (3.48)$$

Da bi se definisale I i Q komponente digitalno modulisanog signala na frekvenciji 2. harmonika ($2h$ frekvenciji), digitalni signal predstavljen jednačinom (3.46) se vodi na ulaz

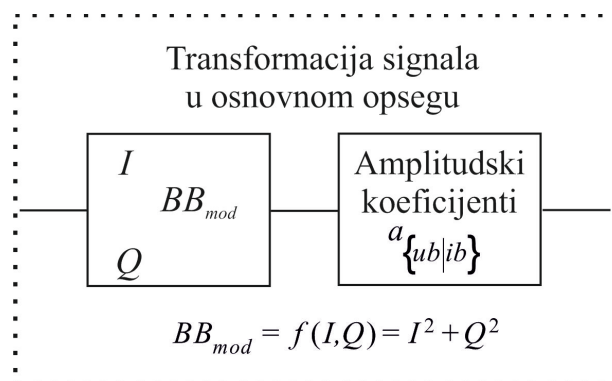
nelinearnog sistema 2. reda čija je prenosna funkcija $v_{iz} = v_{ul}^2$. Na izlazu se generiše signal oblika:

$$v_{iz_2red} = v_{ul}^2 = \frac{1}{2}v_s^2(I^2 + Q^2) + \frac{1}{2}v_s^2[(I^2 - Q^2)\cos(2\omega_0 t) - 2IQ\sin(2\omega_0 t)]. \quad (3.49)$$

Digitalni linearizacioni postupak koristi nelinearne signale 2. reda u osnovnom opsegu, pri čemu se oni za svaki od 4 predstavljenih linearizaciona pristupa modifikuju na određeni način. Signali u osnovnom opsegu pripremljeni za linearizaciju vode se na ulaz i izlaz PA tranzistora, pri čemu se mešaju sa osnovnim signalom zbog nelinearnosti tranzistora 2. reda generišući dodatne nelinearne proizvode 3. (NI3) i 5. reda (NI5) koji mogu potisnuti originalne nelinearne proizvode izazvane nelinearnom karakteristikom tranzistora.

3.2.4.1 Linearizacioni pristup koji koristi *bb* signale

Predloženi linearizacioni pristup koristi nelinearne signale 2. reda u osnovnom opsegu (*baseband*), pa je shodno tome značajan prvi član u jednačini (3.49). Kolo za transformaciju signala u osnovnom opsegu prikazano na Slici 3.23 formira željeni signal oblika $BB_{mod} = I^2 + Q^2$, koji se zatim množi odgovarajućim koeficijentom $a_{\{ub|ib\}}$ za potrebe podešavanja amplitude i polariteta. Indeksi *ub* i *ib* odnose se na pripremljene signale za ubacivanje na ulaz i izlaz tranzistora PA, respektivno, o čemu će biti više reči kroz konkretne primere u sekcijama §4.2.1, §7.1, §7.2 i §7.3. Signali u osnovnom opsegu modifikovani na ovaj način se zatim ubacuju na gejti i na drejni tranzistora PA preko *LC* rezonantnog kola, kroz kola za DC napajanje. Signali u osnovnom opsegu pripremljeni za linearizaciju na ovaj način nadalje u disertaciji biće označeni kao *bb* signali.



Slika 3.23 Kolo za formiranje *bb* signala

Signal koji se dobija ovim postupkom i vodi se na ulaz PA predstavljen je drugim članom u izrazu (3.50), gde prvi član predstavlja koristan signala, dok je signal koji se vodi na izlaz PA dat kao drugi član u izrazu (3.51).

$$v_{gs}(t) = v_s \left[I \cos(\omega_0 t) - Q \sin(\omega_0 t) \right] + a_{ub} (I^2 + Q^2) + V_G, \quad (3.50)$$

$$v_{ds}(t) = v_i \left[I \cos(\omega_0 t) - Q \sin(\omega_0 t) \right] + a_{ib} (I^2 + Q^2) + V_D, \quad (3.51)$$

gde je $v_i \left(I \cos(\omega_0 t) - Q \sin(\omega_0 t) \right)$ izlazni signal na osnovnoj (nosećoj) frekvenciji korisnog signala, a V_G i V_D jednosmerno napajanje tj. DC naponi na gejt i drejnu PA tranzistora, respektivno. Zamenom jednačina (3.50) i (3.51) u jednačinu (3.45), izobličena izlazna struja može se izraziti jednačinom (3.52) kada su u pitanju NI3 proizvodi, kao i jednačinom (3.53) za slučaj NI5 proizvoda.

$$i_{ds}(t) \Big|_{NI3} = \left(\frac{3}{4} v_s^3 g_{m3} + 2a_{ub} v_s g_{m2} - a_{ib} v_s g_{m1d1} + a_{ub} v_i g_{m1d1} \right) (I^2 + Q^2) \left(I \cos(\omega_0 t) - Q \sin(\omega_0 t) \right), \quad (3.52)$$

$$i_{ds}(t) \Big|_{NI5} = \left(\frac{5}{8} v_s^5 g_{m5} + v_s a_{ib}^2 g_{m1d2} - 2v_i a_{ub} a_{ib} g_{m1d2} - 2v_s a_{ub} a_{ib} g_{m2d1} + v_i a_{ub}^2 g_{m2d1} \right) (I^2 + Q^2)^2 \left(I \cos(\omega_0 t) - Q \sin(\omega_0 t) \right). \quad (3.53)$$

Nelinearnosti struje i_{ds} u zavisnosti od napona v_{ds} , koje su izražene koeficijentima $g_{d1} - g_{d3}$ izostavljene su iz jednačine jer se za njih pretpostavlja da imaju zanemarljiv uticaj na nelinearne proizvode prema analazi iz [15] i [16]. Ovo pravilo se takođe primenjuje kod matematičke analize i ostala tri pristupa koja će u narednim sekcijama biti detaljno opisana.

Prvi član u jednačini (3.52) smatra se dominantnim u stvaranju NI3 proizvoda prema [15] i [16] i predstavlja proizvod nelinearnosti 3. reda prenosne funkcije pojačavača (g_{m3}). Drugi član jednačine predstavlja proizvod mešanja osnovnog signala i bb signala koji se ubacuju na gejt PA tranzistora. Treći član, g_{m1d1} , je proizvod mešanja osnovnog ulaznog signala i bb signala koji se ubacuje na drejnu PA tranzistora. Osnovni signal na izlazu tranzistora i bb signal koji se vodi na gejt PA tranzistora formiraju četvrti član. Za izlazni signal na osnovnoj frekvenciji smatra se da je za 180° fazno pomeren u odnosu na ulazni

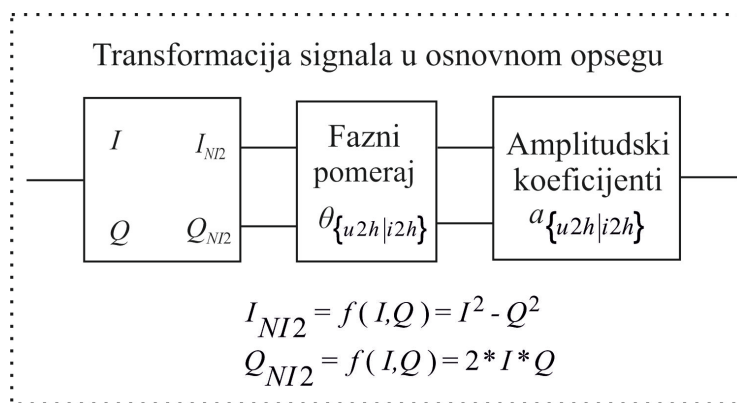
signal. Prema prethodnoj analizi, moguće je smanjiti nelinearnosti 3. reda osnovnog signala odabirom odgovarajuće amplitude i polariteta modifikovanog bb signala koji se ubacuje na ulaz (a_{ub}) i izlaz (a_{ib}) tranzistora PA.

Prvi član u jednačini (3.53) izražava NI5 proizvode struje između drejna i sorsa PA tranzistora nastale usled nelinearnosti pojačavača 5. reda, g_{m5} . Drugi, treći, četvrti i peti član su proizvodi mešanja osnovnog signala i bb signala koji se vodi na gejt ili drejn PA tranzistora. Pretpostavlja se da ovi članovi (mešani članovi između gejta i drejna, g_{m1d2} i g_{m2d1}) proizvode drejn-sors struju na NI5 frekvencijama suprotnih faza čime se smatra da se delimično međusobno poništavaju. Međutim, to zavisi od odnosa faza između ulaznih i izlaznih osnovnih signala, kao i od intenziteta mešanih proizvoda; shodno tome, ovi članovi mešanja mogu povećati ili smanjiti nivoe NI5 proizvoda.

3.2.4.2 Linearizacioni pristup koji koristi NI2 signale

Predloženi linearizacioni pristup koristi adekvatno oblikovane nelinearne signale u osnovnom opsegu koji modulišu 2. harmonik ($2h$) osnovnog nosioca. Fazna komponenta za $2h$ nosioc ima oblik $I_{NI2} = I^2 - Q^2$, dok je kvadratura komponenta, pri istim uslovima, predstavljena sa $Q_{NI2} = 2IQ$, kao što se može videti iz jednačine (3.49) - 2. i 3. član. Slika 3.24 predstavlja kolo za transformaciju signala u osnovnom opsegu koje formira signale željenih oblika, I_{NI2} i Q_{NI2} , koji se odvojeno podešavaju po amplitudi pomoću koeficijenta $a_{\{u2h|i2h\}}$ i fazi pomoću koeficijenta $\theta_{\{u2h|i2h\}}$. Prefiksi $u2h$ i $i2h$ odnose se na pripremljene signale u osnovnom opsegu za ubacivanje na ulaz i izlaz tranzistora PA, o čemu će biti više reči kroz konkretne primere u sekcijama §4.2, §5.2, §6.3 i §7.3. Signali u osnovnom opsegu modifikovani na ovakav način se zatim ubacuju u IQ modulator sa signalom nosioca na frekvenciji $2f_0$. Generisani modulirani signali se ubacuju na ulaz i izlaz PA preko filtra propusnika opsega (POF) centralne frekvencije $f_c = 2f_0$. Modifikovani signali u osnovnom opsegu koji modulišu $2h$ nosioc pripremljeni na ovaj način za linearizaciju biće nadalje u disertaciji označeni kao NI2 signali.

Signal koji se dobija ovim postupkom se zajedno sa korisnim signalom vodi na ulaz PA što je predstavljeno izrazom (3.54), dok je signal koji se vodi na izlaz PA dat izrazom (3.55).



Slika 3.24 Kolo za formiranje NI2 signala u osnovnom opsegu

$$v_{gs}(t) = v_s [I \cos(\omega_0) - Q \sin(\omega_0)] + a_{u_{2h}} e^{-j\theta_{u_{2h}}} \frac{1}{2} [(I^2 - Q^2) \cos(2\omega_0) - 2IQ \sin(2\omega_0)] + V_G, \quad (3.54)$$

$$v_{ds}(t) = a_{i_{2h}} e^{-j\theta_{i_{2h}}} \frac{1}{2} [(I^2 - Q^2) \cos(2\omega_0) - 2IQ \sin(2\omega_0)] + V_D. \quad (3.55)$$

Zamenom jednačina (3.54) i (3.55) u jednačinu (3.45) dobija se:

$$i_{ds}(t) \Big|_{NI3} = \left(\frac{3}{4} v_s^3 g_{m3} + \frac{1}{2} a_{u_{2h}} e^{-j\theta_{u_{2h}}} v_s g_{m2} + \frac{1}{4} a_{i_{2h}} e^{-j\theta_{i_{2h}}} v_s g_{m1d1} + \right. \\ \left. - \frac{1}{4} a_{u_{2h}} e^{-j\theta_{u_{2h}}} v_i g_{m1d1} + \frac{3}{4} v_s v_i^2 g_{m1d2} - \frac{3}{4} v_s^2 v_i g_{m2d1} \right) (I^2 + Q^2) (I \cos(\omega_0 t) - Q \sin(\omega_0 t)). \quad (3.56)$$

Izraz (3.56) odnosi se na NI3 proizvode struje drejna. Prvi član u jednačini (3.56) predstavlja proizvod nelinearnosti 3. reda prenosne funkcije pojačavača (g_{m3}) i smatra se dominantnim u stvaranju NI3 proizvoda (prema [15] i [16]). Drugi član je proizvod mešanja osnovnog signala i NI2 signala ubačenih na ulaz tranzistora PA i posledica je nelinearnosti 2. reda transkonduktanse PA. Treći član, g_{m1d1} , koji je posledica nelinearnosti 2. reda, javlja se usled reakcije između napona gejta-sors osnovnog signala i napona NI2 signala koji se vode na izlaz tranzistora PA, g_{m2} . Dodatno, osnovni signal na izlazu tranzistora meša se sa NI2 signalom koji se dovodi na ulaz tranzistora što formira četvrti član u jednačini. Amplituda izlaznog napona na osnovnoj frekvenciji označena je sa v_i . Mešani članovi između drejna i gejta, g_{m1d2} i g_{m2d1} , stvaraju drejnsorsku struju na NI3 frekvencijama sa suprotnim fazama (šesti i sedmi član u jednačini (3.56)), tako da se međusobno smanjuju u određenom stepenu.

Prema prethodnoj analizi, moguće je smanjiti nelinearnosti 3. reda osnovnog signala, odabirom odgovarajućih amplituda i faza modifikovanog NI2 signala koji se ubacuje na ulaz (a_{u2h}, θ_{u2h}) i izlaz (a_{i2h}, θ_{i2h}) PA tranzistora.

3.2.4.3 Linearizacioni pristup koji kombinuje *bb* i NI2 signale

Ovaj linearizacioni pristup kombinuje oba prethodno opisana pristupa iz sekcija §3.2.4.1. i §3.2.4.2. Na izlazu nelinearnog sistema 2. reda, kada se na njegov ulaz dovodi signal iz jednačine (3.46), dobija se signal oblika koji je dat jednačinom (3.49) a koji je ovde ponovljen zbog preglednosti:

$$v_{iz_2_red} = v_{ul}^2 = \frac{1}{2}v_s^2(I^2 + Q^2) + \frac{1}{2}v_s^2[(I^2 - Q^2)\cos(2\omega_0 t) - 2IQ\sin(2\omega_0 t)]. \quad (3.57)$$

Za potrebe linearizacije razmatraju se sledeće komponente: $BB_{mod} = I^2 + Q^2$, $I_{NI2} = I^2 - Q^2$ i $Q_{NI2} = 2IQ$, kao što je predstavljeno na Slici 3.25. Kod prvog pristupa se adekvatno pripremljeni signali u osnovnom opsegu podešavaju po amplitudi i polaritetu preko koeficijenata $a_{\{ub|ib\}}$ i vode na ulaz i izlaz PA tranzistora (*bb* signali). Kod drugog pristupa se odgovarajući signali u osnovnom opsegu podešavaju po amplitudi $a_{\{u2h|i2h\}}$ i fazi $\theta_{\{u2h|i2h\}}$ i modulišu $2h$ nosioc korisnog signala i vode na ulaz i izlaz PA tranzistora (NI2 signali). Ovako pripremljeni *bb* i NI2 signali se istovremeno dovode na ulaz i izlaz PA tranzistora, o čemu će biti više reči kroz konkretni primer u sekcij §4.2.

Napon na gejtu čine svi ubačeni signali - osnovni korisni signal, signal za napajanje gejta, modifikovani signal u osnovnom opsegu (*bb* signal) i $2h$ osnovnog nosioca modulisan adekvatno oblikovanim signalom u osnovnom opsegu (NI2 signal):

$$v_{gs}(t) = v_s [I \cos(\omega_0 t) - Q \sin(\omega_0 t)] + a_{ub}(I^2 + Q^2) + a_{u2h} e^{-j\theta_{u2h}} [(I^2 - Q^2)\cos(2\omega_0 t) - 2IQ\sin(2\omega_0 t)] + V_G. \quad (3.58)$$

Napon na drejnu sastoji se od linearno pojačanog korisnog signala, napajanja drejna, signala *bb* i NI2 za linearizaciju, adekvatno modifikovanih i podešenih za ubacivanje na drejn PA tranzistora. Izraz $v_i(I \cos(\omega_0 t) - Q \sin(\omega_0 t))$ predstavlja izlazni signal na osnovnoj

frekvenciji, dok V_G i V_D predstavljaju jednosmerno napajanje gejta i drejna PA tranzistora, respektivno.

$$v_{ds}(t) = v_i \left[I \cos(\omega_0 t) - Q \sin(\omega_0 t) \right] - a_{ib} (I^2 + Q^2) + \\ - a_{i2h} e^{-j\theta_{i2h}} \left[(I^2 - Q^2) \cos(2\omega_0 t) - 2IQ \sin(2\omega_0 t) \right] + V_D. \quad (3.59)$$

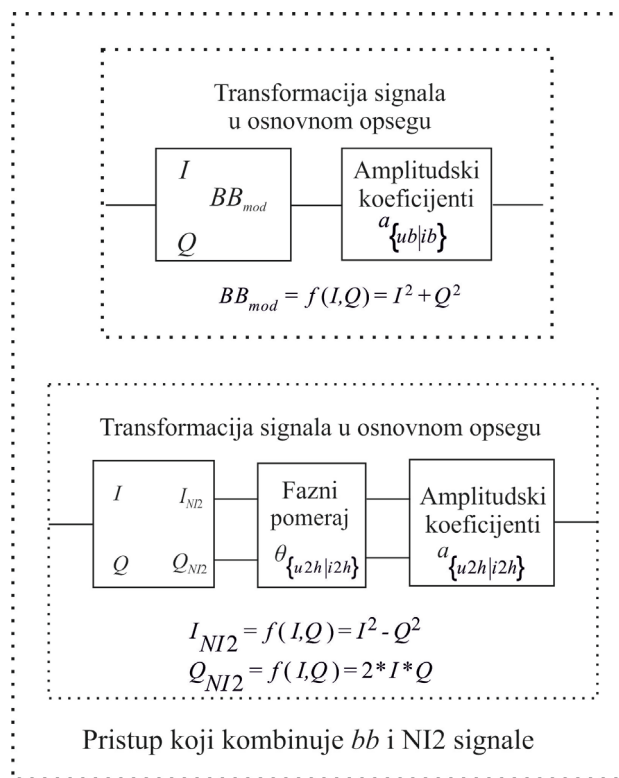
Nelinearna izlazna struja dobija se zamenom jednačina (3.58) i (3.59) u (3.45):

$$i_{ds}(t) \Big|_{NI3} = \left(\frac{3}{4} v_s^3 g_{m3} + 2a_{ub} v_s g_{m2} + a_{u2h} e^{-j\theta_{u2h}} v_s g_{m2} - a_{ib} v_s g_{m1d1} + \right. \\ \left. - \frac{1}{2} a_{i2h} e^{-j\theta_{i2h}} v_s g_{m1d1} + a_{ub} v_i g_{m1d1} + \frac{1}{2} a_{u2h} e^{-j\theta_{u2h}} v_i g_{m1d1} + \right. \\ \left. + \frac{3}{2} v_s v_i^2 g_{m1d2} + \frac{3}{2} v_s^2 v_i g_{m2d1} \right) (I^2 + Q^2) (I \cos(\omega_0 t) - Q \sin(\omega_0 t)), \quad (3.60)$$

$$i_{ds}(t) \Big|_{NI5} = \left(\frac{5}{8} v_s^5 g_{m5} + 3a_{ub}^2 v_s g_{m3} + \frac{3}{2} a_{u2h}^2 e^{-j2\theta_{u2h}} v_s g_{m3} + a_{ib}^2 v_s g_{m1d2} + \right. \\ \left. - 2a_{ub} a_{ib} v_i g_{m1d2} + \frac{1}{2} a_{i2h}^2 e^{-j2\theta_{i2h}} v_s g_{m1d2} + \right. \\ \left. - a_{u2h} a_{i2h} e^{-j(\theta_{u2h} + \theta_{i2h})} v_i g_{m1d2} - 2a_{ub} a_{ib} v_s g_{m2d1} + a_{ub}^2 v_i g_{m2d1} + \right. \\ \left. + \frac{1}{2} a_{u2h}^2 e^{-j2\theta_{u2h}} v_i g_{m2d1} - a_{u2h} a_{i2h} e^{-j(\theta_{u2h} + \theta_{i2h})} v_s g_{m2d1} \right) \\ (I^2 + Q^2)^2 (I \cos(\omega_0 t) - Q \sin(\omega_0 t)). \quad (3.61)$$

Jednačine (3.60) i (3.61) odnose se na NI3 i NI5 proizvode struje drejna, respektivno. Prvi član u jednačini (3.60) predstavlja proizvod nelinearnosti 3. reda prenosne funkcije pojačavača, g_{m3} , koji se smatra dominantnim u stvaranju NI3 proizvoda prema [15] i [16]. Transkonduktanski članovi g_{m2} odnose se na nelinearne proizvode 2. reda osnovnog signala i bb i NI2 signala koji se dovode na gejta PA tranzistora (izraženi kroz drugi i treći član u jednačini (3.60)). Četvrti i peti g_{m1d1} članovi su proizvodi nastali usled mešanja gejta-sors napona osnovnog signala i napona bb i NI2 signala koji se vode na drejna PA tranzistora. Dodatno, osnovni signal na izlazu tranzistora meša se sa bb i NI2 signalima koji se dovode na ulaz PA tranzistora i na taj način se formiraju šesti i sedmi članovi jednačine. Struja drejna na NI3 frekvencijama uključuje proizvode 3. reda, g_{m1d2} i g_{m2d1} , nastale mešanjem napona

osnovnog signala na drejnu i gejtu (osmi i deveti član jednačine). Za izlazni signal osnovne frekvencije se smatra da ima fazu za 180° pomerenu u odnosu na ulazni signal što dovodi do međusobnog poništavanja osmog i devetog člana prema [16]. Prema prethodnoj analizi, moguće je smanjiti nelinearnosti 3. reda osnovnog signala odabirom odgovarajuće amplitude i polariteta bb signala koji se dovode na ulaz (a_{ub}) i izlaz (a_{ib}) tranzistora PA, kao i odabirom adekvatne amplitude i faze NI2 signala ubačenih na ulaz (a_{u2h}, θ_{u2h}) i izlaz (a_{i2h}, θ_{i2h}) tranzistora PA.



Slika 3.25 Kolo za formiranje bb i NI2 signala u osnovnom opsegu

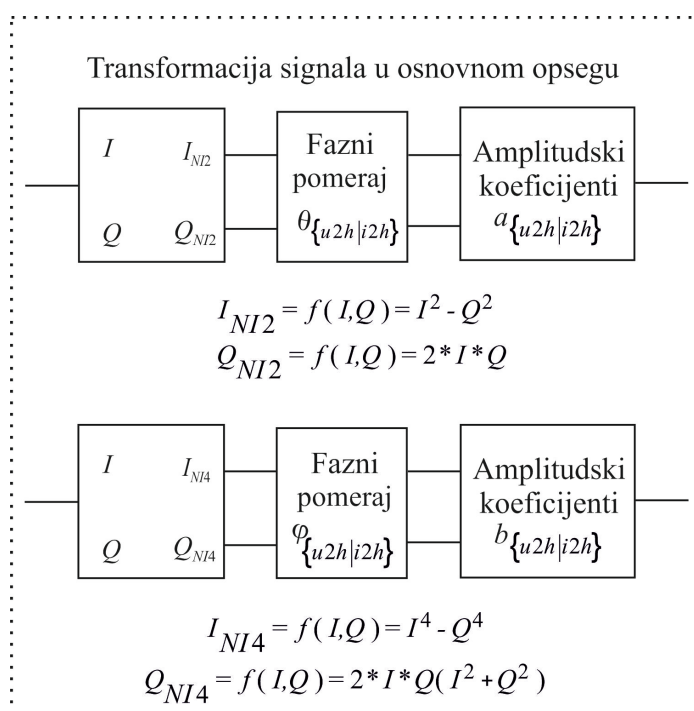
Prvi član u jednačini (3.61) formira se usled nelinearnosti pojačavača 5. reda (g_{m5}) i izražava NI5 proizvode struje drejna PA tranzistora. Drugi i treći g_{m3} članovi su proizvodi mešanja osnovnog signala i bb signala, kao i osnovnog signala i NI2 signala na ulazu PA. Mešani članovi između drejna i gejta, g_{m1d2} i g_{m2d1} , su proizvodi nastali usled mešanja osnovnog signala i bb signala, kao i osnovnog signala i NI2 signala, na ulazu i izlazu PA tranzistora. Pretpostavlja se da se ovi članovi struje drejna na NI5 frekvencijama međusobno neutrališu u određenoj meri, što zavisi od odnosa faza između NI2 signala koji se vode na gejtu i drejnu PA, kao i od intenziteta mešanih proizvoda.

3.2.4.4 Linerizacioni pristup koji koristi NI2 i NI4 signale

Linearizacioni pristup predstavljen u ovoj sekciji proširuje prethodno opisani linearizacioni pristup koji koristi NI2 signale iz sekcije §3.2.4.2. Razlika je u tome što se za modulisanje $2h$ osnovnog nosioca koriste adekvatno podešeni signali u osnovnom opsegu 2. i 4. reda (NI2 i NI4 signali).

NI2 i NI4 signali se formiraju i podešavaju po amplitudi i fazi u osnovnom opsegu. Modulirani signali se zatim ubacuju na ulaz tranzistora PA zajedno sa osnovnim signalom ili se ubacuju na izlaz tranzistora kako bi se smanjili NI3 i NI5 proizvodi.

Nelinearni sistem 2. reda, na čiji ulaz se dovodi digitalni signal oblika (3.46), generiše na svom izlazu signal koji čine osnovni signal i komponente signala na $2h$ nosioca. I i Q komponente signala u osnovnom opsegu neophodne za linearizaciju koje modulišu $2h$ imaju sledeće oblike $I_{NI2} = I^2 - Q^2$ i $Q_{NI2} = 2IQ$, respektivno. Kada se na ulaz nelinearnog sistema 4. reda dovodi digitalni signal oblika (3.46), signal na izlazu sadrži osnovni signal, komponente signala na 2. harmoniku nosioca, kao i komponente signala na 4. harmoniku nosioca. Fazna i kvadraturna komponenta nelinearnog signala 4. reda na frekvencijama $2h$ nosioca imaju oblike $I_{NI4} = I^4 - Q^4$ i $Q_{NI4} = 2IQ(I^2 + Q^2)$, respektivno.



Slika 3.26 Kolo za formiranje NI2 i NI4 signala u osnovnom opsegu

Slika 3.26 pokazuje kolo za formiranje NI2 i NI4 signala u osnovnom opsegu kojima se moduliše $2h$. Željeni signali 2. reda, I_{NI2} i Q_{NI2} signali, koriste koeficijente $a_{\{u2h|i2h\}}$ za podešavanje amplitude i $\theta_{\{u2h|i2h\}}$ za podešavanje faze. Za podešavanje amplitude i faze kod signala 4 reda, I_{NI4} i Q_{NI4} signali, koriste se koeficijenti $b_{\{u2h|i2h\}}$ i $\varphi_{\{u2h|i2h\}}$, respektivno. Indeksi $u2h$ i $i2h$ odnose se na signale koji se dovode na ulaz i izlaz PA tranzistora. Ovako primpremljeni NI2 i NI4 signali ubacuju se u IQ modulator čija je $f_c = 2f_0$. Generisani modulisani signali se potom vode na ulaz i izlaz PA preko POF čija je $f_c = 2f_0$, o čemu će biti više reči kroz konkretni primer u sekcij §4.2.

Signal koji se dobija ovim postupkom i vodi na ulaz PA predstavljen je izrazom (3.62), dok je signal koji se vodi na izlaz PA dat izrazom (3.63):

$$\begin{aligned} v_{gs}(t) = & v_s [I \cos(\omega_0 t) - Q \sin(\omega_0 t)] + \\ & + a_{u2h} e^{-j\theta_{u2h}} \frac{1}{2} [(I^2 - Q^2) \cos(2\omega_0 t) - 2IQ \sin(2\omega_0 t)] + \\ & + b_{u2h} e^{-j\varphi_{u2h}} \frac{1}{2} [(I^4 - Q^4) \cos(2\omega_0 t) - 2IQ(I^2 + Q^2) \sin(2\omega_0 t)] + V_G, \end{aligned} \quad (3.62)$$

$$\begin{aligned} v_{ds}(t) = & v_i [I \cos(\omega_0 t) - Q \sin(\omega_0 t)] + \\ & - a_{i2h} e^{-j\theta_{i2h}} \frac{1}{2} [(I^2 - Q^2) \cos(2\omega_0 t) - 2IQ \sin(2\omega_0 t)] + \\ & - b_{i2h} e^{-j\varphi_{i2h}} \frac{1}{2} [(I^4 - Q^4) \cos(2\omega_0 t) - 2IQ(I^2 + Q^2) \sin(2\omega_0 t)] + V_D. \end{aligned} \quad (3.63)$$

Kada se jednačine (3.62) i (3.63) zamene u (3.45) dobija se nelinearna izlazna struja za razmatrane NI3 i NI5 proizvode za dva slučaja: kada se generisani NI2 i NI4 signali vode na ulaz PA (jednačine (3.64) i (3.65)) i kada se isti ti signali vode na izlaz PA (jednačine (3.66) i (3.67)).

$$\begin{aligned} i_{ds}(t) \Big|_{NI3}^{lin-u} = & \left(\frac{3}{4} v_s^3 g_{m3} + \frac{1}{2} a_{u2h} e^{-j\theta_{u2h}} v_s g_{m2} + \frac{3}{4} v_s v_i^2 g_{m1d2} + \right. \\ & \left. + \frac{3}{4} v_s^2 v_i g_{m2d1} + \frac{1}{4} a_{u2h} e^{-j\theta_{u2h}} v_i g_{m1d1} \right) \\ & (I^2 + Q^2) (I \cos(\omega_0 t) - Q \sin(\omega_0 t)), \end{aligned} \quad (3.64)$$

$$i_{ds}(t) \Big|_{NI5}^{lin_u} = \left(\frac{5}{8} v_s^5 g_{m5} + \frac{1}{2} b_{u2h} e^{-j\varphi_{u2h}} v_s g_{m2} + \frac{1}{4} b_{u2h} e^{-j\varphi_{u2h}} v_i g_{m1d1} + \right. \\ \left. + \frac{3}{8} a_{u2h}^2 e^{-j2\theta_{u2h}} v_s g_{m3} + \frac{1}{8} v_i a_{u2h}^2 e^{-j2\theta_{u2h}} g_{m2d1} \right) \\ (I^2 + Q^2)^2 (I \cos(\omega_0 t) - Q \sin(\omega_0 t)), \quad (3.65)$$

$$i_{ds}(t) \Big|_{NI3}^{lin_i} = \left(\frac{3}{4} v_s^3 g_{m3} - \frac{1}{4} a_{i2h} e^{-j\theta_{i2h}} v_s g_{m1d1} + \frac{3}{4} v_s v_i^2 g_{m1d2} + \frac{3}{4} v_s^2 v_i g_{m2d1} \right) \\ (I^2 + Q^2) (I \cos(\omega_0 t) - Q \sin(\omega_0 t)), \quad (3.66)$$

$$i_{ds}(t) \Big|_{NI5}^{lin_i} = \left(\frac{5}{8} v_s^5 g_{m5} - \frac{1}{4} b_{i2h} e^{-j\varphi_{i2h}} v_s g_{m1d1} + \frac{1}{8} v_s a_{i2h}^2 e^{-j2\theta_{i2h}} g_{m1d2} \right) \\ (I^2 + Q^2)^2 (I \cos(\omega_0 t) - Q \sin(\omega_0 t)). \quad (3.67)$$

Prvi član u jednačinama (3.64) i (3.66) predstavlja proizvod nelinearnosti 3. reda prenosne funkcije PA. Proizvodi mešanja osnovnog signala i NI2 signala koji se vode na ulaz tranzistora izraženi su drugim i petim članom u jednačini (3.64), kao i drugim članom u jednačini (3.66) ako se NI2 proizvodi vode na izlaz tranzistora. Treći i četvrti član u obe jednačine, mešani članovi između gejtja i drejna g_{m1d2} i g_{m2d1} , stvaraju drejn-sors struju suprotnih faza na NI3 frekvencijama i smatra se da dobrim delom poništavaju jedni druge.

Prvi član u jednačinama (3.65) i (3.67) izražava NI5 proizvode drejn-sors struje PA tranzistora. Nastaje usled nelinearnosti pojačavača 5. reda, g_{m5} , kada se osnovni signal dovodi na ulaz PA. Drugi i treći član u jednačini (3.65), kao i drugi član u jednačini (3.67) predstavljaju proizvode mešanja 2. reda između osnovnog signala i NI4 signala koji se vode na ulaz ili izlaz PA tranzistora. Četvrti i peti član u jednačini (3.65) i treći član u jednačini (3.67) su proizvodi mešanja osnovnog signala i NI2 signala na ulazu i izlazu PA.

Na osnovu izvedenih izraza za NI3 i NI5 proizvode PA može se uočiti da adekvatno podešeni NI2 signali, bez obzira da li se dovode na ulaz ili izlaz tranzistora PA, smanjuju NI3 proizvode, dok NI4 signali utiču na smanjenje IM5 proizvoda.

4. PROJEKTOVANJE ŠIROKOPOJASNIH JEDNOSTEPENIH PA I NJIHOVA LINEARIZACIJA

U ovom poglavlju izvršeno je projektovanje više različitih konfiguracija širokopojasnih jednostepenih PA i analizirani su efekti primene analognog i digitalnog linearizacionog postupka iz sekcija §3.2.3 i §3.2.4 na određene projektovane pojačavačke konfiguracije.

U okviru sekcija ovog poglavlja biće detaljno opisan svaki korak koji je primenjen u procesu projektovanja predstavljenih širokopojasnih jednostepenih pojačavačkih konfiguracija. Takođe, na kraju svake sekcije ovog poglavlja biće prikazani rezultati analize primene analognog linearizacionog postupka na svaku projektovanu strukturu PA posebno, kao i rezultati analize primene više različitih pristupa digitalnog linearizacionog postupka na jedan isti prethodno projektovani PA.

Za potrebe projektovanja širokopojasnih jednostepenih PA u ovom poglavlju, kao i za potrebe projektovanja širokopojasnih dvostepenih DPA i PA koji istovremeno rade u dva frekvencijska opsega (*dual-band* pojačavači) koji će biti predstavljeni u narednim poglavljima, korišćen je ADS simulator [48]. Takođe, ovaj simulator je upotrebljen i za sve vrste analiza glavnih karakteristika projektovanih konfiguracija PA, za optimizaciju njihovih elemenata, kao i za optimizaciju parametara razvijenih i primenjenih linearizacionih postupaka.

4.1 PROJEKTOVANJE JEDNOSTEPENIH PA I NJIHOVA LINEARIZACIJA ANALOGNIM POSTUPKOM

Sa ciljem da se ostvari širokopojasnost PA koji se projektuje, najpre je bilo potrebno obezbediti da ulazno i izlazno kolo za prilagođenje tranzistora (nadalje u tekstu UKP i IKP) bude takođe širokopojasno. Upravo iz tih razloga se za proces projektovanja KP tranzistora koristi postupak koji se zasniva na filtarskoj strukturi sa elementima sa koncentrisanim parametrima (LC elementima) [86, 87].

Za potrebe projektovanja širokopojasnih jednostepenih PA korišćen je MRF281S LDMOSFET MET model tranzistora proizvođača *Freescale*, za slučaj kada izabrane normalizovane vrednosti impedansi izvora (z_s) i potrošača (z_l) na centralnoj frekvenciji $f_0=1\text{GHz}$ dobijene *source/load-pull* tehnikom u ADS-u iznose $z_s=(0.11+j0.3)\Omega$ i $z_l=(0.25+j0.55)\Omega$, respektivno.

Sve projektovane topologije PA koje će biti izložene u predstojećim sekcijama ovog poglavlja projektovane su na isti način pomoću postupka sa filtarskim strukturama i koriste isti model tranzistora. Najpre će biti predstavljen standardni model širokopojasnog jednostepenog PA u konfiguraciji sa LC elementima, a zatim će se primenom odgovarajućih transformacija nad njegovim elementima dobiti čitav jedan niz novih konfiguracija PA koje će imati slične performanse ali će biti pogodnije za praktičnu realizaciju.

4.1.1 Jednostepeni PA sa elementima sa koncentrisanim parametrima

Prvi korak u procesu projektovanja širokopojasnog jednostepenog PA bio je projektovanje NF (filar propusnik niskih frekvencija) prototipa za red filtra $n=3$, pri čemu je za izračunavanje normalizovanih admitansi elemenata prototipa korišćen postupak minimalne refleksije [86, 87], a odgovarajući izrazi koji su korišćeni prilikom ovih proračuna dati su kroz jednačine (2.1) – (2.8):

$$g_0 = 1, \quad (2.1)$$

$$g_1 = \frac{1}{\left(\frac{1}{Q_w}\right)g_0}, \quad (2.2)$$

$$g_j = \frac{1}{g_{j-1} \left(k_{j-1,j}\right)^2}, \quad j = 2 \text{ do } n, \quad (2.3)$$

$$g_{n+1} = \frac{1}{D \left(\frac{1}{Qw}\right) g_n}, \quad (2.4)$$

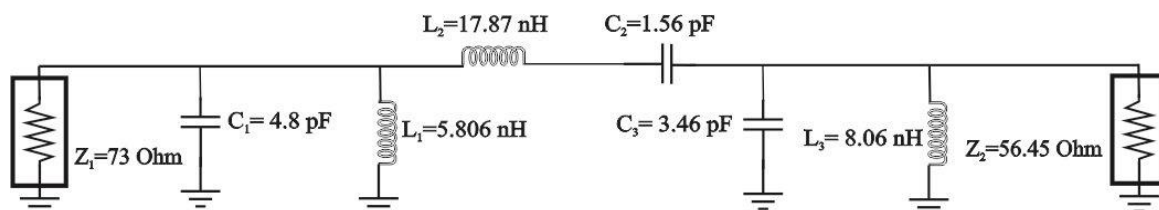
$$k_{r,r+1} = \sqrt{\frac{\sin^2 r\theta \cos^2 r\theta + (\cos^2 r\theta + D^2 \sin^2 r\theta) \sin^2 \theta \left(\frac{1}{Qw}\right)^2}{\sin(2r-1)\theta \sin(2r+1)\theta}}, \quad r = 1, 2, \dots, n-1 \quad (2.5)$$

$$\theta = \frac{\pi}{2n}, \quad c = 2 \left(\frac{1}{Qw}\right) \sin \theta, \quad n = 2, 3, 4, 5, 6 \quad (2.6)$$

$$D = \frac{\sinh \alpha}{\left(\frac{1}{Qw}\right) \sin\left(\frac{\pi}{2n}\right)} - 1, \quad (2.7)$$

$$\sinh \alpha = \sqrt{\left(\frac{c}{2}\right)^2 + r_n + \frac{c}{2}}. \quad (2.8)$$

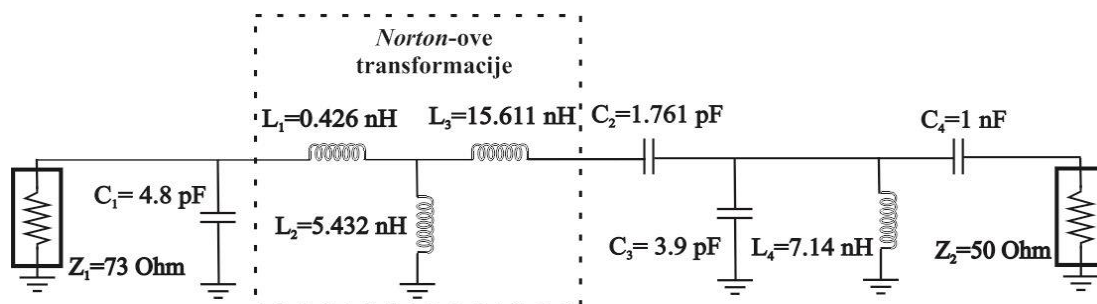
Vrednosti elemenata NF prototipa, g_j , $j = 1, 2, \dots, n+1$, se odnose na filter sa Čebiševljevom karakteristikom, Q je faktor dobrote, w je relativna širina propusnog opsega, dok je vrednost $r_n = 0.3170$ preuzeta iz [87]. Zatim su proračunate vrednosti reaktivnih elemenata NF pomoću odgovarajućih transformacija [88]. U sledećem koraku je NF transformisan u POF (filter propusnik opsega) pri čemu je svaki redni element zamenjen rednim LC kolom, a svaki paralelni element zamenjen paralelnim LC kolom čija je rezonantna frekvencija 1 GHz. Izgled ovakvog IKP i dobijene vrednosti reaktivnih elemenata predstavljene su na Slici 4.1. Identična procedura primenjena je i na ulazno KP. PA je projektovan za rad u opsegu (0.7–1.3) GHz.



Slika 4.1 IKP sa koncentrisanim parametrima (LC elementima)

4.1.1.1 Primena Norton-ovih transformacija

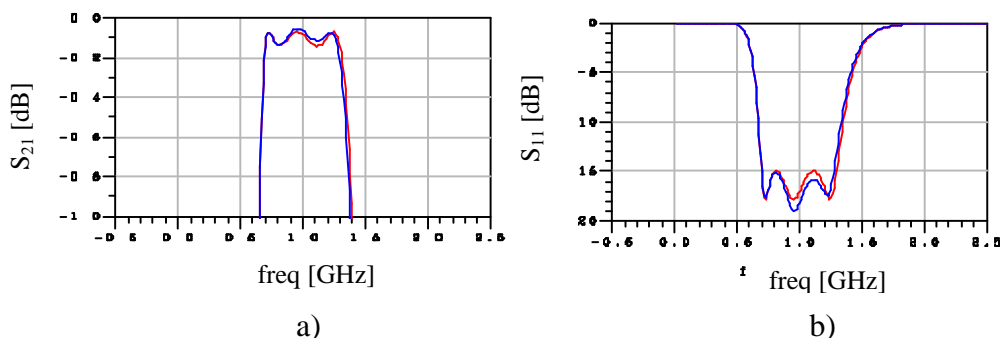
U ovoj fazi, na projektovana širokopojasna KP, primenjene su *Norton*-ove transformacije [87] jer su neke od dobijenih vrednosti elemenata bile velike za praktičnu realizaciju kola. Ove transformacije omogućavaju primenu idealnog transformatora određenog odnosa transformacije n kojim se završno opterećenje dovodi na vrednost od 50Ω . Za IKP je odabran odnos transformacije $n=0.941$, dok je za UKP taj odnos $n=1.2525$. Kod IKP su primenjene *Norton*-ove transformacije kojim se završno opterećenje smanjuje sa vrednosti 56.45Ω (Z_2 na Slici 4.1) na vrednost 50Ω , dok se kod UKP primenjuje drugi tip *Norton*-ovih transformacija kojim se završno opterećenje povećava sa vrednosti od 31.87Ω na takođe 50Ω . Izgled IKP nakon primene *Norton*-ovih transformacija prikazano je na Slici 4.2. Otpornost od 73 Ohm (Z_1) i kapacitivnost od 4.8 pF (C_1) u paraleli ostaju nepromenjeni u svim narednim primerima IKP jer predstavljaju otpornost i kapacitivnost aktivnog elementa (tranzistora) koje je potrebno prilagoditi u zadanom opsegu, u ovom primeru konkretno: $(0.7-1.3) \text{ GHz}$.



Slika 4.2 IKP sa LC elementima nakon primene *Norton*-ovih transformacija

Primenom ovih transformacija uspešno se smanjuju vrednosti određenih L i C elemenata u kolu i postiže približno ista vrednost prenosne funkcije i reflektovanih gubitaka (S_{21} i S_{11} parametri, respektivno) kao kod prvobitnog IKP za zadati frekvencijski opseg, pri čemu se ni najmanje ne narušava zadata širina propusnog opsega. Poređenje S_{11} i S_{21} parametara na Slici 4.3 za IKP, sa i bez primene *Norton*-ovih transformacija na strukturu, najbolje potvrđuje ovo gde krive označene sa S_{11} predstavljaju gubitke usled refleksije kola PA bez (plava boja) i sa (crvena boja) primenom *Norton*-ovih transformacija dok krive označene sa S_{21} predstavljaju prenosnu funkciju kola PA bez (plava boja) i sa (crvena boja)

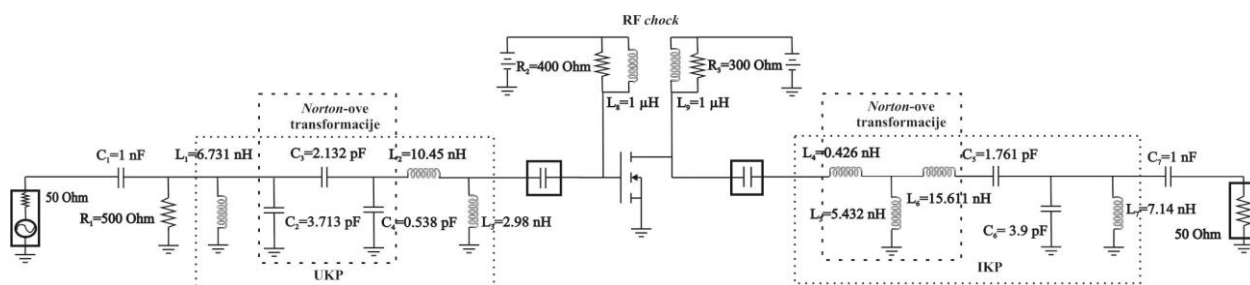
primenom *Norton*-ovih transformacija. Identične faze su primenjene i pri projektovanju ulaznog KP, pri čemu je dobijen sličan odziv kao i kod izlaznog KP.



Slika 4.3 Poređenje S_{21} (a) i S_{11} (b) parametara za IKP sa i bez primene *Norton*-ovih transformacija na strukturu

4.1.1.2 Stabilizacija PA

Na Slici 4.4 prikazan je izgled projektovanog širokopojasnog jednostepenog PA čija KP sadrže *LC* elemente nad kojima su primenjene *Norton*-ove transformacije. PA radi u klasi AB gde su vrednosti napajanja $V_D = 26\text{ V}$ i $V_G = 5.1\text{ V}$. Da bi PA bio stabilan u svojoj aktivnoj oblasti rada, izvršena je i stabilizacija dobijene konfiguracije. Stabilizacija se postiže na dva načina. Prvi način podrazumeva ubacivanje otpornosti određenih vrednosti u DC kolo za napajanje tranzistora koje se vezuju u paraleli sa RF *chock*-om, dok se drugim načinom vrši ubacivanje otpornosti koje se vezuju u paraleli sa ulaznim i izlaznim KP. Da bi se sprečili gubici korisnog signala, odabrane vrednosti ovih otpornosti kreću se u opsegu (300-600) Ω .



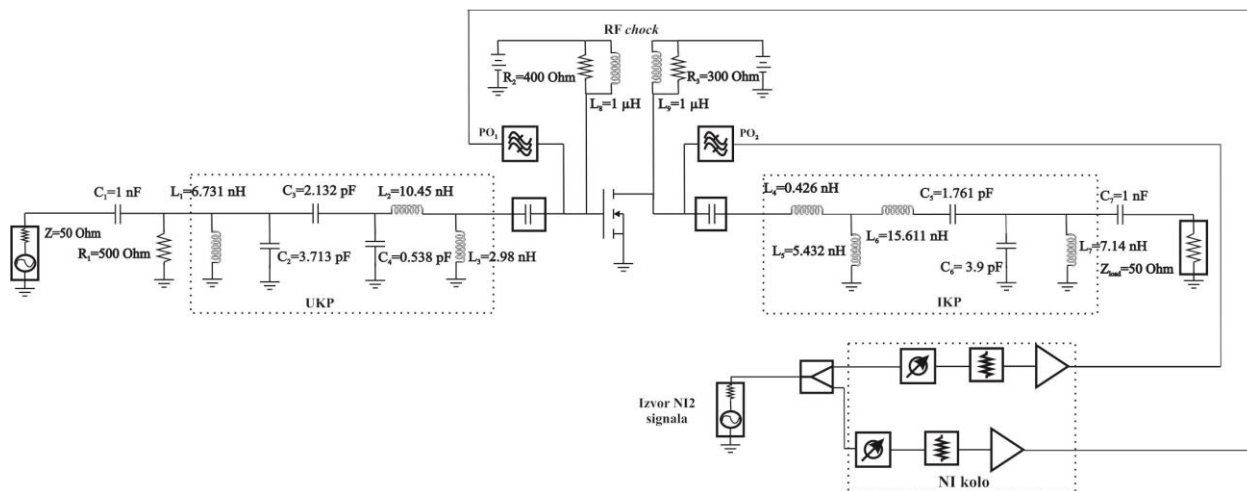
Slika 4.4 Širokopojasni jednostepeni PA sa KP sa *LC* elementima nakon primene *Norton*-ovih transformacija sa ostvarenom stabilizacijom

Da bi se ostvarila stabilnost PA, pojedine projektovane širokopojasne konfiguracije PA zahtevale su primenu samo prvog ili samo drugog načina stabilizacije, dok je kod ostalih konfiguracija bilo neophodno primeniti oba načina istovremeno, što će biti istaknuto kroz naredne sekcije ovog poglavlja.

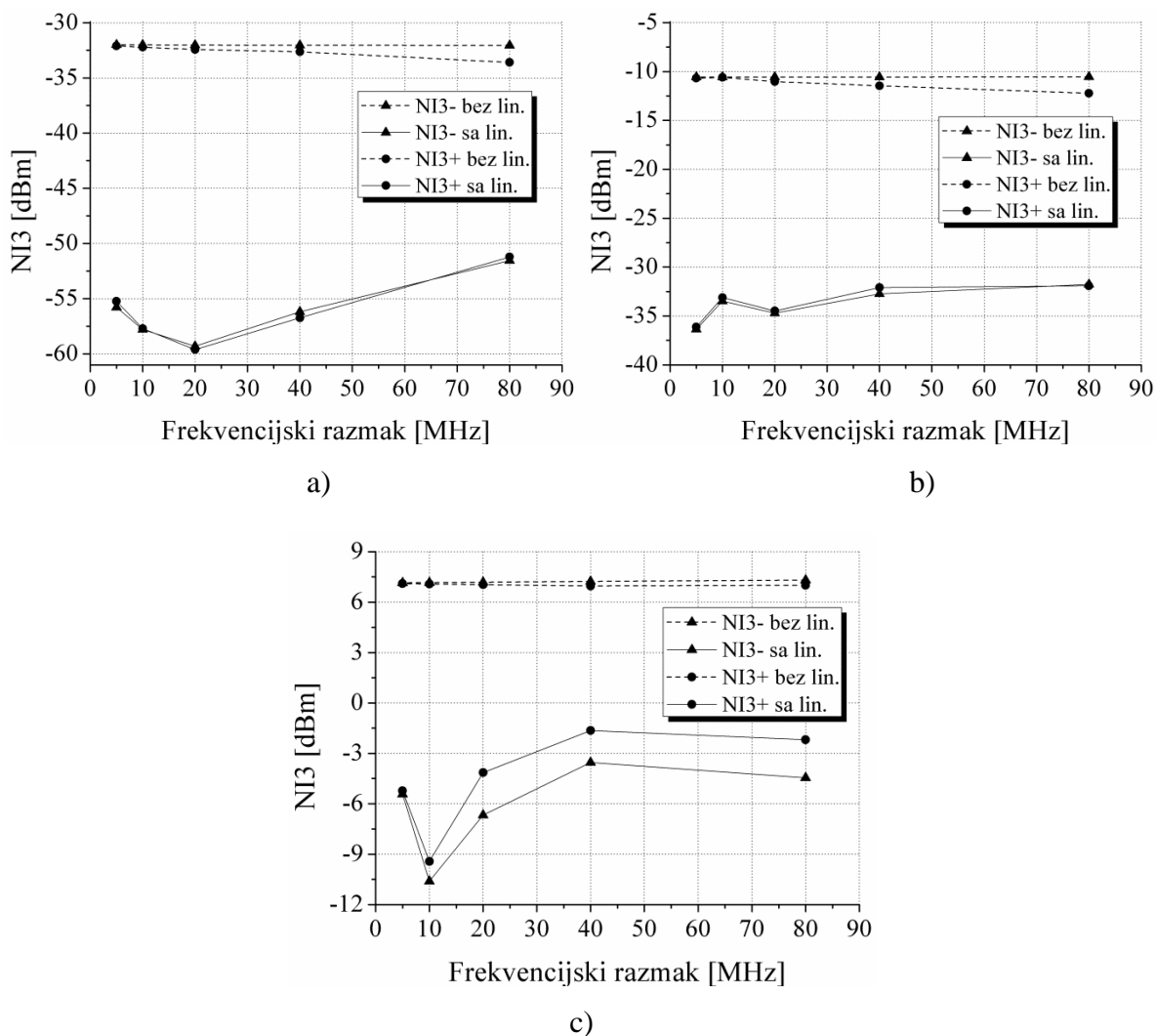
4.1.1.3 Linearizacija jednostepenog PA u konfiguraciji sa elementima sa koncentrisanim parametrima pomoću NI2 signala

Na ulaz PA se istovremeno dovode dva prostoperiodična signala različitih frekvencija f_1 i f_2 (dvotonska analiza). Ispitivani su slučajevi kada je f_2 pomeren u odnosu na f_1 za frekvencijski razmak (Δf) od 5, 10, 20, 40 i 80 MHz za različite P_{ul} od -5, 2 i 10 dBm. Na izlazu PA posmatraju se nivoi snage osnovnih korisnih signala, kao i nivoi snage njihovih nelinearnih proizvoda 3. reda, NI3 proizvodi (NI3- na frekvenciji $2f_1 - f_2$ i NI3+ na frekvenciji $2f_2 - f_1$), u zavisnosti of frekvencijskog razmaka između signala (Δf). Sa ciljem da se nivoi NI3 proizvoda smanje a pri tome ne smanje nivoi korisnih signala primenjen je analogni linearizacioni postupak detaljno objašnjen u sekciji §3.2.3. Ovim postupkom se posebnim nelinearnim izvorom generišu 2. harmonici korisnih signala ($2f_1, 2f_2, f_1 + f_2$), NI2 signali, oblikuju po fazi i amplitudi i preko dve odvojene grane u NI kolu dovode na ulaz i izlaz PA tranzistora. Postojeći linearizacioni postupak je do sada primenjivan isključivo kod uskopojasnih struktura gde su se NI2 signali preko frekvencijskog diplexera ubacivali na ulaz kola PA sa ciljem da razdvoje osnovni signal od njegovih harmonika [23]. Pošto ovde koristimo širokopojasne strukture, upotreba diplexera ne daje zadovoljavajuće rezultate, pa se došlo do rešenja da je NI2 signale najbolje dovoditi na ulaz i izlaz PA pomoću idealnog POF širine 0.5 GHz i centralne frekvencije f_c od 2 GHz. Tako da sada NI kolo sadrži i dodatne POF pored standardnih idealnih komponenata preuzetih iz ADS-ove biblioteke, kao što su: delitelji snage, pomerači faze, oslabljivači i pojačavači. Celo kolo projektovanog PA u konfiguraciji sa LC elementima zajedno sa NI kolom i idealnim POF izgleda kao na Slici 4.5 [49, 50].

Dobijene vrednosti nivoa snage NI3 proizvoda, sa i bez linearizacije, predstavljene su na Slici 4.6 za različite nivoe P_{ul} od -5, 2 i 10 dBm i različite razmake između korisnih signala (Δf) od 5, 10, 20, 40 i 80 MHz [49, 50].



Slika 4.5 Širokopoljasi jednostepeni PA u konfiguraciji sa LC elementima nakon primene Norton-ovih transformacija sa primenom analognog linearizacionog postupka

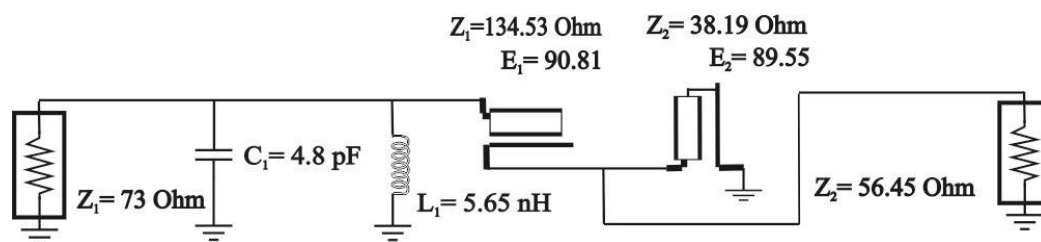


Slika 4.6 NI3 za PA u konfiguraciji sa LC elementima sa primenjenim Norton-ovim transformacijama za Pul =: a) -5 dBm, b) 2 dBm, c) 10 dBm

Primena linearizacionog postupka dovodi do znatnog umanjenja NI3 proizvoda u razmatranom opsegu snaga. Za slučaj kada je Δf 10 MHz, NI3 proizvodi se umanjuju za 25 dB za P_{ul} od -5 dBm, dok porast P_{ul} na 10 dBm dovodi do redukcije NI3 proizvoda za 17 dB za isti razmak. Za nivoe P_{ul} od -5 dBm i 2 dBm, postignuta je skoro ujednačena redukcija NI3 proizvoda za različite Δf . Međutim, stepen linearizacije NI3 proizvoda pada sa 17 dB u slučaju razmaka od 10 MHz do vrednosti od 9 dB za razmak od 80 MHz kada je P_{ul} 10 dBm. Opšti zaključak je da se sa povećanjem snage ulaznog signala i Δf smanjuje stepen redukcije NI3 proizvoda.

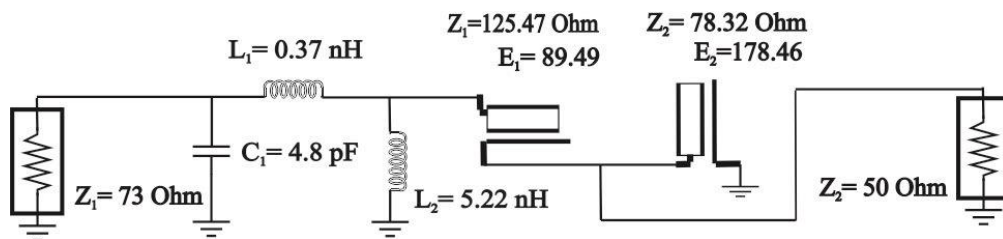
4.1.2 Jednostepeni PA sa elementima sa raspodeljenim parametrima

Za potrebe projektovanja širokopojasnog jednostepenog PA u konfiguraciji sa elementima sa raspodeljenim parametrima iskorišćeno je prethodno projektovano kolo PA sa LC elementima iz sekcije §4.1.1. i primenjene su odgovarajuće transformacije nad njegovim elementima. Zahvaljujući transformacijama između elemenata sa raspodeljenim i elemenata sa koncentrisanim parametrima moguće je KP sa LC elementima transformisati u KP sa transmisionim linijama odgovarajućih karakterističnih impedansi i električnih dužina. Rezonantna LC kola se primenom direktnih transformacija prebacuju u odgovarajuće stabove: paralelno LC kolo se aproksimira kratkospojenim četvrttalasnim stabom; redno LC kolo se aproksimira otvorenim četvrttalasnim stabom [49, 50]. Nakon ovih transformacija dobija se kombinovano IKP u konfiguraciji sa elementima sa raspodeljenim parametrima i preostalim LC elementima, što se može videti na Slikama 4.7 i 4.8.



Slika 4.7 Klasično IKP sa raspodeljenim parametrima

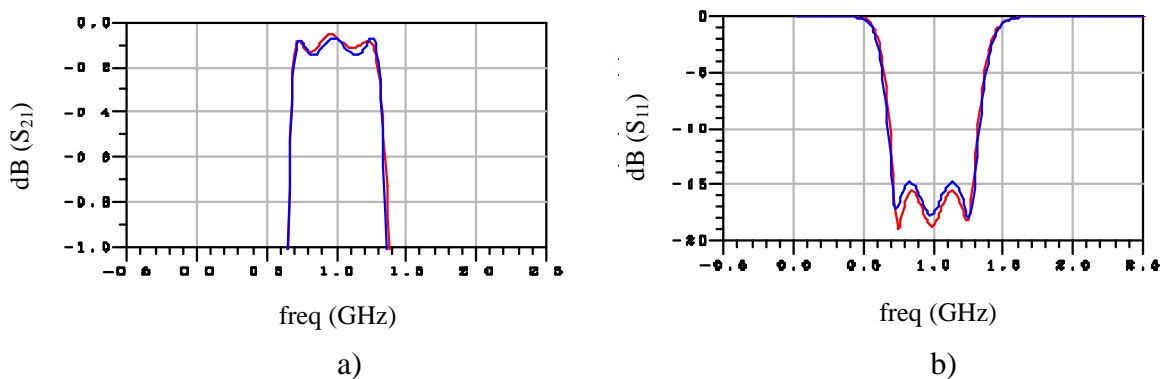
Da bi se dobilo što bolje slaganje karakteristika prenosa i refleksije (S_{21} i S_{11} parametara), između KP sa LC elementima i raspodeljenim parametrima, dodatno je izvršena optimizacija stabova, tj. vrednosti njihovih karakterističnih impedansi i električnih dužina.



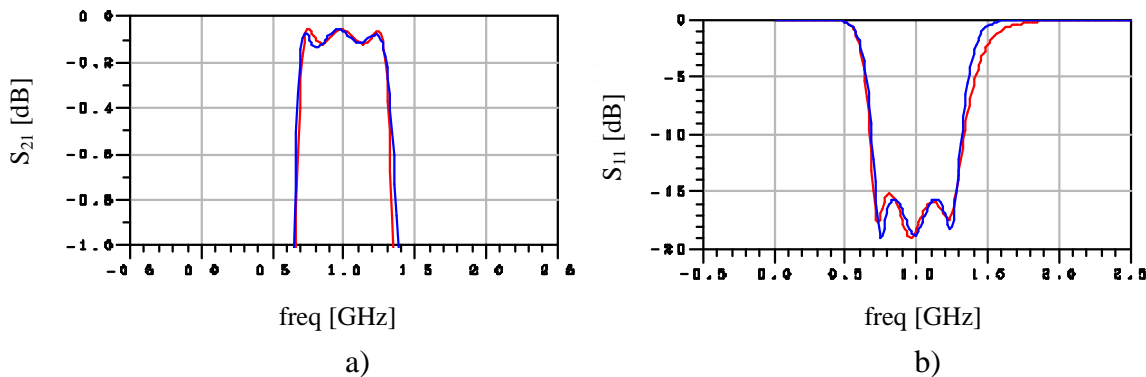
Slika 4.8 IKP sa raspedljenim parametrima sa primenom *Norton*-ovih transformacija

Ove optimizacije primenjene su i kod klasičnog KP, kao i kod KP gde su primenjene *Norton*-ove transformacije. Vrlo slični odzivi su dobijeni za oba razmatrana KP za zadati opseg frekvencija.

Na Slikama 4.9 i 4.10 je dato poređenje vrednosti S_{21} i S_{11} parametara za IKP sa *LC* elementima (crvena kriva) i sa stabovima (plava kriva) za slučaj klasičnog izlaznog kola (Slika 4.9) i kola kod koga su primenjene *Norton*-ove transformacije (Slika 4.10). Sa slika se vidi da se prelaskom sa koncentrisanim parametrima na transmisionne linije dobija vrlo sličan odziv za isti frekvencijski opseg, s tim što elementi sa raspedljenim parametrima unose malo više gubitaka u kolo.



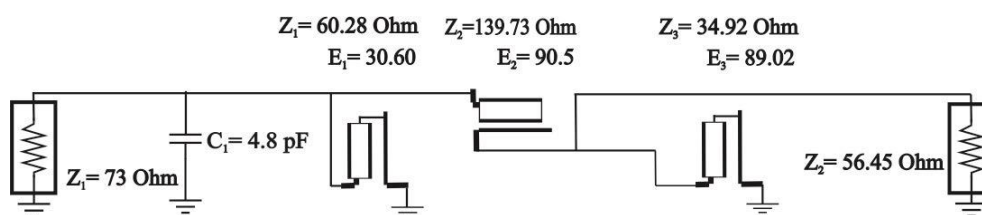
Slika 4.9 S_{21} (a) i S_{11} (b) za klasično IKP sa koncentrisanim i raspedljenim parametrima



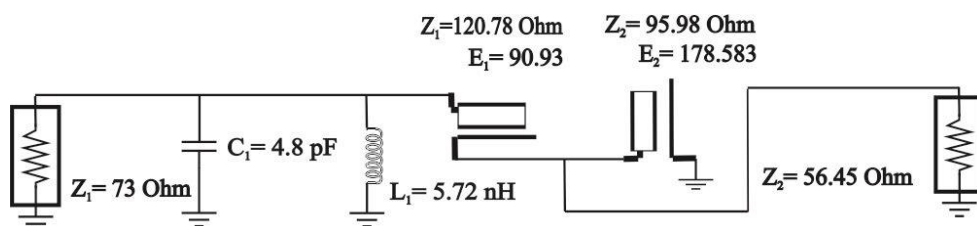
Slika 4.10 S_{21} (a) i S_{11} (b) za IKP sa koncentrisanim i raspedljenim parametrima sa primenom *Norton*-ovih transformacija

U sledećem koraku odrađena je transformacija preostalih LC elemenata koji su ostali u KP u odgovarajuće stabove primenom novih transformacija [89]: reaktivni L elementi vezani u paraleli transformišu se u kratkospojene stabove pri uslovu da je njihova električna dužina manja od 90° ; L elementi vezani serijski transformišu se u klasične transmisionne linije (TL) pod uslovom da je njihova električna dužina manja od 45° ; C elementi vezani paralelno transformišu se u otvorene stabove čija je električna dužina manja od 90° ; C elementi vezani redno transformišu se u klasične TL čije električne dužine iznose manje od 45° . Dobija se novo klasično IKP u konfiguraciji sa stabovima bez LC elemenata izgleda kao na Slici 4.11.

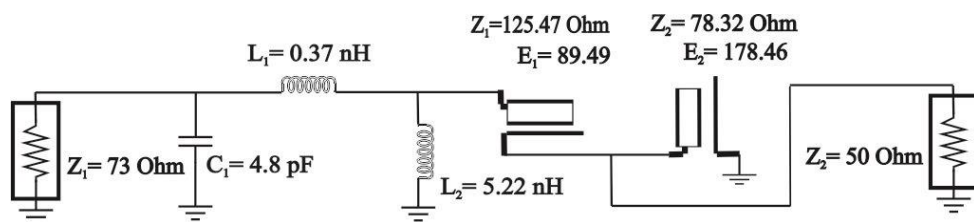
Sa ciljem da se ova KP, a samim tim i cela pojačavačka topologija, realizuju praktično izvršena je još jedna transformacija gde su svi kratkospojeni stabovi prebačeni u odgovarajuće otvorene stabove. Postignute su, za zadati propusni opseg, gotovo identične vrednosti S_{21} i S_{11} parametara, što je i bio cilj ove analize. Na sledećoj Slici 4.12 dat je izgled klasičnog IKP sa otvorenim stabovima, dok Slika 4.13 predstavlja IKP sa otvorenim stabovima nakon *Norton*-ovih transformacija.



Slika 4.11 Klasično IKP bez LC elemenata



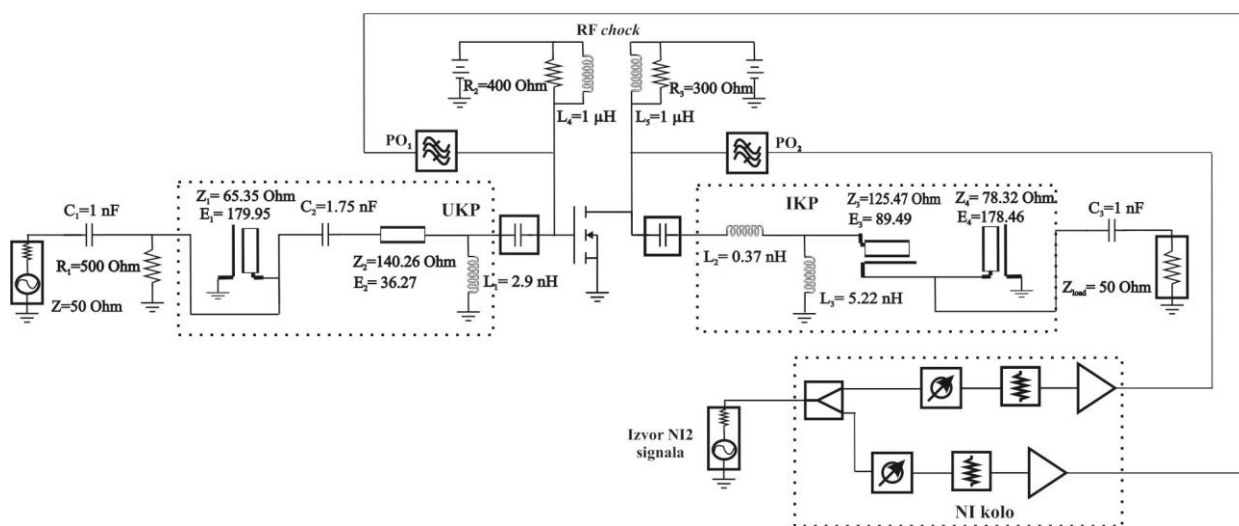
Slika 4.12 Klasično IKP sa otvorenim stabovima



Slika 4.13 IKP sa otvorenim stabovima sa primenom *Norton*-ovih transformacija

Identične faze su primenjene i pri projektovanju UKP tranzistora, dobijen je sličan odziv kao i kod IKP.

Konačni izgled širokopojasnog jednostepenog PA čija ulazna i izlazna KP sadrže otvorene stabove i LC elemente dat je na Slici 4.14 i ova konfiguracija predstavlja kombinovano kolo PA. Stabilizacija dobijenog PA izvršena je vezivanjem otpornosti u kolu za napajanje paralelno sa RF *chok*-om i vezivanjem otpornosti paralelno sa UKP.



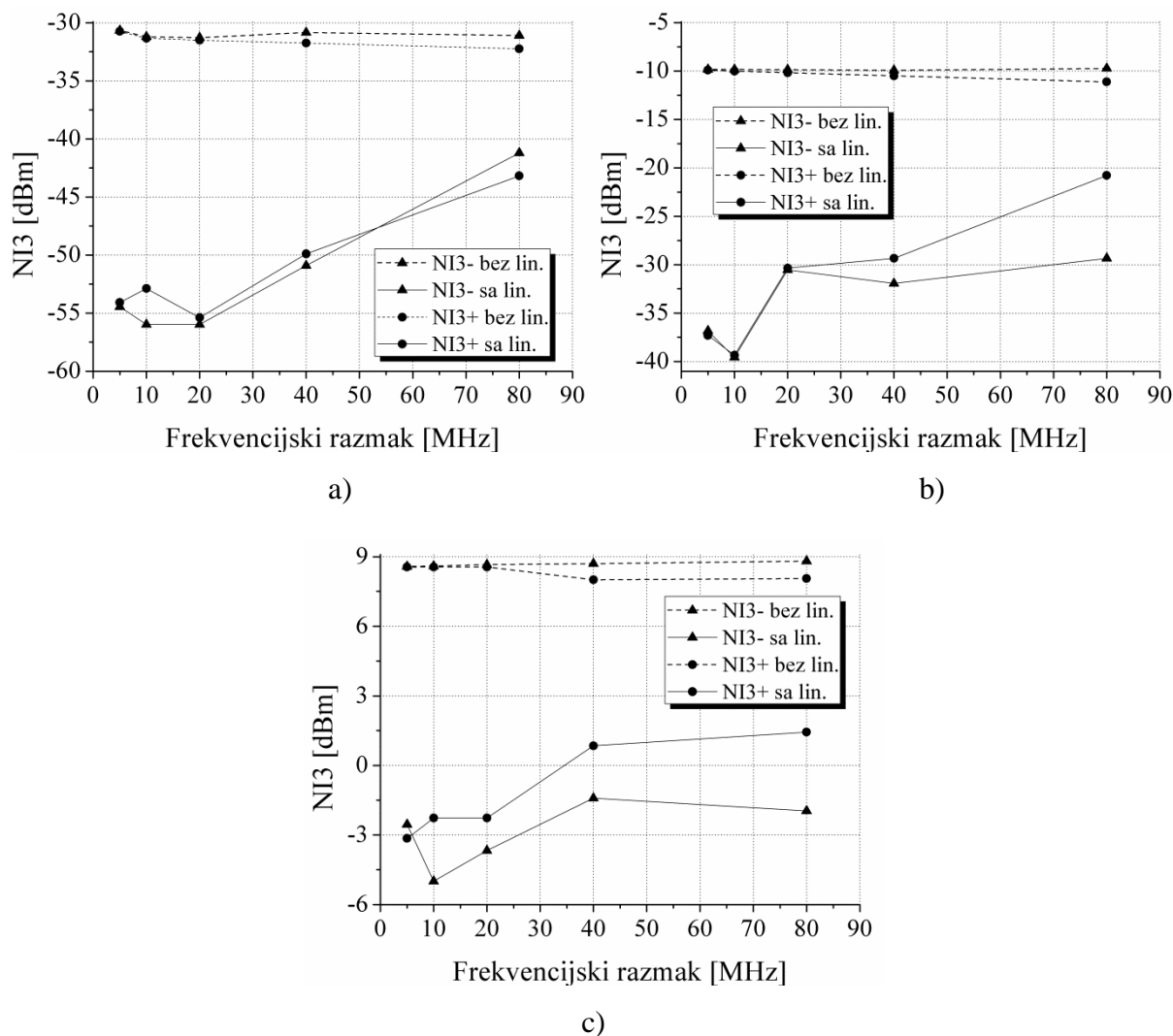
Slika 4.14 Širokopojasni jednostepeni PA u konfiguraciji sa kombinovanim kolima sa otvorenim stabovima sa primenom analognog linearizacionog postupka

4.1.2.1 Linearizacija jednostepenog PA u konfiguraciji sa otvorenim stabovima pomoću NI2 signala

Analogni linearizacioni postupak iz sekcije §3.2.3 primenjen je na projektovani širokopojasni PA sa kombinovanim kolima sa otvorenim stabovima pomoću dvotonske analize u ADS-u pod identičnim uslovima kao i kod prethodnog PA u konfiguraciji sa LC elementima. Dva prostoperiodična signala sa frekvencijskim razmakom između njih od 5, 10, 20, 40 i 80 MHz u odnosu na f_0 od 1 GHz vode se na ulaz PA. NI2 signali se generišu dodatnim izvorom i nakon oblikovanja njihovih faza i amplituda kroz grane NI kola vode se na gejt i drejn PA preko idealnih POF kao što je predstavljeno na Slici 4.14.

Dobijene vrednosti nivoa snage NI3 proizvoda, sa i bez linearizacije, predstavljene su na Slici 4.15 za različite nivoe P_{ul} od -5, 2 i 10 dBm i različite Δf od 5, 10, 20, 40 i 80 MHz [50].

Rezultati pokazuju da nakon primene linearizacionog postupka dolazi do značajne redukcije NI3 proizvoda u posmatranom opsegu snaga. Kada je P_{ul} -5 dBm, redukcija NI3 proizvoda kreće se od 24 dB za 2 MHz razmaka do 10 dB za 80 MHz razmaka. Za P_{ul} 2 dBm, nivo NI3 proizvoda se umanjuje za 17 dB za 2 MHz razmaka do 10 dB za 80 MHz razmaka. U slučaju P_{ul} 10 dBm i 2 MHz razmaka postiže se potiskivanje NI3 proizvoda za 11 dB, dok u slučaju razmaka od 80 MHz potiskivanje iznosi 6 dB.



Slika 4.15 NI3 proizvodi za PA sa kombinovanim KP sa otvorenim stabovima za

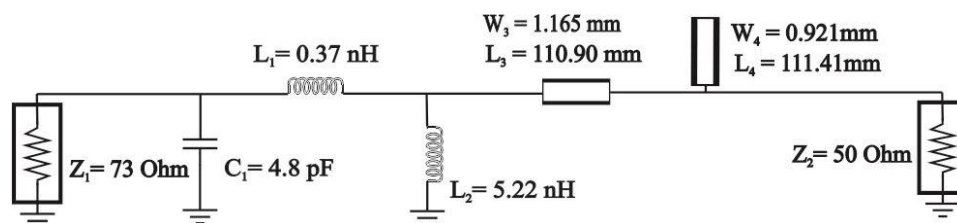
P_{ul} =: a) -5 dBm, b) 2 dBm, c) 10 dBm

Kada se dobijeni rezultati porede sa rezultatima za PA u konfiguraciji sa LC elementima može se utvrditi da su nivoi NI3 proizvoda bez primene linearizacionog postupka približno istih vrednosti za obe posmatrane konfiguracije PA. Nakon procesa linearizacije, za slučaj manjih razmaka do 10 MHz, postiže se približno isto nivo potiskivanja NI3 proizvoda

za sve razmatrane nivoe snage. Rezultati pokazuju da se za veće Δf postiže bolja linearizacija kod PA sa LC elementima. Veći nivo potiskivanja NI3 proizvoda za PA sa LC elementima postiže se takođe i sa povećanjem P_{ul} , dok se sa povećanjem P_{ul} kod PA u konfiguraciji sa otvorenim stabovima javlja manji stepen redukcije NI3 proizvoda.

4.1.3 Jednostepeni PA u mikrostrip tehnici

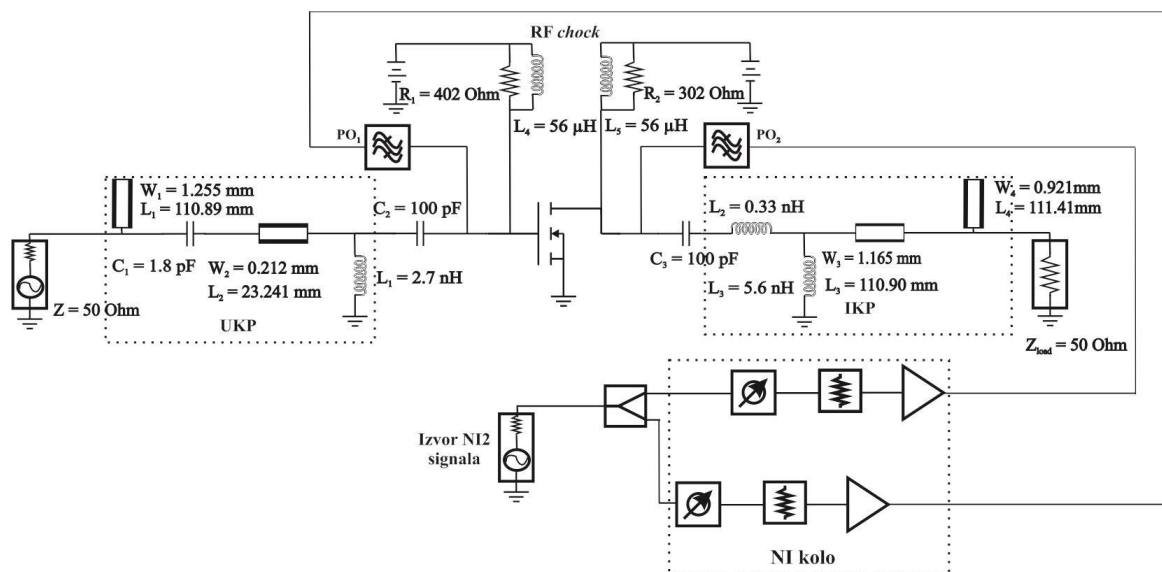
Za potrebe projektovanja PA u konfiguraciji sa kombinovanim mikrostrip kolima iskorišćen je prethodni PA model sa elementima sa raspodeljenim parametrima iz sekcije §4.1.2. i izvršene su odgovarajuće transformacije nad njegovim elementima [50]. Izvršen je proračun dimenzija mikrostrip linija koje odgovaraju idealnim TL (stabovima). Da bi se projektovale KP koje je moguće realizovati u mikrostrip tehnologiji, mikrostrip linije su kombinovane sa komercijalno dostupnim SMD komponentama (*Surface Mounted Devices*) umesto prvobitnih idealnih LC elemenata. Parametri mikrostrip supstrata su: dielektrična konstanta $\epsilon_r = 2.2$, gubici $\tan \delta = 0.002$, visina substrata $h = 0.635$ mm i debljina metalizacije $t = 17$ μ m. Dobijeno IKP u konfiguraciji sa mikrostrip linijama predstavljeno je na Slici 4.16.



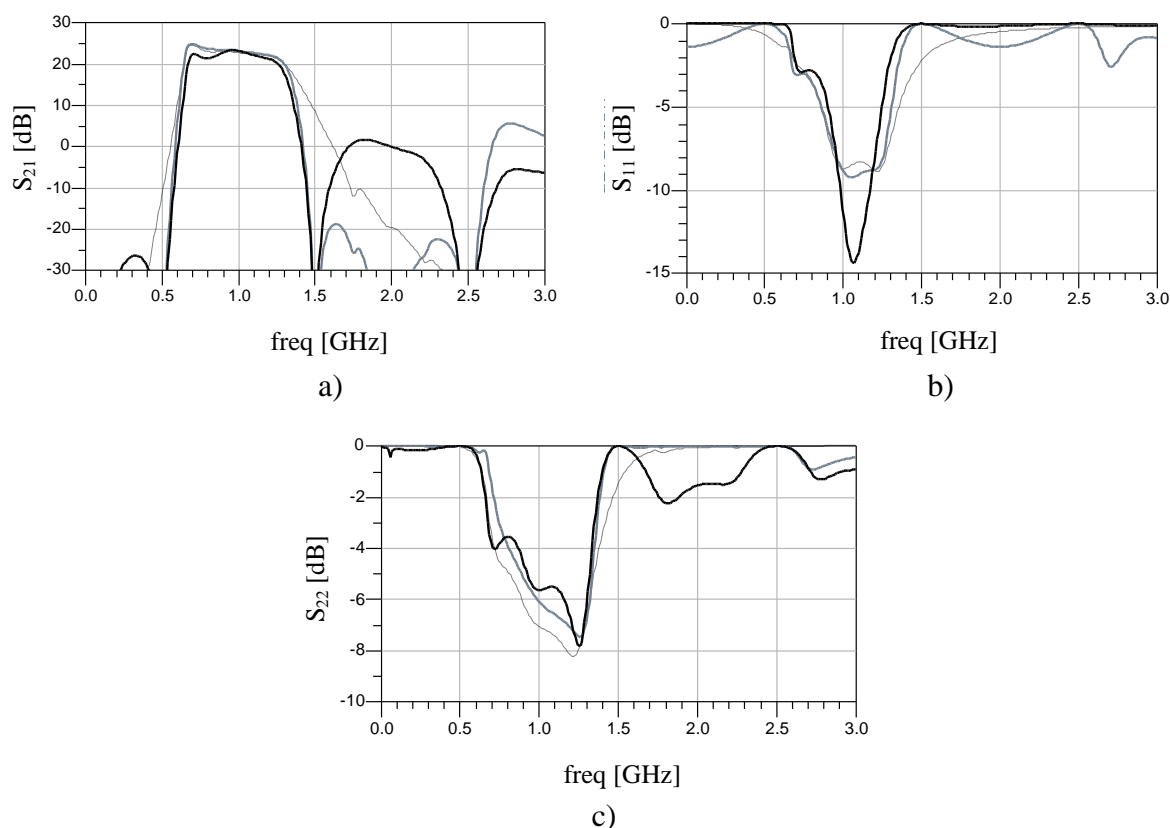
Slika 4.16 IKP sa mikrostrip linijama i SMD elementima sa primenom *Norton*-ovih transformacija

Konačan izgled dobijenog širokopojasnog jednostepenog PA u konfiguraciji sa kombinovanim mikrostrip kolima dat je na Slici 4.17 [50]. Za postizanje stabilizacije dobijenog PA dovoljno je bilo samo vezati otpornosti određenih vrednosti u kolu za napajanje paralelno sa RF *chock*-om.

Slika 4.18 predstavlja poređenje S -parametara za tri različita slučaja nakon primene *Norton*-ovih transformacija: 1. širokopojasni jednostepeni PA u konfiguraciji sa LC elementima (crna isprekidana linija), 2. širokopojasni jednostepeni PA u konfiguraciji sa otvorenim stabovima (siva linija) i 3. širokopojasni jednostepeni PA u konfiguraciji sa realnim kombinovanim kolima u mikrostripu (crna linija).



Slika 4.17 Širokopojasni jednostepeni PA u konfiguraciji sa kombinovanim mikrostrip kolima sa primenom analognog linearizacionog postupka



Slika 4.18 S-parametri za PA u konfiguraciji sa: 1. LC elementima (siva isprekidana linija), 2. kombinovanim KP sa idealnim transmissionim linijama (siva linija) i 3. realnim kombinovanim KP u mikrostripu (crna linija): a) S_{21} , b) S_{11} , c) S_{22}

Vrednosti parametara S_{11} i S_{22} zadovoljavaju zahteve prilagođenja na ulazu i izlazu tranzistora u razmatranom frekvencijskom opsegu (0.9–1.3)GHz. Za PA sa kombinovanim KP sa otvorenim stabovima postiže se nešto lošije prilagođenje na izlazu PA nego za konfiguraciju sa LC elementima. Pored toga, kombinovano kolo u mikrostripu daje bolje S_{11} parametre na ulazu PA, mada je radni opseg sužen na gornjoj granici opsega na približno 1.25 GHz.

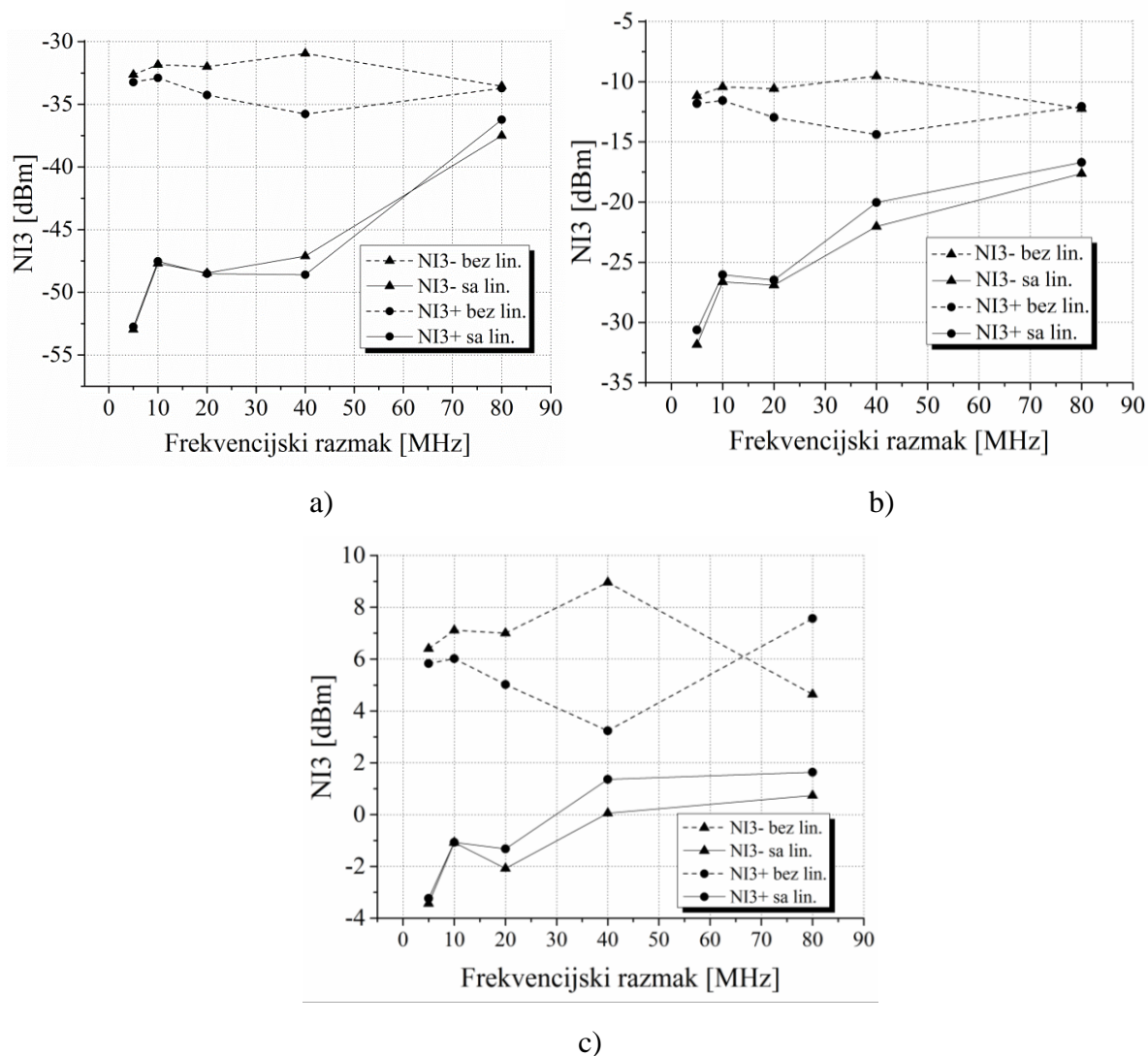
4.1.3.1 Linearizacija jednostepenog PA u konfiguraciji sa kombinovanim mikrostrip kolima pomoću NI2 signala

Prethodno opisan analogni linearizacioni postupak iz sekcije §3.2.3 koji je primenjivan na prethodno projektovane pojačavačke konfiguracije sa koncentrisanim i raspodeljenim parametrima, takođe je primenjen i na pojačavačku strukturu sa mikrostrip linijama pod identičnim uslovima.

Dobijene vrednosti nivoa snage NI3 proizvoda, sa i bez linearizacije, predstavljeni su grafički na Slici 4.19 za različite P_{ul} od -5, 2 i 10 dBm i različite Δf od 5, 10, 20, 40 i 80 MHz [50]. NI2 signali se generišu dodatnim izvorom i nakon oblikovanja njihovih faza i amplituda kroz grane NI kola vode na gejt i drejn PA preko idealnih POF.

Nakon procesa linearizacije dolazi do zadovoljavajućeg smanjenja NI3 proizvoda u razmatranom opsegu snaga. Kada je P_{ul} -5 dBm, potiskivanje NI3 proizvoda kreće se od 20 dB za 2 MHz razmaka do 2 dB za 80 MHz razmaka. Za P_{ul} 2 dBm, nivo NI3 proizvoda se umanjuje za 20 dB za 2 MHz razmaka do 5 dB za 80 MHz razmaka. U slučaju P_{ul} 10 dBm i 2 MHz razmaka postiže se redukcija NI3 proizvoda za 10 dB, dok u slučaju razmaka od 80 MHz potiskivanje iznosi 3 dB.

Kada poredimo topologiju PA sa kombinovanim KP u mikrostripu sa topologijom koja sadrži kombinovano KP sa idealnim elementima i idealnim otvorenim stabovima može se uočiti veća asimetrija u nivoima snage NI3 proizvoda bez linearizacije kod PA sa mikrostrip kolima i uvideti da je postignut nekoliko decibela niži stepen redukcije nego u slučaju PA sa otvorenim stabovima. Pretpostavka je da je slučaj PA sa mikrostrip kolima najpribližniji realnim uslovima pojačavača. Međutim, opšti zaključak je da stepen redukcije NI3 proizvoda opada sa porastom P_{ul} i porastom Δf za oba razmatrana slučaja.



Slika 4.19 NI3 proizvodi za PA sa kombinovanim KP u mikrostripu za $P_{ul} =$: a) -5 dBm, b) 2 dBm, c) 10 dBm

4.1.4 Projektovanje kola za 2. harmonik

U do sada izvršenim analizama, kada je u pitanju predloženi analogni linearizacioni postupak iz sekcije §3.2.3, vrši se povezivanje NI kola na tranzistor PA preko POF koji je okarakterisan sa centralnom frekvencijom, f_c , koja je iste vrednosti kao frekvencija 2. harmonika ($2h$). Shodno tome, ukupne performanse PA takođe zavise i od konfiguracije filtera u NI kolu jer se one direktno spajaju na ulaz (gejt) i izlaz (drejn) tranzistora PA, tj. mogu se poboljšati ili pogoršati u zavisnosti od impedanse filtera na frekvenciji osnovnog signala [61].

Sa druge strane, analiza koja dokazuje povećanje efikasnosti PA pod uticajem $2h$ njegovim ubacivanjem na drejn i gejtt tranzistora PA izvedena je u mnogim radovima u postojećoj literaturi [72, 90-92].

Sve dosadašnje analize pokazale su da impedanse koje se nalaze na ulazu i izlazu PA na frekvencijama $2h$ imaju najveći uticaj na njegovu efikasnost i da performanse PA zavise od konfiguracije NI kola, tj. zavise od impedanse NI grana na frekvenciji osnovnog signala. Shodno tome, u ovoj sekciji, umesto standardne topologije filtera, dizajnirana su odgovarajuća širokopojasna KP za $2h$ kako bi se impedansa NI kola prilagodila odgovarajućim impedansama drejna i gejta PA tranzistora. NI kolo sadrži sve standardne elemente kao i u do sada primenjivanim slučajevima ovog analognog linearizacionog postupka sa glavnom razlikom što se NI signali ne dovode na ulaz i izlaz PA preko POF već preko projektovanih kola za 2. harmonik ($2hKP$).

Projektovan je novi širokopojasni jednostepeni PA za koji su izabrane nove vrednosti napajanja $V_D = 26\text{ V}$ i $V_G = 4.2\text{ V}$, što označava rad u dubokoj AB klasi. Takođe, izabrane su i nove normalizovane vrednosti impedansi na $f_0 = 1\text{ GHz}$ pomoću ADS-ove *source/load-pull* tehnike, $z_s = (0.028 + j0.32)\ \Omega$ i $z_l = (0.182 + j0.57)\ \Omega$. Dobijeni PA radi u opsegu od $(0.7-1.2)\text{GHz}$. Stabilizacija novog PA ostvarena je ubacivanjem otpornosti određenih vrednosti u kolu za napajanje paralelno sa RF *chock*-om.

Za potrebe projektovanja širokopojasnog jednostepenog PA sa novim vrednostima, kao i za projektovanje $2hKP$, upotrebljen je isti postupak koji koristi filterarsku strukturu [86, 87], koji je primenjivan u prethodnim sekcijama u okviru ovog poglavlja za projektovanje više različitih konfiguracija širokopojasnih jednostepenih PA.

Novopjektovani PA sa novim vrednostima napajanja, kao i novim vrednostima normalizovanih impedansi, biće korišćen nadalje u sekcijama ovog poglavlja svuda gde se NI signali dovode preko $2hKP$ koja takođe mogu imati različitu topologiju.

4.1.4.1 Kola za 2. harmonik sa koncentrisanim parametrima

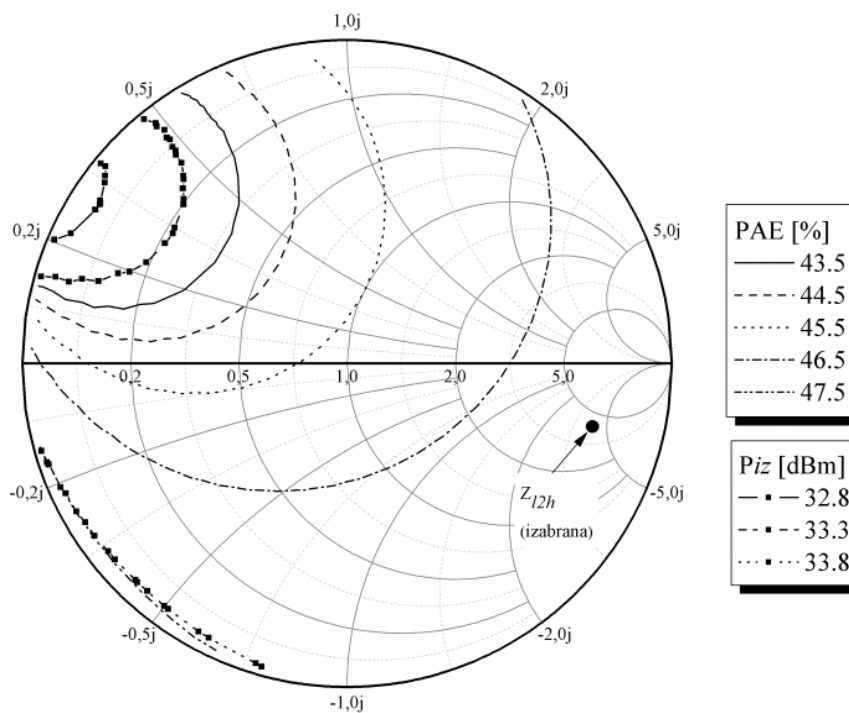
Predhodne analize su pokazale da pojačanje i efikasnost PA zavise ne samo od impedanse grane u NI kolu na frekvenciji $2h$ nego i od impedanse na frekvenciji osnovnog signala, koja treba da bude reaktivna i dovoljno visoka kako bi sprečila curenje korisnog signala kroz NI granu. Shodno tome, u postupku konstruisanja širokopojasnog $2hKP$ trebalo

je obezbediti istovremeno adekvatne impedanse za $2h$ i za osnovni signal na gejtju i drejnu tranzistora. Sa tim ciljem izvršene su *load-pull* i *source-pull* simulacije za $2h$ i odgovarajuće impedanse za $2h$ su izabrane iz oblasti visoke efikasnosti PA na frekvenciji osnovnog korisnog signala [51, 52].

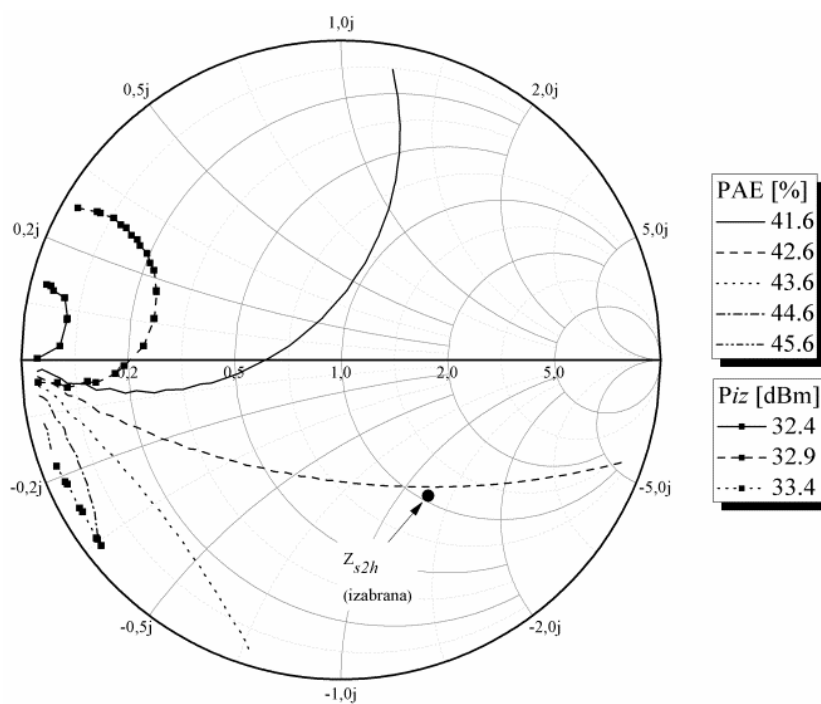
Slika 4.20a) prikazuje simulirane konture za nekoliko vrednosti konstantne P_{iz} i PAE, na frekvenciji osnovnog signala od 1 GHz u slučaju kada P_{ul} iznosi 15 dBm što odgovara maksimalnoj mogućoj P_{iz} od 33.8 dBm, u slučaju izvršene *load-pull* analize za impedanse na $2h$ frekvencijama. Sa slike se može uočiti da postoji široka oblast iz koje se može birati vrednost impedanse za $2h$ koja će omogućiti visoku efikasnost, samo 1% nižu od maksimalno postignute vrednosti od 47.5%. Normalizovana vrednost impedanse na drejnu za $2h$ iznosi $z_{d2h} = (4 - j4) \Omega$ i izabrana je iz tog područja da bi se obezbedila visoka efikasnost drejna, kao i zadovoljavajući nivo snage NI signala koji se dovode na drejn tranzistora [51]. Slika 4.20b) prikazuje simulirane konture za nekoliko vrednosti konstantne P_{iz} i PAE na 1 GHz u slučaju kada je P_{ul} osnovnog signala 15 dBm, koja odgovara maksimalnoj mogućoj P_{iz} od 33.4 dBm kada je izvršena *source-pull* analiza za impedansu $2h$ na gejtju tranzistora PA. Sa slike se može uočiti da se ova impedansa može izabrati iz široke oblasti koja omogućava visoku efikasnost od 42.6% do 43.6%, (maksimalna postignuta vrednost je 45.6%) a da pri tome NI signali koji se dovode na gejt tranzistora imaju adekvatan nivo snage. Normalizovana vrednost odabrane impedanse za $2h$ iznosi $z_{g2h} = (1.1 - j1.2) \Omega$ [52].

Normalizovane impedanse za $2h$ na gejtju $z_{g2h} = (1.1 - j1.2) \Omega$ i drejnu $z_{d2h} = (4 - j4) \Omega$ tranzistora PA odabrane su iz regiona sa što većom efikasnošću koja će obezbediti odgovarajuće impedanse i za $2h$ i za osnovni signal na ulazu i izlazu tranzistora i onemogućiti curenje korisnog signala kroz grane NI kola i time sprečiti pogoršanje performansi PA.

Na osnovu odabranih normalizovanih vrednosti impedansi za $2h$ projektovana su širokopojasna KP za 2. harmonik ($2hKP$) istim postupkom koji koristi filtarsku strukturu kao i KP širokopojasnog jednostepenog PA za osnovni signal [86, 87]. Dobijeno kolo PA sa novim vrednostima elemenata i napajanja, sa $2hKP$ sa LC elementima izgleda kao na Slici 4.21. Projektovana $2hKP$ karakteriše velika reaktivna impedansa na frekvenciji osnovnog signala koja sprečava propuštanje osnovnog signala u NI kolo minimizirajući efekat smanjenja vrednosti PAE. Projektovana kola za $2h$ propuštaju signale u opsegu (1.7–2.3)GHz.



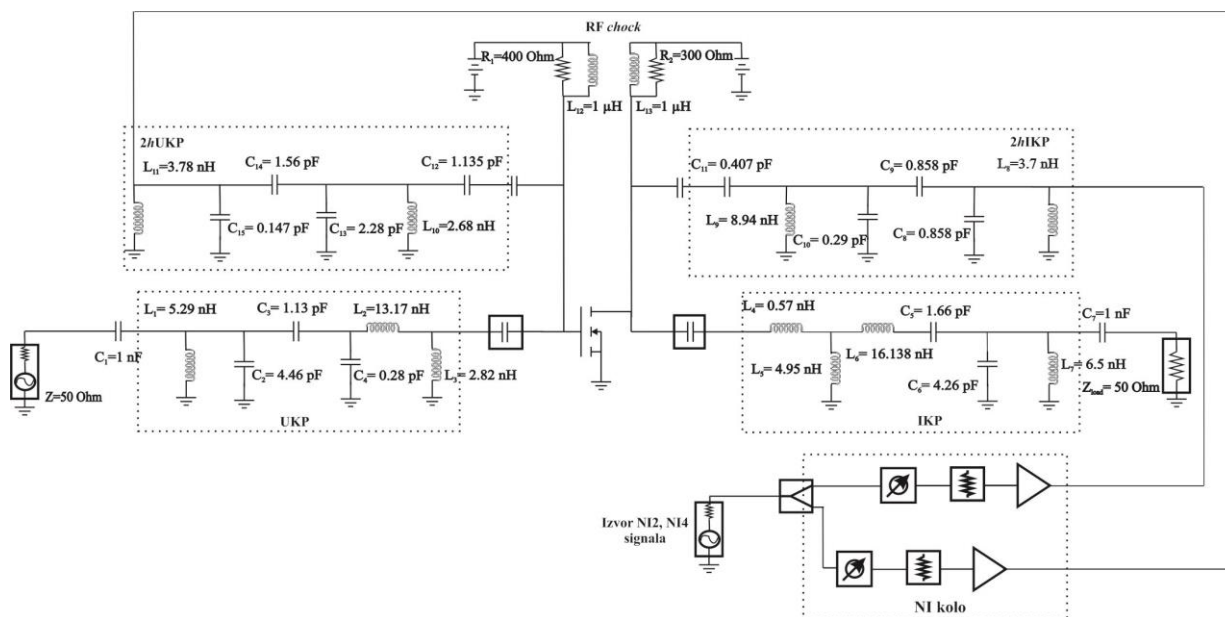
a)



b)

Slika 4.20 Konture za Piz i efikasnost PA na frekvenciji osnovnog signala pri:

a) load-pull, b) source-pull analizi za $2h$

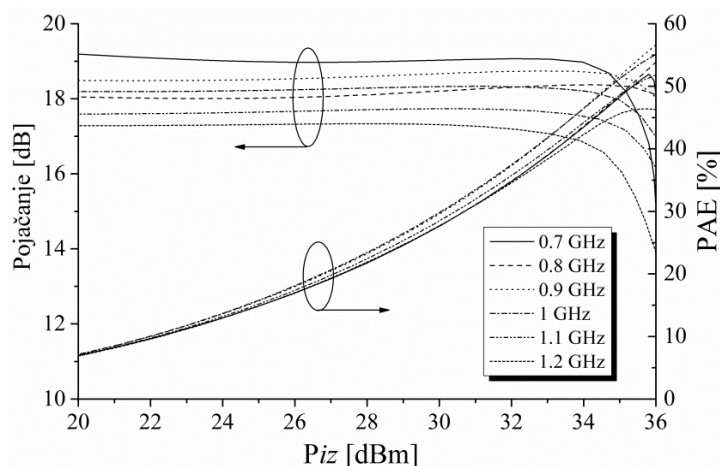


Slika 4.21 Širokopojasni jednostepeni PA sa kolima za $2h$ u konfiguraciji sa LC elementima sa primenom analognog linearizacionog postupka

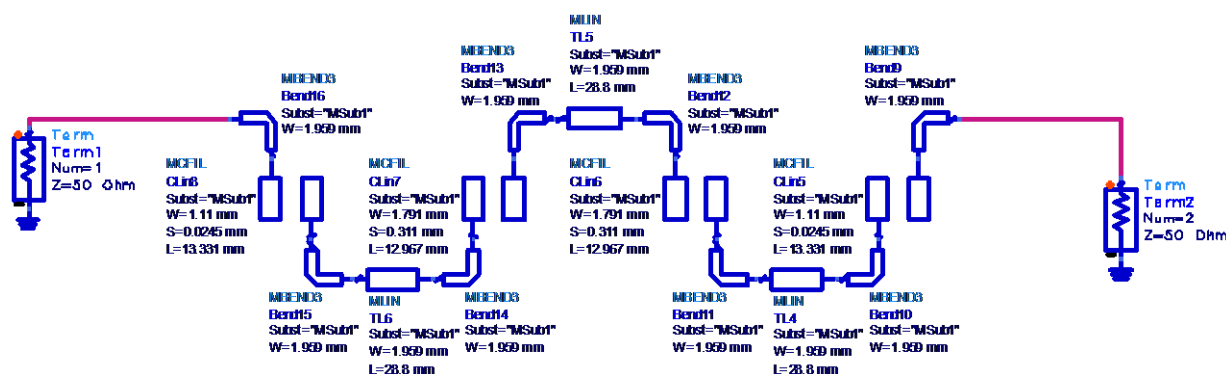
4.1.4.1.1 Karakteristike PA sa kolima za 2. harmonik u konfiguraciji sa LC elementima

U prvoj fazi analizirane su karakteristike PA - pojačanje i PAE, pod uticajem NI kola koje, pored standardnih elemenata, sadrži širokopojasno $2h$ KP koje se direktno vezuje na drejn PA. Slika 4.22 prikazuje pojačanje i PAE novog projektovanog PA u funkciji P_{iz} za jedan prostoperiodičan signal u opsegu od 0.7 GHz do 1.2 GHz [51]. Maksimalno postignuto pojačanje iznosi oko 18 dB u celom posmatranom frekvencijskom opsegu, uz malu varijaciju od približno ± 1 dB uz promenu frekvencije ekscitacije. Za niže snage, vrednost PAE se na razmatranim frekvencijama kreće u rasponu od 1%, dok ova razlika za veće snage ide od 3% za 30 dBm P_{iz} , 4% za 34 dBm P_{iz} do maksimuma od 10% pri maksimalnoj P_{iz} od oko 36 dBm gde PAE iznosi 55% na 1 GHz.

Ponašanje PA pod uticajem impedanse $2h$ analizirano je i upoređeno sa slučajem kada se mikrostrip *hairpin* POF nalazi u NI kolu. Realni širokopojasni mikrostrip *hairpin* filter izgleda kao na Slici 4.23, dizajniran je sa tri sekcije, njegova f_c iznosi 2 GHz i širina opsega 10%.



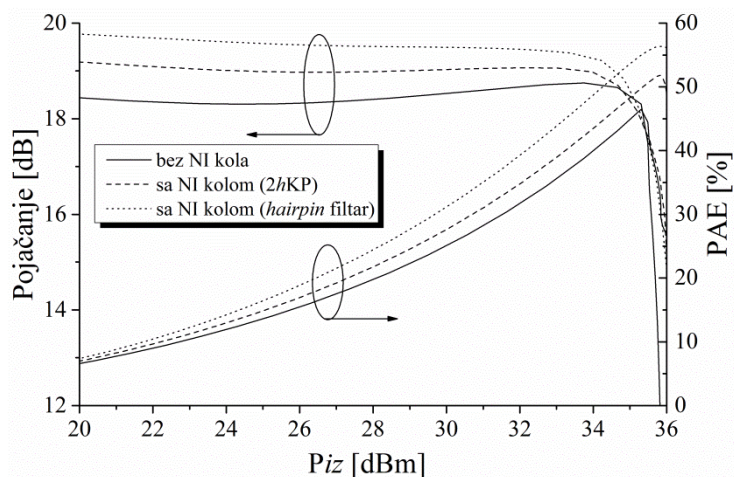
Slika 4.22 Pojaćanje i PAE širokopojasnog PA za jedan prostoperiodičan signal za posmatrani opseg frekvencija



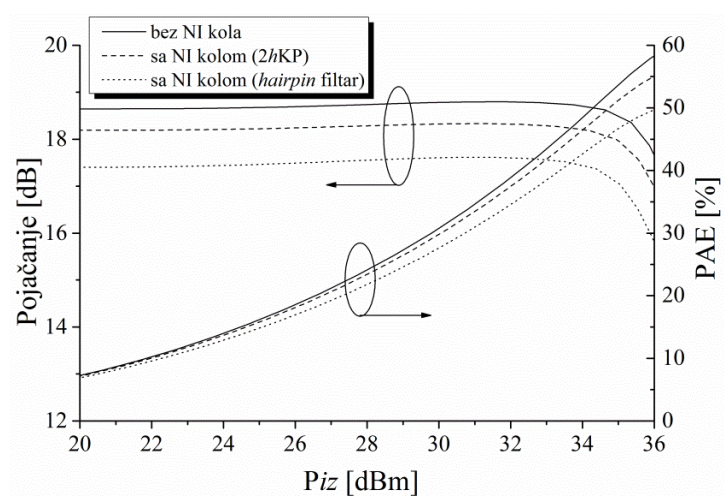
Slika 4.23 Hairpin filtar

Na Slici 4.24 prikazani su PAE i pojaćanje RF pojaćavaća u funkciji P_{iz} za jedan prostoperiodičan signal za 0.7 GHz, 1 GHz i 1.2 GHz za tri različita slućaja: 1. pojaćavać bez NI kola, 2. pojaćavać sa NI kolom koje uključuje širokopojasno $2hKP$ na drejnu i 3. pojaćavać sa NI kolom koji sadrži *hairpin* filtar preko koga dovodi NI signale takođe na drejn PA tranzistora.

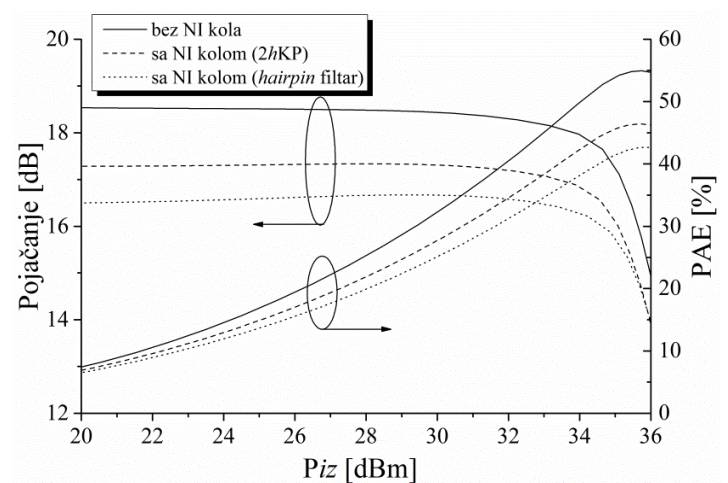
Može se videti da konfiguracija PA sa širokopojasnim $2hKP$ daje bolje rezultate i u pogledu pojaćanja i PAE za frekvenciju veću od 0.8 GHz u poređenju sa konfiguracijom PA koja koristi *hairpin* filtar. Međutim, u opsegu od 0.7 GHz do 0.8 GHz, obe razmatrane varijante NI kola povećavaju pojaćanje i PAE u odnosu na pojaćavać bez NI kola, pri čemu se rešenjem sa *hairpin* filtrom u NI kolu postižu nešto bolji rezultati. Tabela 4.1 ilustruje ovu analizu za P_{iz} od 35 dBm na frekvencijama 0.8 GHz, 0.9 GHz i 1.1 GHz [51].



a)



b)



c)

Slika 4.24 Pojaćanje i PAE za jedan prostoperiodičan signal u zavisnosti od P_{iz} na a) 0.7 GHz, b) 1 GHz i c) 1.2 GHz za tri različita slučaja

Tabela 4.1 Pojačanje i PAE za $P_{iz} = 35$ dBm na frekvencijama 0.8 GHz, 0.9 GHz i 1.1 GHz

Frekvencija (GHz)	Pojačanje (dB)			PAE (%)		
	1	2	3	1	2	3
0.8	18.36	18.32	18.22	49.4	50.2	50.55
0.9	18.7	18.46	18.1	55	54	50.74
1.1	18	17	16.47	55.8	51	46

4.1.4.1.2 Linearizacija jednostepenog PA sa kolima za 2. harmonik u konfiguraciji sa LC elementima pomoću NI2 i NI4 signala

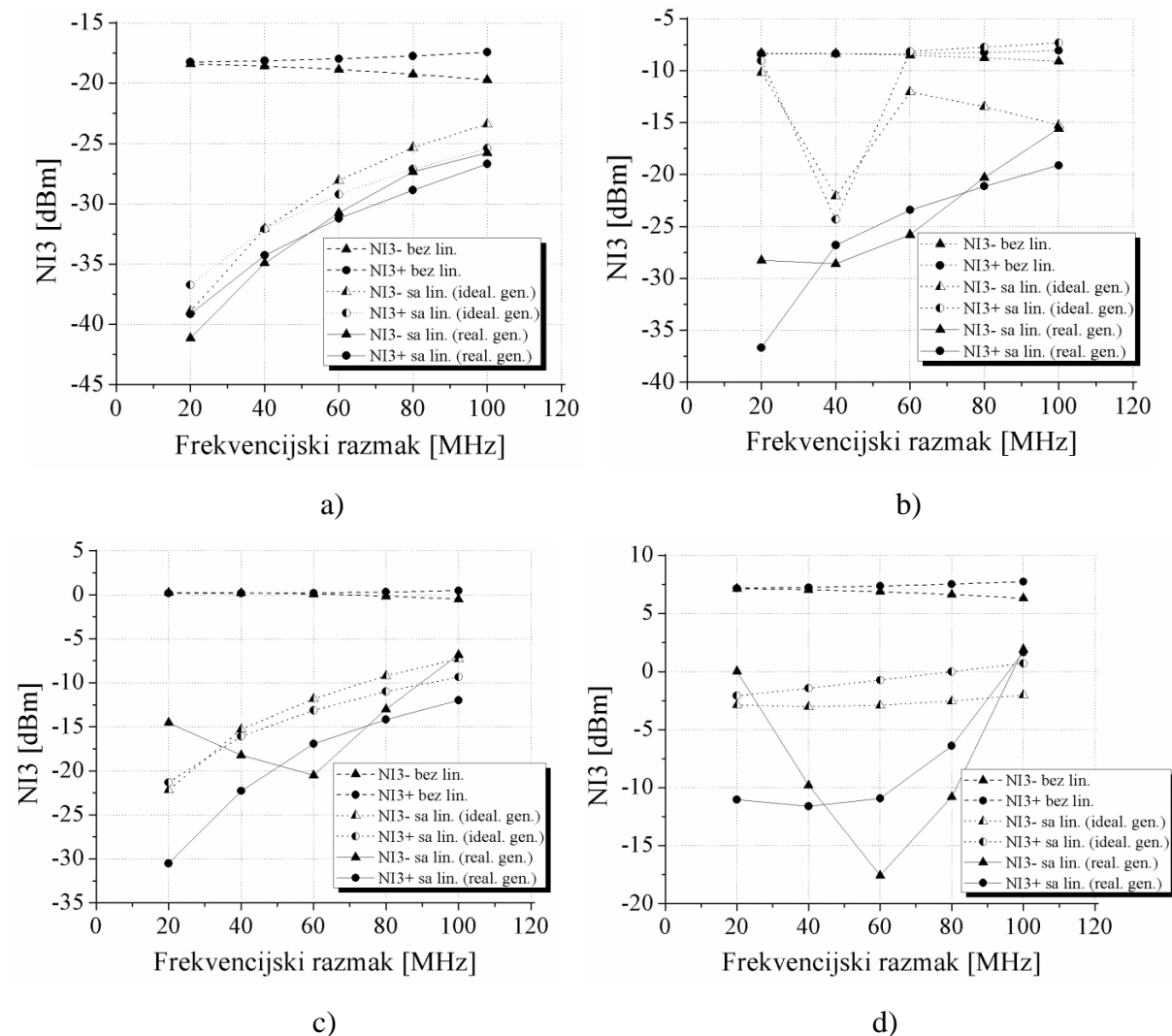
Evaluacija uticaja predloženog linearizacionog postupka na projektovano širokopojasno PA sa širokopojasnim KP za $2h$ u NI kolu, izvedena je pomoću dvotonske analize u ADS-u. Na ulaz PA se istovremeno dovode dva prostoperiodična signala sa Δf od 20 MHz, 40 MHz, 60 MHz, 80 MHz i 100 MHz u odnosu na f_0 od 1 GHz [51].

U linearizacione svrhe, NI2 i NI4 signali neophodni za proces linearizacije projektovanog PA generišu se dodatnim realnim nelinearnim izvorom-u pitanju je tranzistor koji proizvodi NI signale sa proizvoljnim fazama i amplitudama. NI2 i NI4 signali se zatim oblikuju po fazi i amplitudi i vode na izlaz PA tranzistora preko $2h$ IKP.

NI3 i NI5 proizvodi, sa i bez linearizacije, u funkciji Δf , predstavljeni su na Slikama 4.25 i 4.26 za različite nivoe P_{ul} : 3 dBm, 6 dBm, 9 dBm i 12 dBm [51]. Rezultati postignuti predloženim linearizacionim postupkom koji koristi NI2 i NI4 signale koji se generišu realnim izvorom, upoređuju se sa slučajem kada se idealnim izvorom (jednake faze i amplitude svih NI signala) generišu samo NI2 signali.

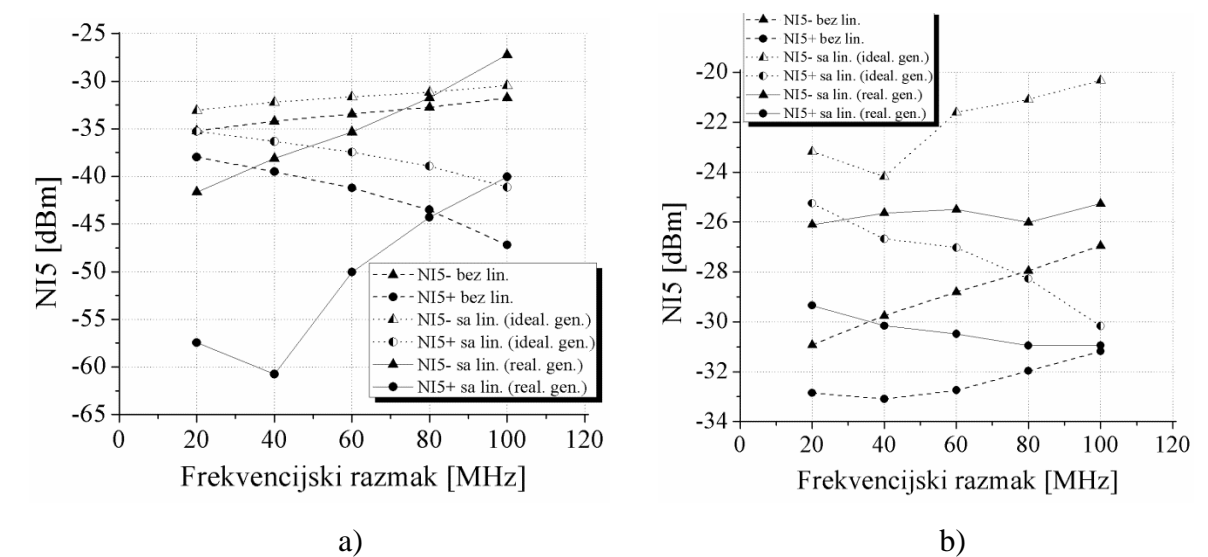
Može se primetiti da je značajno umanjeње NI3 proizvoda postignuto u razmatranom opsegu snaga nakon procesa linearizacije, iako je primetno da nivo redukcije NI3 proizvoda opada kada nivoi snage i razmaci između signala rastu. Takođe, postignuta je bolja supresija NI3 proizvoda, posebno za veće P_{ul} (veća od 3 dBm) u slučaju kada realni izvor generiše NI2 i NI4 signale u poređenju sa slučajem kada se na PA dovode samo NI2 signali.

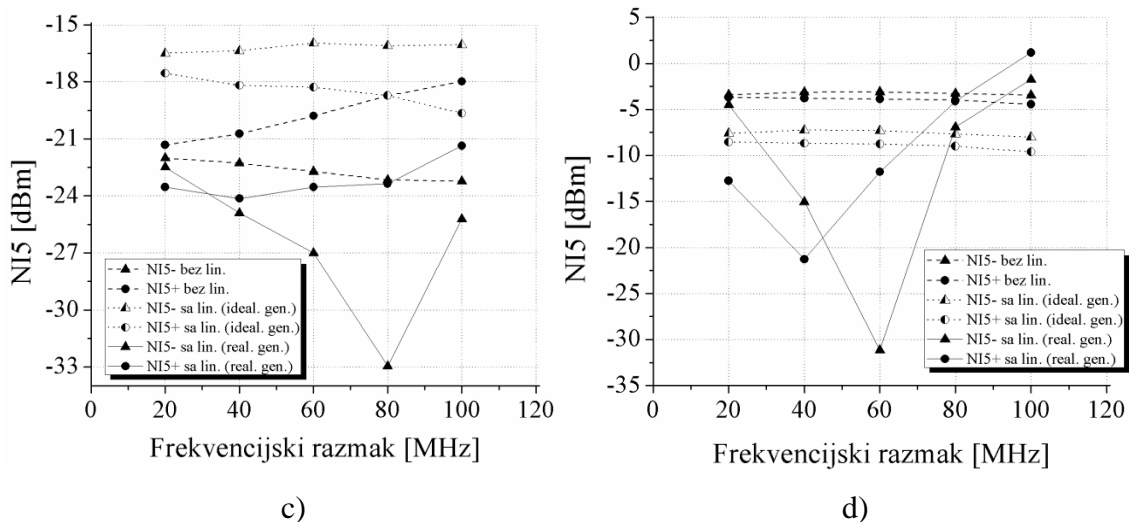
Što se tiče NI5 proizvoda, oni se zadržavaju na nivoima bez linearizacije ili ostaju na što nižim nivoima snage (ispod linearizovanih NI3), imajući u vidu da su postignuti bolji efekti linearizacije kada se primenjuju i NI2 i NI4 signali zajedno.



Slika 4.25 NI3 proizvodi za PA sa 2hKP sa LC elementima za različite nivoe

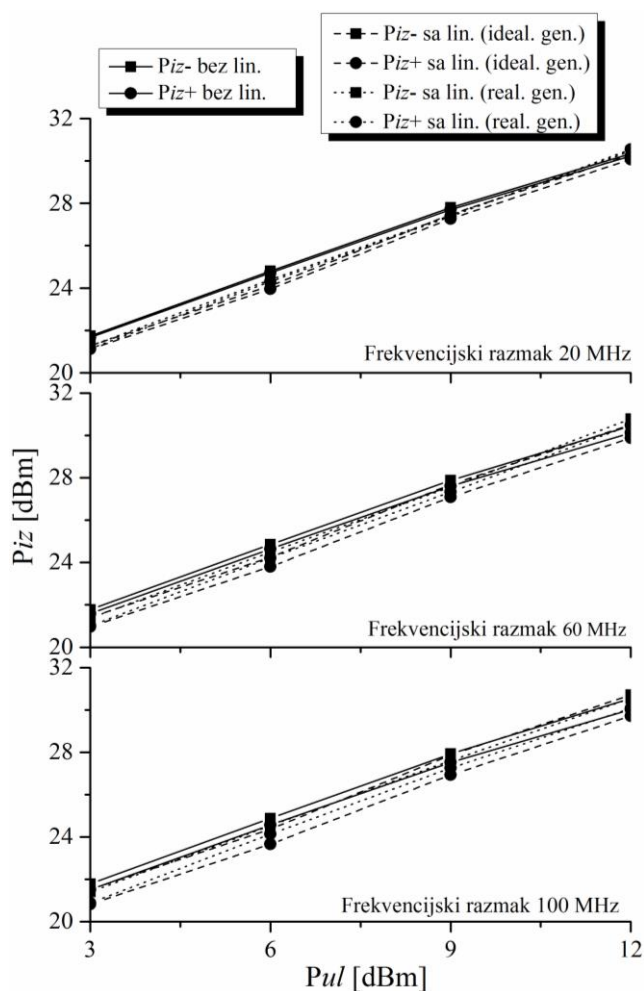
Pul =: a) 3 dBm, b) 6 dBm, c) 9 dBm, d) 12 dBm





Slika 4.26 NI5 proizvodi za PA sa $2hKP$ sa LC elementima za različite nivoe

P_{ul} =: a) 3 dBm, b) 6 dBm, c) 9 dBm, d) 12 dBm

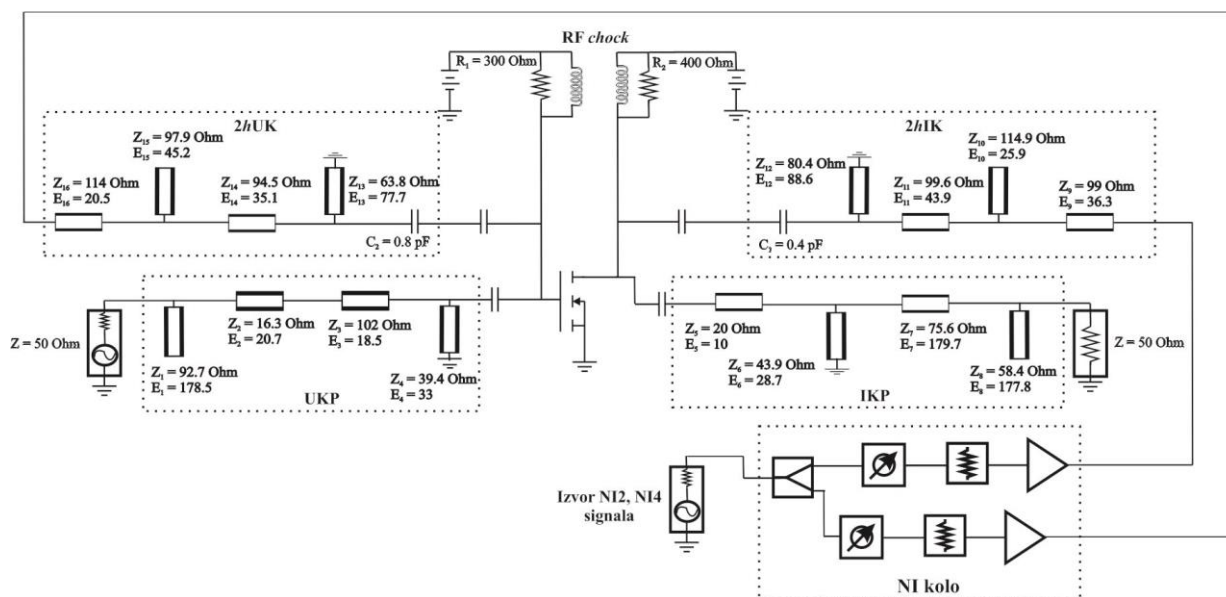


Slika 4.27 P_{iz} osnovnog signala u zavisnosti od P_{ul} za PA sa $2hKP$ sa LC elementima za različite Δf : a) 20 MHz, b) 60 MHz, c) 100 MHz

Dodatno, na Slici 4.27 poređeni su nivoi P_{iz} osnovnih signala sa i bez linearizacije za slučajeve kada je korišćen idealni i realni generator NI2 i NI4 signala [51]. Može se uočiti neznatno smanjenje P_{iz} za niže snage i malo povećanje za veće snage na ulazu kada se primenjuje analogni linearizacioni postupak. Do opadanja P_{iz} dolazi usled curenja snage osnovnog signala kroz linearizacione grane.

4.1.4.2 Kola za 2. harmonik sa raspodeljenim parametrima

U ovoj fazi analize, prethodno projektovani PA, kao i kola za $2h$, u konfiguraciji sa LC elementima, iz sekcije §4.1.4.1. konvertovani su pomoću odgovarajućih transformacija [89] u PA i $2hKP$ u konfiguraciji sa elementima sa raspodeljenim parametrima. Novi PA sa idealnim TL ne sadrži LC elemente i radi u opsegu (0.75–1.25) GHz, dok $2hKP$ sadrže takođe idealne TL, ali zadržan je i jedan kondenzator na ulaznom portu i kod ulaznog i kod izlaznog $2hKP$, kako bi se omogućila što veća impedansa na frekvencijama osnovnog signala [52]. Slika 4.28 ilustruje kolo širokopojasnog jednostepenog PA u konfiguraciji sa idealnim TL sa kolima za 2. harmonik ($2hKP$) preko kojih se dovode NI signali. KP označena na Slici 4.28 kao $2hUK$ i $2hIK$ transformišu impedanse NI grana u odgovarajuću impedansu oko $2h$ na gejtu i drejnu tranzistora PA, respektivno.



Slika 4.28 Širokopojasni jednostepeni PA sa kolima za $2h$ u konfiguraciji sa idealnim TL sa primenom analognog linearizacionog postupka

4.1.4.2.1 Karakteristike PA sa kolima za 2. harmonik u konfiguraciji sa raspodeljenim parametrima

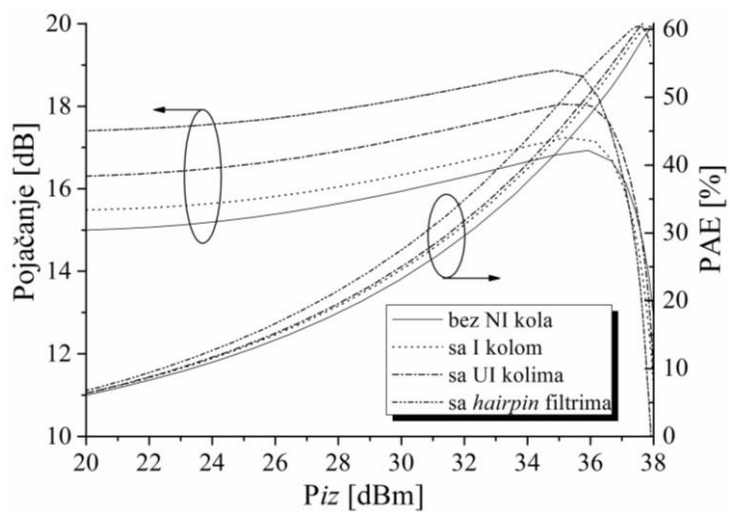
Analizirani su efekti širokopojasnih $2hKP$ u NI granama koje se vode istovremeno na drejnu i gejtu PA. Shodno tome, Slika 4.29 prikazuje karakteristike pojačavača - pojačanje i PAE, u funkciji P_{iz} za 0.75 GHz, 1 GHz i 1.25 GHz za jedan prostoperiodičan signal na ulazu, za četiri različita slučaja: 1. PA bez NI kola, 2. PA sa NI kolom koje uključuje širokopojasno $2hKP$ na drejnu PA tranzistora (označeno na slici sa I), 3. PA sa NI kolom koje uključuje $2hKP$ istovremeno i na gejtu i na drejnu PA tranzistora (na slici označeno sa UI) i 4. PA sa NI kolom koji sadrži *hairpin* filtre na drejnu i gejtu. Realni širokopojasni mikrostrip *hairpin* filtri su dizajnirani sa tri sekcije na f_c od 2 GHz i 10% širine propusnog opsega [52].

Može se primetiti da je pojačanje postignuto kada se ulazno i izlazno $2hKP$ uključuju u konfiguraciju nešto više od 18 dB posmatrano na 1 GHz, što je veće za maksimalno 2 dB u odnosu na pojačanje posmatrano na drugim frekvencijama ekscitacije. Za male nivoe snage, vrednost PAE na označenim frekvencijama odstupa od vrednosti PAE na 1 GHz za maksimalno 1%, dok ova razlika za veće snage ide od 4% za 30 dBm na izlazu do maksimalno 8% pri većim snagama. Pri maksimalnoj P_{iz} , od oko 36 dBm, PAE iznosi 58% na 1 GHz.

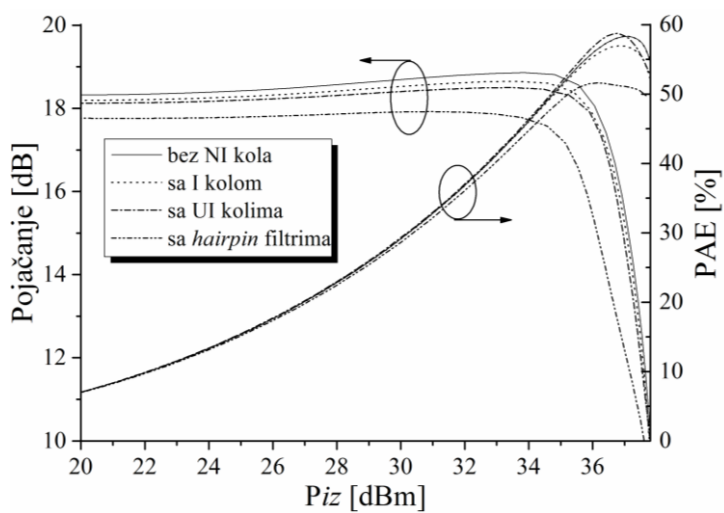
Može se videti da konfiguracija pojačavača sa $2hKP$ na ulazu i izlazu daje slične rezultate u pogledu pojačanja i PAE kao i konfiguracija sa $2hKP$ samo na izlazu. Takođe, bolji rezultati za pojačanje i PAE se dobijaju za slučaj $2hKP$ na gejtu i drejnu za frekvencije veće od 0.8 GHz u poređenju sa konfiguracijom PA koja koristi *hairpin* filtre u granama NI kola. Međutim, u odnosu na pojačavač bez NI kola, NI kolo na izlazu kao i NI kolo na ulazu i izlazu smanjuju pojačanje vrlo malo, dok PAE ostaje nepromenjena u skoro čitavom opsegu P_{iz} na f_0 od 1 GHz. Na 0.75 GHz, NI kolo poboljšava pojačanje i PAE u poređenju sa PA bez NI kola. Suprotno tome, na 1.25 GHz, PA bez linearizacije ima najbolje karakteristike pojačanja i PAE.

4.1.4.2.2 Linearizacija jednostepenog PA sa kolima za 2. harmonik u konfiguraciji sa raspodeljenim parametrima pomoću NI2 i NI4 signala

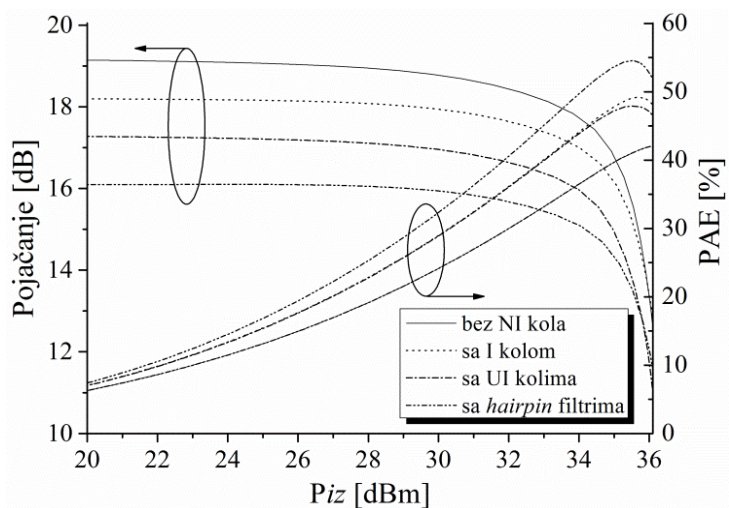
Evaluacija efekta predloženog analognog linearizacionog postupka na projektovani širokopojasni PA sa $2hKP$ u konfiguraciji sa TL u NI kolu, izvedena je pomoću dvotonske analize u ADS-u.



a)



b)



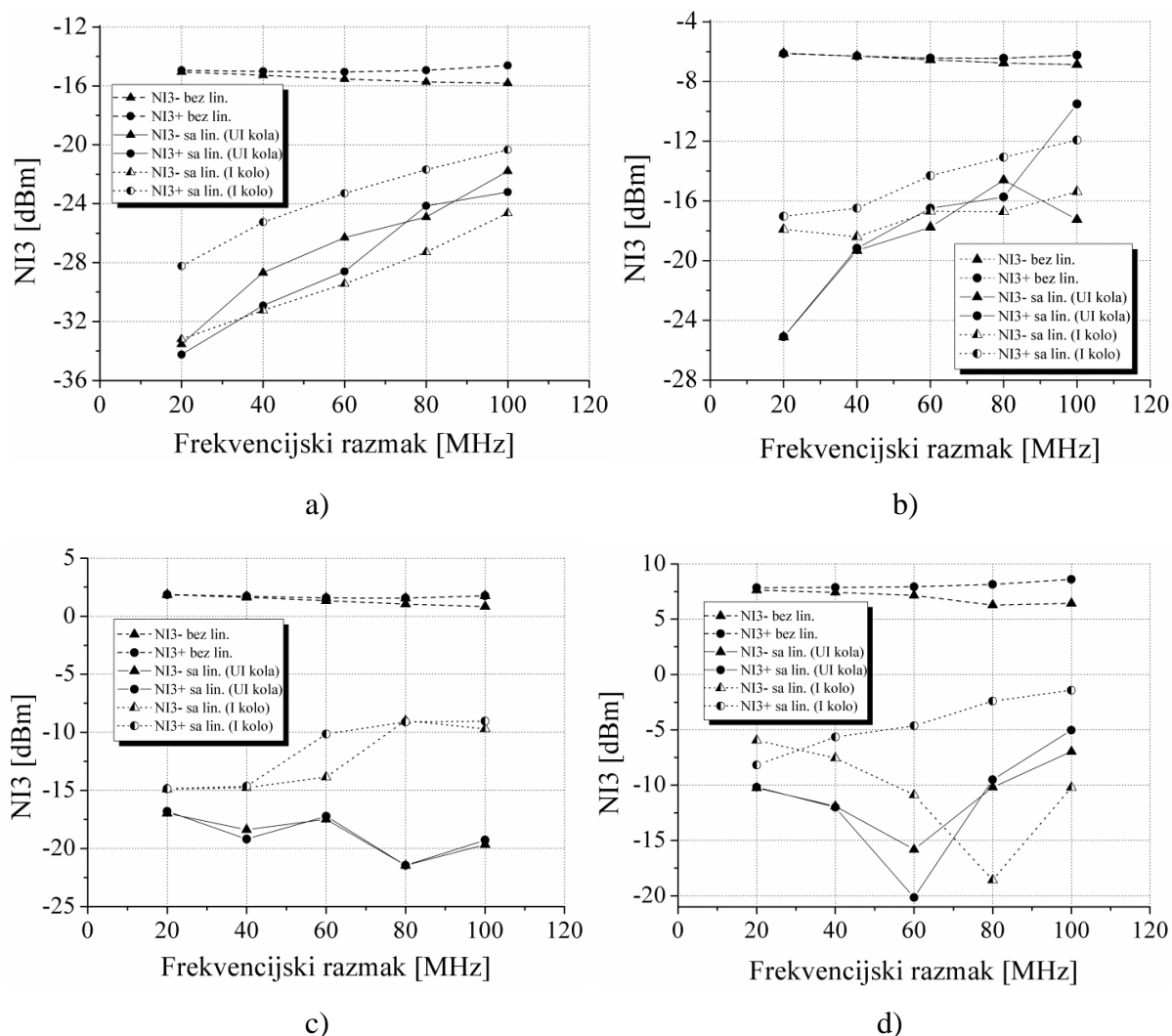
c)

Slika 4.29 Pojaćanje i PAE za jedan prostoperiodičan signal u zavisnosti od P_{iz} za

a) 0.75 GHz, b) 1 GHz i c) 1.25 GHz za tri različita slučaja

Dva prostoperiodična signala sa Δf od 20 MHz, 40 MHz, 60 MHz, 80 MHz i 100 MHz u odnosu na $f_0=1\text{GHz}$ istovremeno se vode na ulaz PA. NI2 i NI4 signali se generišu dodatnim NI izvorom i zatim oblikuju po fazi i amplitudi i vode na ulaz i izlaz PA tranzistora preko projektovanih $2h\text{KP}$ [52].

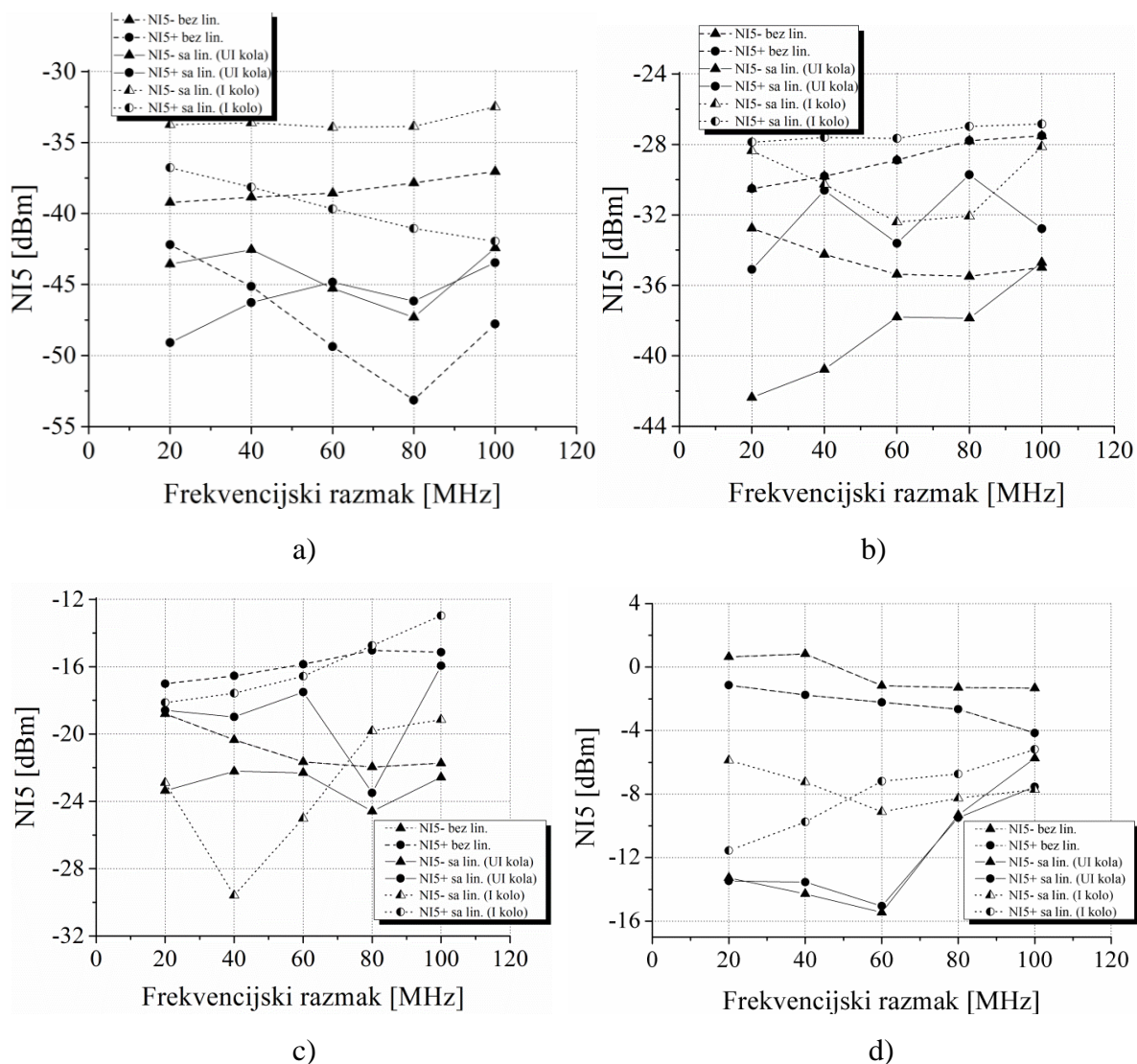
Nivoi NI3 proizvoda, sa i bez linearizacije, u funkciji Δf , prikazani su na Slici 4.30 za različite nivoe P_{ul} : 3 dBm, 6 dBm, 9 dBm i 12 dBm. Rezultati linearizacije su poređeni sa rezultatima iz prethodne sekcije kada se NI2 i NI4 signali ubacuju samo na izlaz tranzistora PA za iste navedene uslove. Može se primetiti da je postignuta bolja i simetričnija supresija NI3 proizvoda u slučaju kada se NI signali dovode i na ulaz i izlaz PA tranzistora, posebno za veću snagu.



Slika 4.30 NI3 proizvodi za PA sa $2h\text{KP}$ sa idealnim TL za različite nivoe

P_{ul} =: a) 3 dBm, b) 6 dBm, c) 9 dBm, d) 12 dBm

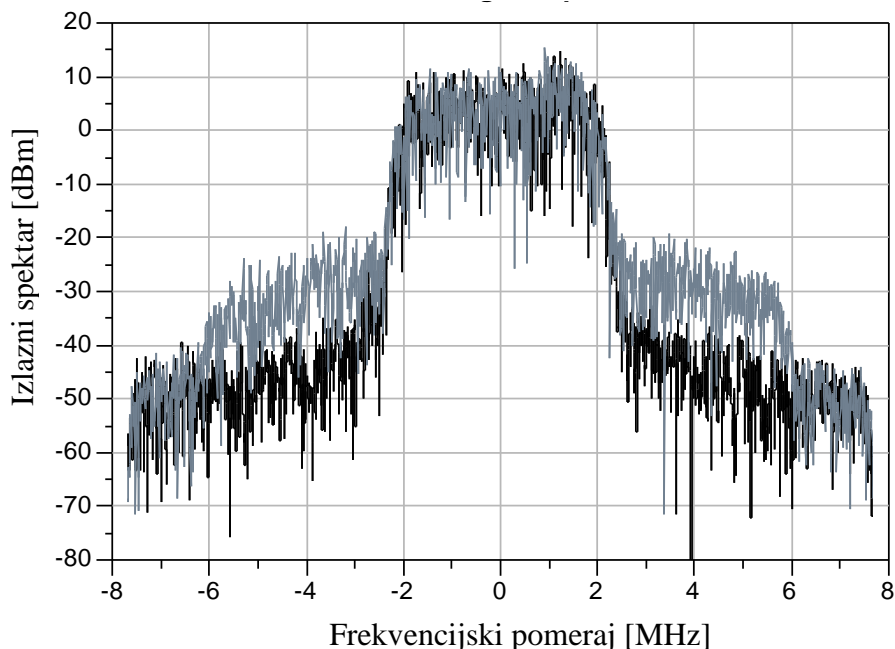
Kada se posmatraju NI5 proizvodi na Slici 4.31, pri istim uslovima, uočava se da se oni zadržavaju na nivoima bez primene linearizacionog postupka ili opadaju, posebno za veće snage, kada su efekti linearizacije postignuti ubacivanjem NI signala na ulaz i izlaz PA tranzistora. Na primer, za slučaj kada je P_{ul} 12 dBm do razmaka od 70 MHz postiže se više od 10 dB potiskivanja. Postignuti su bolji rezultati istovremenom primenom linearizacionog postupka na ulazu i izlazu u poređenju sa slučajem dovodeja NI signala preko $2hKP$ samo na izlazu.



Slika 4.31 NI5 proizvodi za PA sa $2hKP$ sa idealnim TL za različite nivoe

P_{ul} =: a) 3 dBm, b) 6 dBm, c) 9 dBm, d) 12 dBm

Slika 4.32 ilustruje rezultate ispitivanja efekta linearizacije primenom NI2 i NI4 signala na gejt i drejn tranzistora PA za WCDMA signal čija f_0 iznosi 1 GHz, širina spektra je 3.84 MHz i P_{ul} je 12 dBm, sa i bez linearizacije. ACPR parameter je poboljšán za više od 14 dB za pomeraj od ± 4 MHz od nosioca [52].

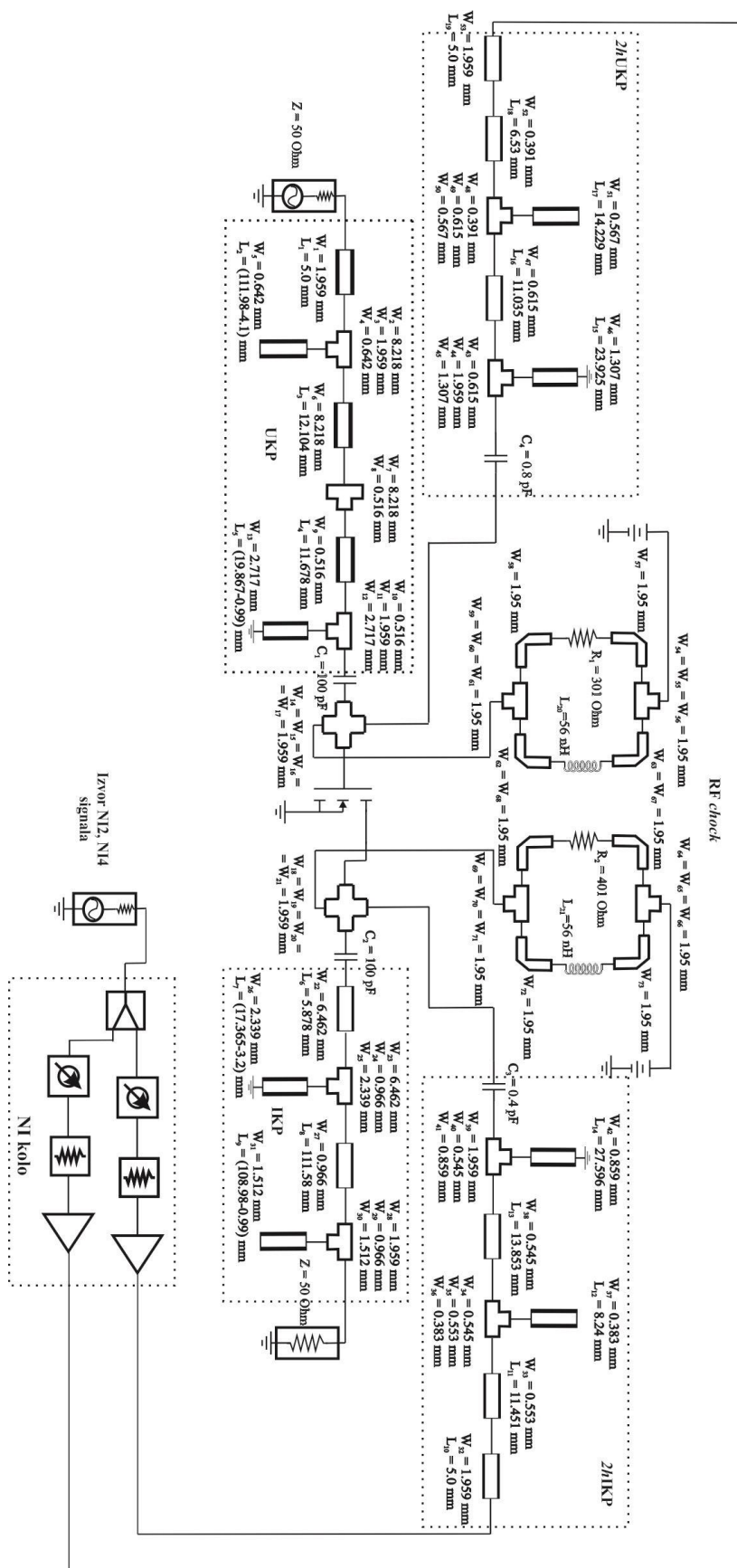


Slika 4.32 Izlazni spektar za WCDMA signal sa (crna linija) i bez linearizacije (siva linija) za $P_{ul} = 12$ dBm

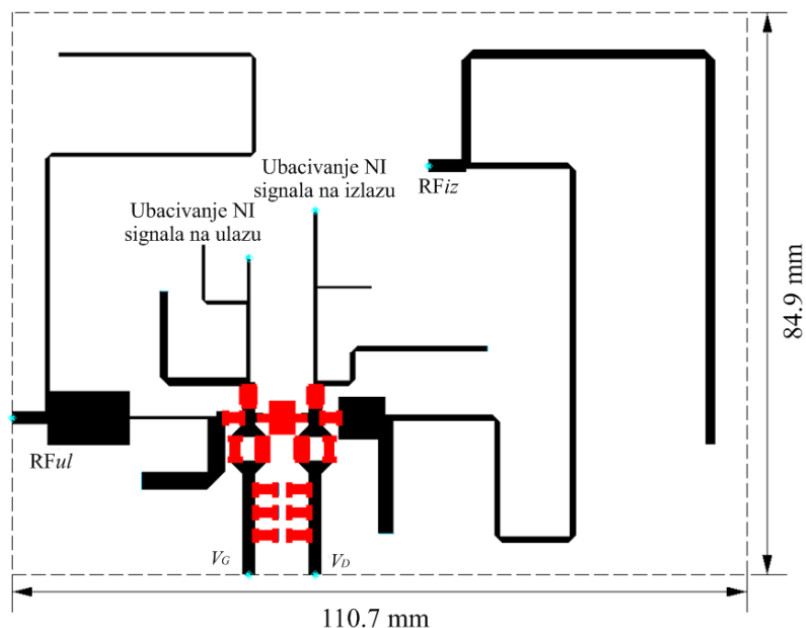
4.1.4.3 Kola za 2. harmonik u mikrostrip tehnici

U ovoj fazi analize, prethodno projektovani PA, kao i KP za $2h$ u konfiguraciji sa idealnim TL, iz sekcije §4.1.4.2 transformisani su u PA i $2h$ KP u konfiguraciji sa mikrostrip linijama. Novi mikrostrip PA radi u opsegu $(0.75-1.15)$ GHz. KP za $2h$ sadrže mikrostrip linije i SMD element-kondenzator na ulaznom portu [53].

U postupku simulacije takođe je uključen uticaj umetanja T-spojeva za spajanje linija, kao i savijanje mikrostrip linija neophodno za izradu kola na odgovarajućem supstratu. Takođe su izvršene i dodatne korekcije dužina mikrostrip linija u poređenju sa dimenzijama dobijenim prvobitnom transformacijom TL u mikrostrip. Izgled PA prezentovan je na Slici 4.33, dok Slika 4.34 ilustruje *layout* širokopojasnog mikrostrip PA zajedno sa $2h$ KP u mikrostripu preko kojih se dovode NI signali.



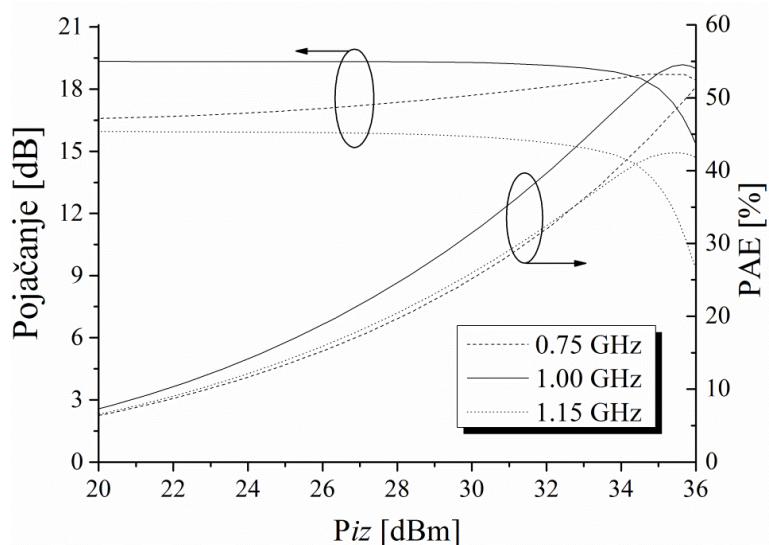
Slika 4.33 Širokopoljni mikrostrip PA zajedno sa 2hKP u mikrostripu sa primenom analognog linearizacionog postupka



Slika 4.34 Layout širokopojasnog mikrostrip PA zajedno sa 2hKP preko kojih se dovode NI signali

4.1.4.3.1 Karakteristike PA sa kolima za 2. harmonik u konfiguraciji sa mikrostrip linijama

Analizirane su glavne karakteristike PA, pojačanje i PAE, za varijantu pojačavača sa NI kolom koje uključuje širokopojasna 2hKP na drejnu i gejtu PA tranzistora [53]. Slika 4.35 prikazuje pojačanje i PAE posmatranog PA u funkciji P_{iz} u opsegu frekvencija od 0.75 GHz do 1.15 GHz za jedan prostoperiodičan signal na ulazu.



Slika 4.35 Pojačanje i PAE za PA za jedan prostoperiodičan signal u zavisnosti od P_{iz} u posmatranom frekventijskom opsegu

Može se primetiti da je maksimalno pojačanje dobijeno na 1 GHz oko 19 dB i sa promenom frekvencije pobudnog signala pokazuje variranje od približno 2 dB za niže snage i oko 4 dB za više snage što se uočava na gornjoj posmatranoj frekvenciji. U opsegu malih snaga, vrednost PAE na posmatranim frekvencijama odstupa od vrednosti PAE na 1 GHz za maksimalno 2%. U opsegu većih snaga to odstupanje se kreće od 7% pri 30 dBm P_{iz} do maksimalno 12% pri maksimalnoj P_{iz} od oko 36 dBm pri čemu vrednost PAE na 1 GHz iznosi 55%.

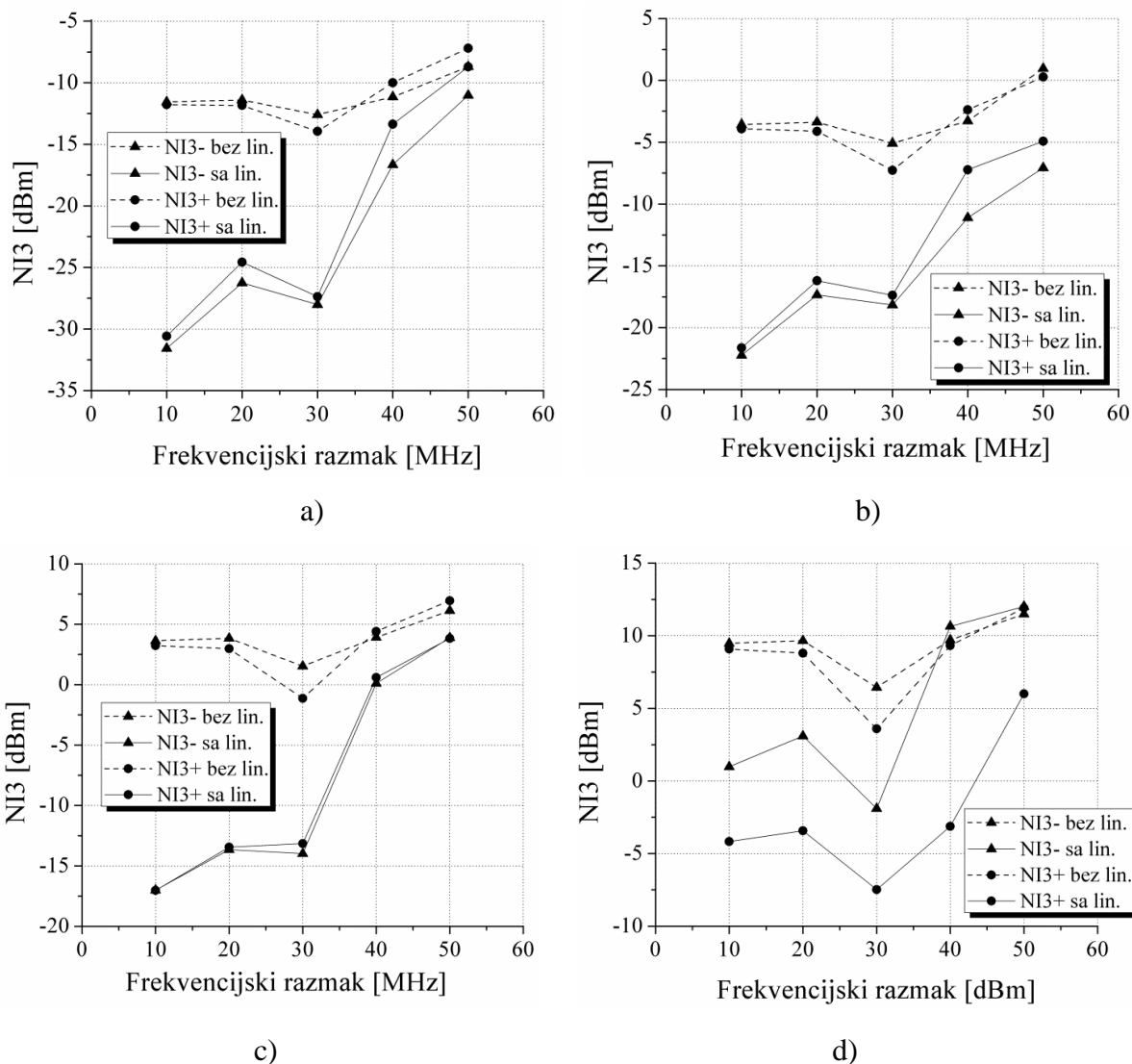
4.1.4.3.2 Linearizacija jednostepenog PA sa kolima za 2. harmonik u konfiguraciji sa mikrostrip linijama pomoću NI2 i NI4 signala

Predloženi analogni linearizacioni postupak iz sekcije §3.2.3 primenjen je na projektovani širokopojasni PA u mikrostrip tehnologiji sa NI kolom koje uključuje širokopojasna $2h$ KP. Efekti linearizacionog postupka procenjeni su pomoću simulacija u ADS-u za dva slučaja: 1) dvotonski i 2) OFDM signal [53]. Za potrebe procesa linearizacije, NI2 i NI4 signali generisani su pomoću dodatnog nelinearnog izvora koji generiše NI signale sa proizvoljnim fazama i amplitudama koji se nakon adekvatnog oblikovanja ubacuju na drejn i gejt PA tranzistora preko projektovanih $2h$ KP u mikrostripu.

Dva prostoperiodična signala sa razmakom između njih od 10 MHz do 50 MHz, u odnosu na $f_0 = 1$ GHz, istovremeno se vode na ulaz PA. Analiza je izvršena za različite nivoe P_{ul} : 3 dBm, 6 dBm, 9 dBm i 12 dBm.

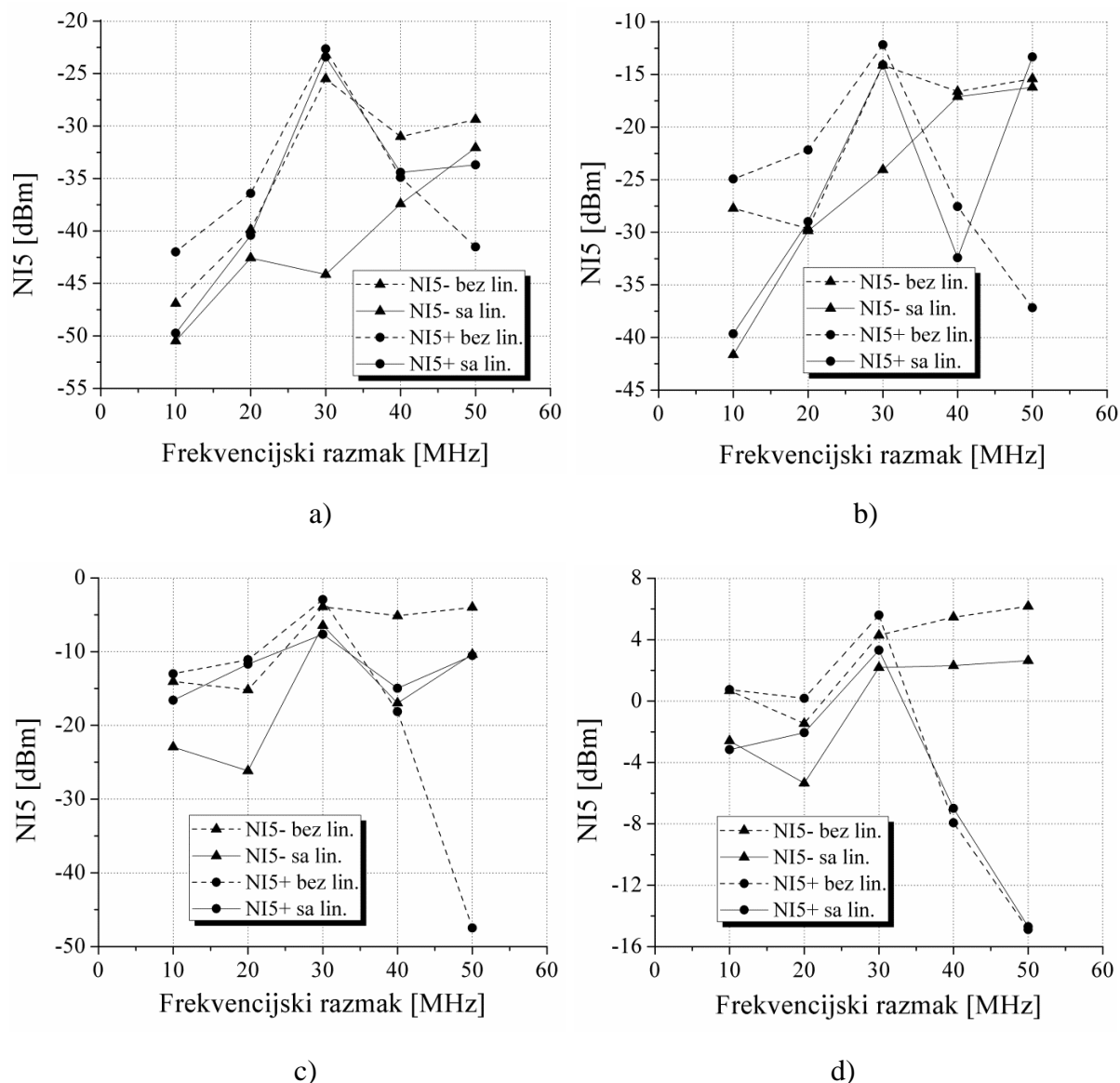
Na Slici 4.36 prikazani su nivoi NI3 proizvoda, sa i bez linearizacije, u funkciji Δf za različite nivoe P_{ul} . Uočava se da je nakon procesa linearizacije postignuta značajna supresija NI3 proizvoda u posmatranom opsegu snaga. Dobijeni su bolji rezultati supresije za skoro sve nivoe P_{ul} sve do razmaka od 30 MHz. Povećanje nivoa snage i Δf utiče na smanjenje stepena redukcije NI proizvoda.

Na Slici 4.37 mogu se videti NI5 proizvodi, sa i bez linearizacije, takođe u funkciji Δf za različite nivoe P_{ul} . Linearizovani NI5 proizvodi su uglavnom zadržani na istim nivoima na kojima su bili i pre primene linearizacionog postupka.


 Slika 4.36 NI3 proizvodi za PA sa $2hKP$ u mikrostripu za različite nivoe

P_{ul} =: a) 3 dBm, b) 6 dBm, c) 9 dBm, d) 12 dBm

Dodatno, izvršeno je testiranje efekta linearizacionog postupka za OFDM signal čija f_0 iznosi 0.95 GHz, širina spektra je 17 MHz za određeni opseg nivoa snage signala [53]. Slika 4.38 prikazuje vrednost ACPR parametra, sa i bez linearizacije, u funkciji različitih prosečnih nivoa P_{iz} . ACPR se posmatra na pomeraju od ± 16 MHz od nosioca (opseg dominantne distorzije 3. reda) u opsegu od 0.32 MHz. Može se primetiti da je ACPR poboljšán za oko 10 dB do 15 dB za razmatrani opseg prosečnih vrednosti P_{iz} . ACPR opada sa porastom P_{iz} pokazujući poboljšanje za maksimalni posmatrani nivo snage od oko 5 dB.

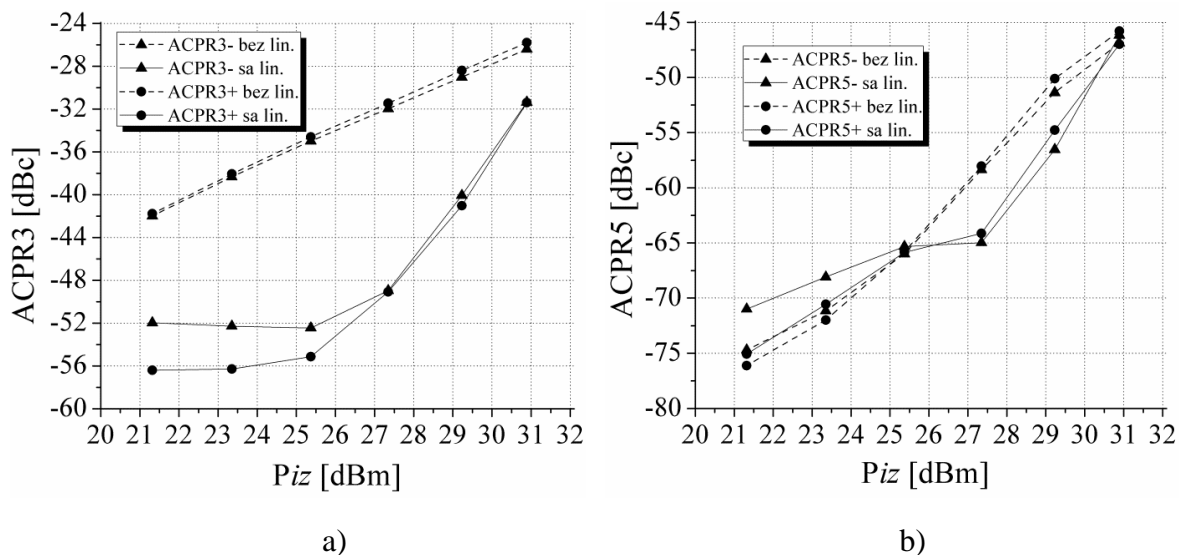


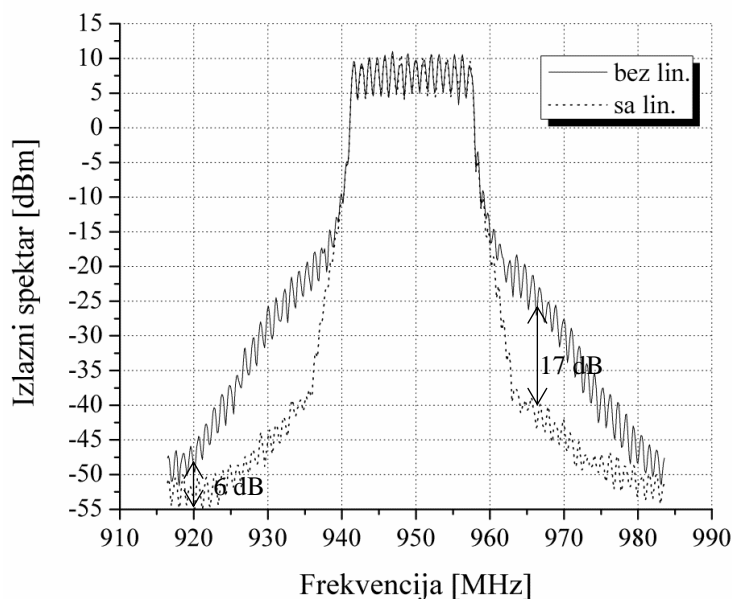
Slika 4.37 NI5 proizvodi za PA sa 2hKP u mikrostripu za različite nivoe

Pul =: a) 3 dBm, b) 6 dBm, c) 9 dBm, d) 12 dBm

NI5 proizvodi su dominantni na ± 30 MHz pomeraja u odnosu na f_0 u izlaznom spektru. Sa Slike 4.38b) proizilazi da je ACPR za niže nivoe P_{iz} ostao na nivoima snage kao i pre procesa linearizacije do približno 26 dBm, dok se neznatno poboljšanje parametra može primetiti za veće nivoe snage do maksimalnih 6 dB.

Slika 4.39 prikazuje izlazni spektar za OFDM signal, sa i bez primene linearizacionog postupka, za 10 dBm prosečne Pul koja se odnosi na P_{iz} od 27 dBm. Zapaža se poboljšanje ACPR parametra od oko 17 dB pri pomeraju od ± 16 MHz.


 Slika 4.38 ACPR OFDM signala sa i bez linearizacije u opsegu srednje P_{iz} za:

 a) ± 16 MHz pomeraja, b) ± 30 MHz pomeraja u odnosu na f_0

 Slika 4.39 Izlazni spektar OFDM signala sa i bez linearizacije za $P_{ul} = 10$ dBm

4.1.5 Analiza uticaja antena na performanse jednostepenog PA

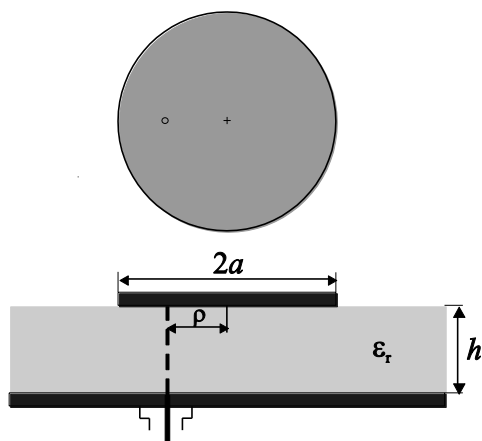
Još jedna značajna komponenta koja može da definiše performanse jednog predajnika, pored PA, jeste vrsta antene koja se koristi prilikom njegovog projektovanja. Mikrostrip *patch* antene se široko koriste u brojnim komunikacionim sistemima zbog svojih odličnih osobina, kao što su jednostavnost strukture, prilagodljivost, mogućnost jednostavne

integracije sa drugim mikrotalasnim kolima, niski troškovi proizvodnje, itd. Zbog toga je u okviru ove sekcije ispitivan uticaj kaskadne veze između PA i antene kada se umesto završnog idealnog opterećenja od 50Ω pojačavač optereti realnom antenom. Razmatran je uticaj dve različitim tehnikama projektovane antene: 1) mikrostrip kružna *patch* antena (*Circular Patch* – CP) i 2) pentagonalni dipol [54]. Za potrebe ove analize korišćen je prethodno projektovani jednostepeni PA iz sekcije §4.1.4.3 u konfiguraciji sa mikrostrip kolima (Slika 4.32) koji koristi *Freescale*-ov MRF281S LDMOSFET tranzistorski model čije su odabrane impedanse $z_s = (0.028 + j0.32) \Omega$ i $z_l = (0.182 + j0.57) \Omega$.

Sistem kaskadne veze pojačavač-antena je linearizovan primenom analognog linearizacionog postupka iz sekcije §3.2.3 koji koristi NI2 i NI4 signale oko $2h$ osnovnog signala. NI signali se dovode na ulaz i izlaz PA preko projektovanih širokopojasnih $2h$ KP u NI kolu iz sekcije §4.1.4.3 koja sadrže mikrostrip linije i jedan SMD element (kondenzator) na ulaznom portu [53].

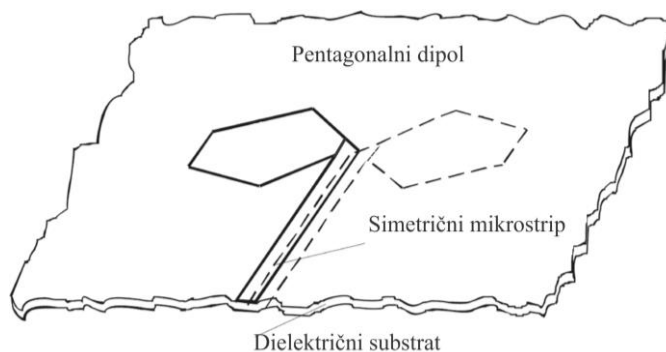
4.1.5.1 Koncept dizajna

Prva razmatrana antena, predstavljena na Slici 4.40, je uskopojasna, koaksijalno pobuđena, mikrostrip kružna *patch* antena (na dalje u tekstu CP antena) koja je projektovana za radnu frekvenciju 1 GHz. Za potrebe modeliranja CP antene korišćen je TLM (*Transmission-Line Matrix*) numerički postupak [93] zasnovan na cilindričnoj mreži. Uopšteno, TLM metoda je pogodna za rešavanje velikog broja problema koji uključuju propagaciju elektromagnetnih talasa a koristi mrežu transmisionih linija međusobno povezanih u TLM ćelije čime se formira modelovani prostor za elektromagnetnu analizu. Poluprečnici provodne površi a i uzemljene podloge antene r su: $a = 56$ mm i $r = 100$ mm. Karakteristike supstrata iznose: relativna permitivnost $\epsilon_r = 2.32$, dielektrični gubici $\tan \delta = 0.002$ tan, visina $h = 1.59$ mm. Unutrašnji provodnik koaksijalne pobude ima prečnik $r_v = 0.3$ mm i postavlja se na udaljenosti od $\rho = 28$ mm od središta *patch* antene. Položaj pobude je optimizovan nekomercijalnim, *in-house* TLM solverom u cilindričnom koordinatnom sistemu (cylTLM) [94], [95] da bi se postiglo prilagođenje impedanse između antene i pobude.



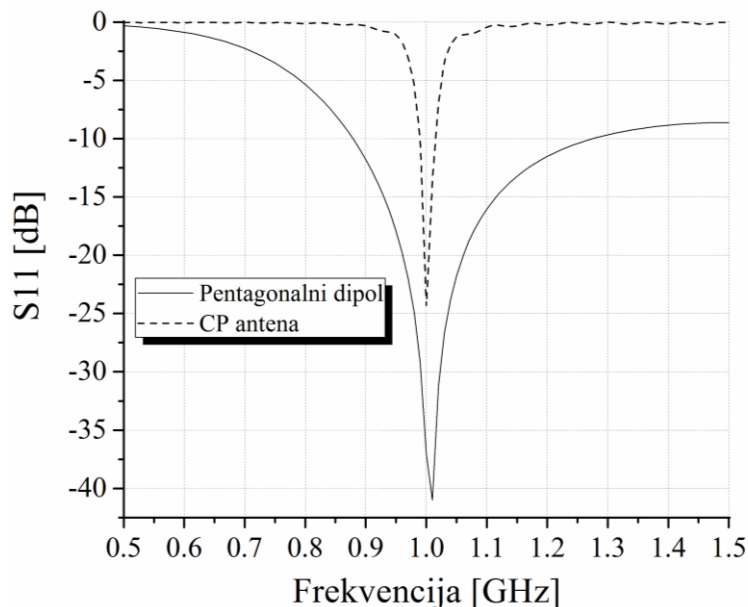
Slika 4.40 Geometrija kružne patch (CP) antene [93]

Druga razmatrana antena, predstavljena na Slici 4.41, je širokopojasni simetrični štampani dipol koji ima pentagonalni oblik [96-100] (jedna njegova polovina nalazi se na jednoj strani dok se druga polovina nalazi na suprotnoj strani podloge). Dipol se štampa na dielektričnoj podlozi debljine $h = 0.550$ mm i dielektrične konstante $\epsilon_r = 2.17$. Napaja se pomoću simetrične mikrostrip linije karakteristične impedanse 50Ω . Za razliku od klasičnih dipola koji rade na 1. rezonansi, ovi dipoli rade na 2. rezonansi. Impedansa dipola varira veoma sporo sa promenom frekvencije. Modifikacija dimenzija pentagonalnog dipola omogućava promenu impedanse 2. rezonanse u relativno širokom opsegu. Tokom procesa dizajniranja, korišćenjem WIPL-D softvera [101], dimenzije pentagonalnog dipola su optimizovane kako bi se njegova impedansa prilagodila na $Z_d = 50 \Omega$ za $f_0 = 1$ GHz.



Slika 4.41 Pentagonalni dipol [102]

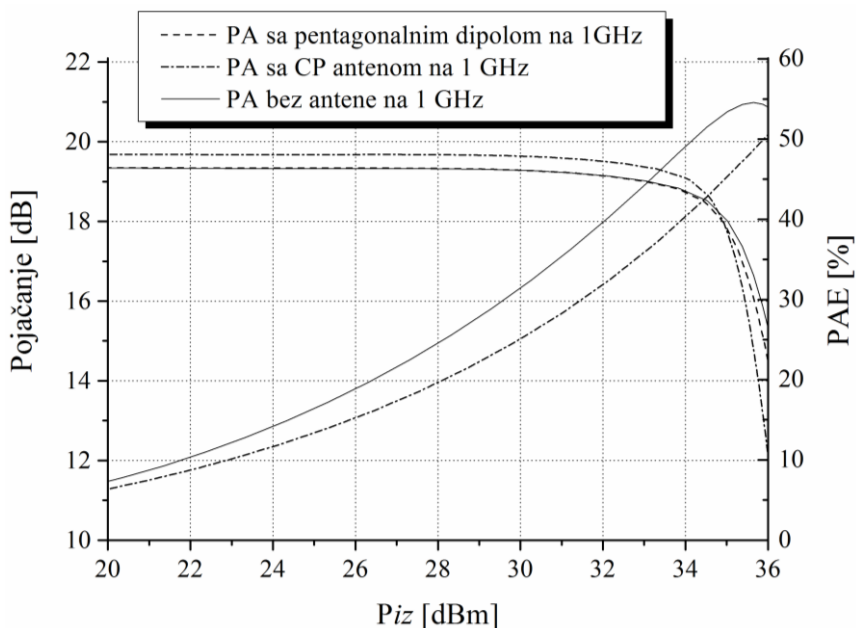
Parametar S_{11} dizajniranih antena prikazan je na Slici 4.42. Dobijene S_{11} karakteristike za dva poredena modela antena modelovana različitim tehnikama dosta se razlikuju i pokazuju da pentagonalni dipol ima znatno širi radni opseg u odnosu na CP antenu. Zbog toga se, pentagonalni dipol smatra širokopojasnom antenom, što će dalji rezultati u okviru ovog poglavlja to i potvrditi [54].

Slika 4.42 S_{11} parametar za CP antenu i pentagonalni dipol

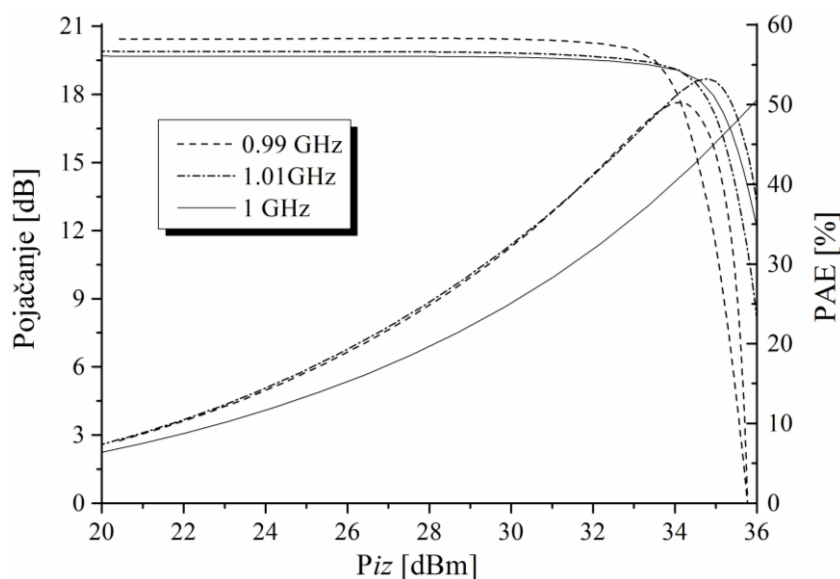
4.1.5.2 Karakteristike PA

Slika 4.43 prikazuje karakteristike PA, pojačanje i PAE, pri radnoj frekvenciji 1 GHz, za tri različita slučaja: 1. PA bez antene (opterećen sa 50Ω), 2. PA opterećen pentagonalnim dipolom i 3. PA opterećen CP antenom [54]. PA kolo uključuje grane NI kola preko kojih se NI signali oblikuju i vode na drejn i gejt tranzistora PA. Može se primetiti da konfiguracija PA sa pentagonalnim dipolom daje približno iste vrednosti kao i konfiguracija bez antene kada se posmatraju pojačanje i PAE. Za pojačavač sa CP antenom može se primetiti blago povećanje pojačanja za 0.2 dB, dok se PAE maksimalno smanjuje za nekih 10% u odnosu na pojačavač bez antene. Shodno tome, glavne karakteristike topologije PA sa CP antenom uporedive su sa karakteristikama PA sa idealno završnim opterećenjem u vrlo uskom frekvencijskom opsegu.

Slika 4.44 prikazuje pojačanje i PAE za konfiguraciju pojačavača sa CP antenom u funkciji P_{iz} za frekvencije 0.99 GHz, 1 GHz i 1.01 GHz za slučaj jednog prostoperiodičnog signala na ulazu. Može se primetiti da pojačanje varira za oko 0.5 dB posmatrano na frekvencijama ekscitacije, a maksimalna vrednost na 0.99 GHz je nešto veća od 20 dB. PAE na razmatranim frekvencijama je veća od PAE na 1 GHz za 3% za niže vrednosti snage, a maksimalno 10% za veće vrednosti.



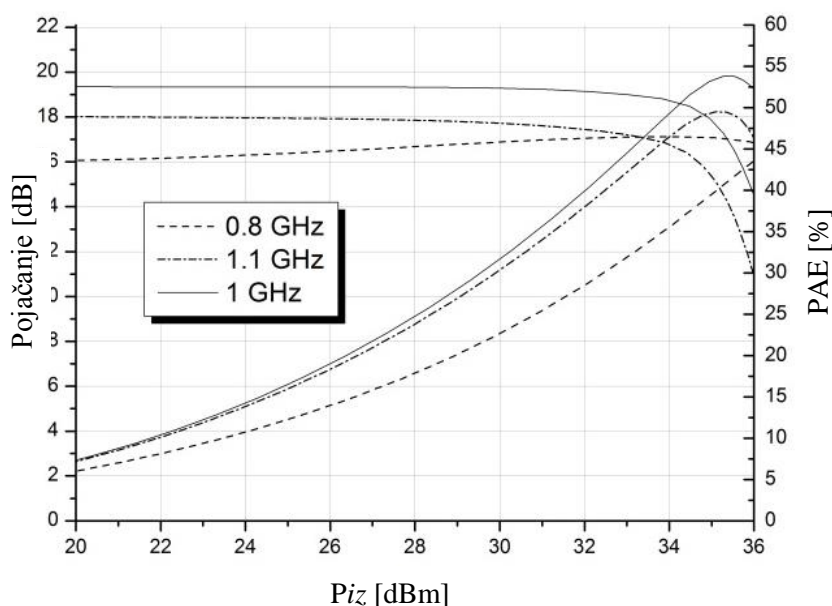
Slika 4.43 Pojačanje i PAE za PA sa i bez antene na $f_0 = 1\text{GHz}$



Slika 4.44 Pojačanje i PAE za PA sa CP antenom za jedan prostoperiodičan signal u zavisnosti od P_{iz} za $f =: 0.99\text{ GHz}, 1\text{ GHz}, 1.01\text{ GHz}$

Pojačanje i PAE za konfiguraciju PA sa pentagonalnim dipolom u funkciji P_{iz} za jedan prostoperiodičan signal prikazani su na Slici 4.45 za frekvencije 0.8 GHz, 1 GHz i 1.1 GHz. Sa grafika se može očitati da se maksimalno pojačanje od 19 dB dobija na 1 GHz i da se menja za približno 3 dB u okviru razmatranog frekvencijskog opsega. PAE postignut kombinacijom pojačavača i antene za maksimalnu P_{iz} od oko 36 dBm iznosi 53% na 1 GHz. Ovaj parametar u poređenju sa vrednostima postignutim za 1 GHz odstupa za otprilike 3% u

opsegu malih snaga i 15% pri većoj P_{iz} za frekvenciju pobude od 0.8 GHz, dok karakteristike pokazuju znatno manja PAE odstupanja za frekvenciju 1.1 GHz. Kada poredimo dobijene vrednosti za pojačanje i PAE projektovanog PA u konfiguraciji bez antene [53] koji radi u opsegu od 0.75 do 1.15 GHz, sa vrednostima dobijenim upotrebom pentagonalnog dipola u PA kolu, može se primetiti da ova kaskadna veza obezbeđuje nešto uži ukupni frekvencijski radni opseg celog PA.



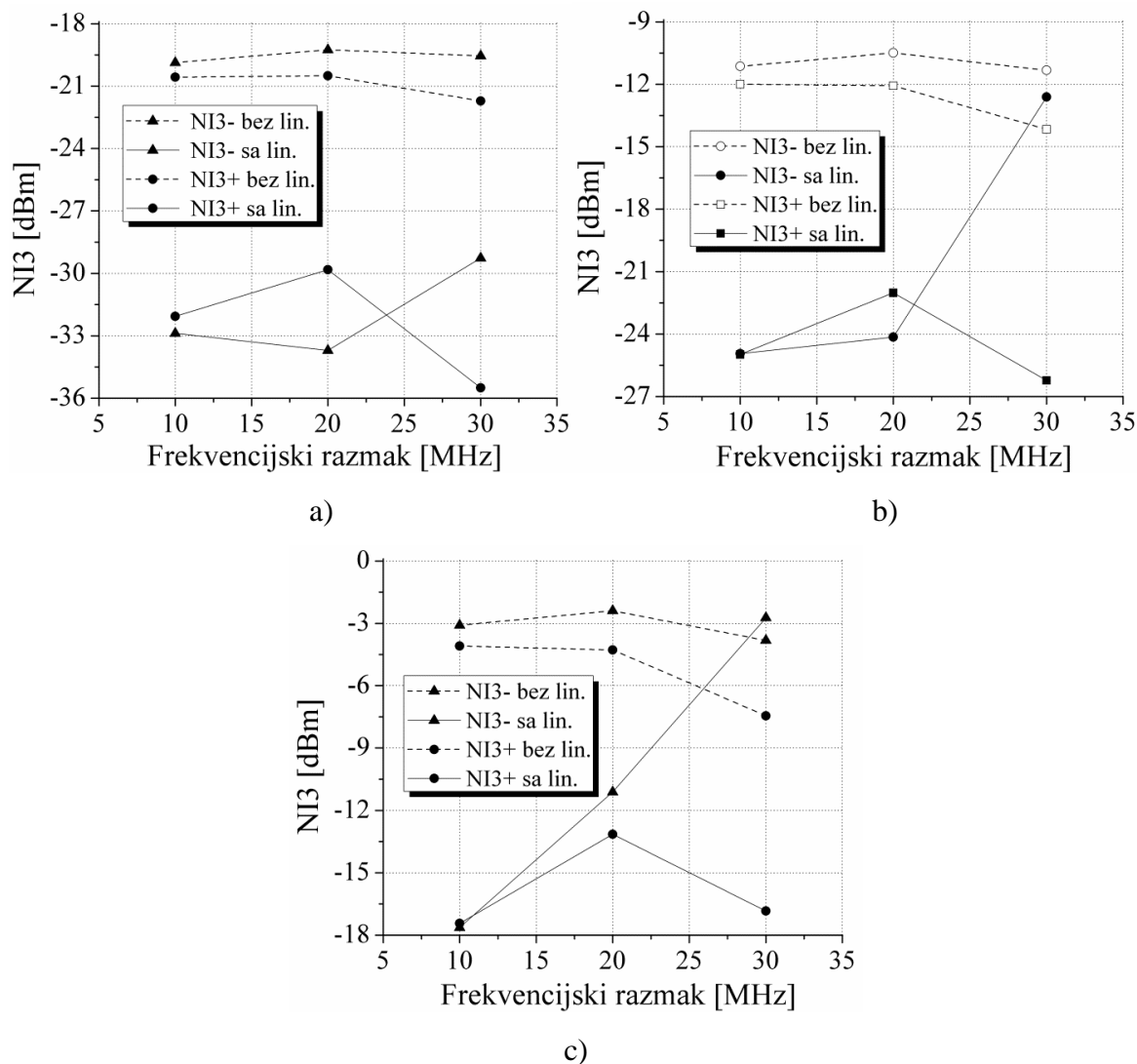
Slika 4.45 Pojačanje i PAE za PA sa pentagonalnim dipolom za jedan prostoperiodičan signal u zavisnosti od P_{iz} za $f = 0.8$ GHz, 1 GHz, 1.1 GHz

4.1.5.3 Linearizacija jednostepenog PA u kaskadi sa antenom pomoću NI2 i NI4 signala

Predloženi analogni linearizacioni postupak iz sekcije §3.2.3 primenjen je na projektovani širokopojasni jednostepeni PA u mikrostripu najpre u topologiji sa CP antenom, a zatim i sa pentagonalnim dipolom. Izvršena je dvotonska analiza za obe razmatrane topologije PA u kaskadi sa antenom pomoću NI2 i NI4 signala koji se nakon adekvatnog oblikovanja njihovih faza i amplituda-dovode na ulaz i izlaz tranzistora PA preko projektovanih $2hKP$ u mikrostripu iz sekcije §4.1.4.3.

U slučaju CP antene, ispitivanje je izvršeno za dva prostoperiodična signala sa različitim razmakom između njih, počevši od 10 MHz do maksimalnih 30 MHz, u odnosu na $f_0 = 1$ GHz [54]. Dobijene vrednosti NI3 i NI5 proizvoda, sa i bez linearizacije, prikazane su na Slikama 4.46 i 4.47 za različite nivoe P_{ul} od 0, 3 i 6 dBm u zavisnosti od Δf .

Može se uočiti da je supresija NI3 proizvoda, nakon procesa linearizacije, oko 12 dB za sve nivoe P_{ul} i razmak od 10 MHz i da se ona smanjuje na 10 dB za razmak od 20 MHz. Povećanje razmaka smanjuje stepen redukcije NI3 proizvoda što je još očiglednije za veće nivoe P_{ul} . Sa druge strane, NI5 proizvodi su malo poboljšani, za nekoliko decibela, ili zadržani na istim nivoima snage na kojima su bili i bez primene linearizacionog postupka.

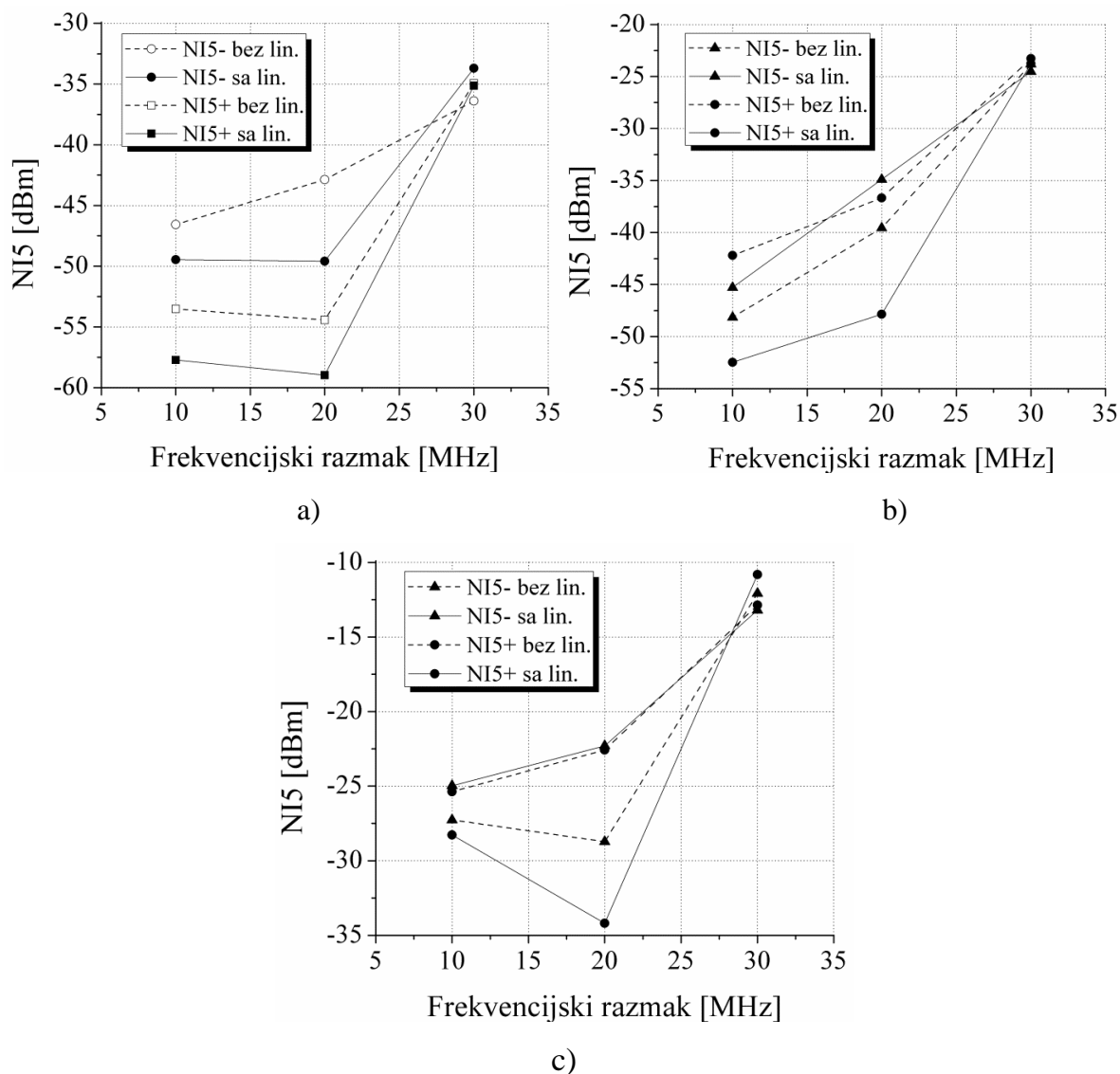


Slika 4.46 NI3 proizvodi za PA sa CP antenom za različite nivoe

P_{ul} =: a) 0 dBm, b) 3 dBm, c) 6 dBm

U slučaju pentagonalnog dipola, razmatrani su efekti linearizacionog postupka za slučaj kada se Δf kreće od 10 MHz do 50 MHz u odnosu na $f_0 = 1$ GHz, za različite nivoe P_{ul} počevši od 0 dBm i dostižući 12 dBm [54]. Na Slici 4.48 može se videti da je najveća postignuta redukcija NI3 proizvoda veća od 15 dB za P_{ul} do 6 dBm. Kako stepen smanjenja NI proizvoda opada sa porastom nivoa snage i Δf , postignuto maksimalno potiskivanje NI3

proizvoda smanjuje se na oko 8 dB za P_{ul} od 12 dBm. Prihvatljivi rezultati dobijeni su za razmake do 25 MHz, gde je smanjenje oko 10 dB za skoro sve nivoe P_{ul} .

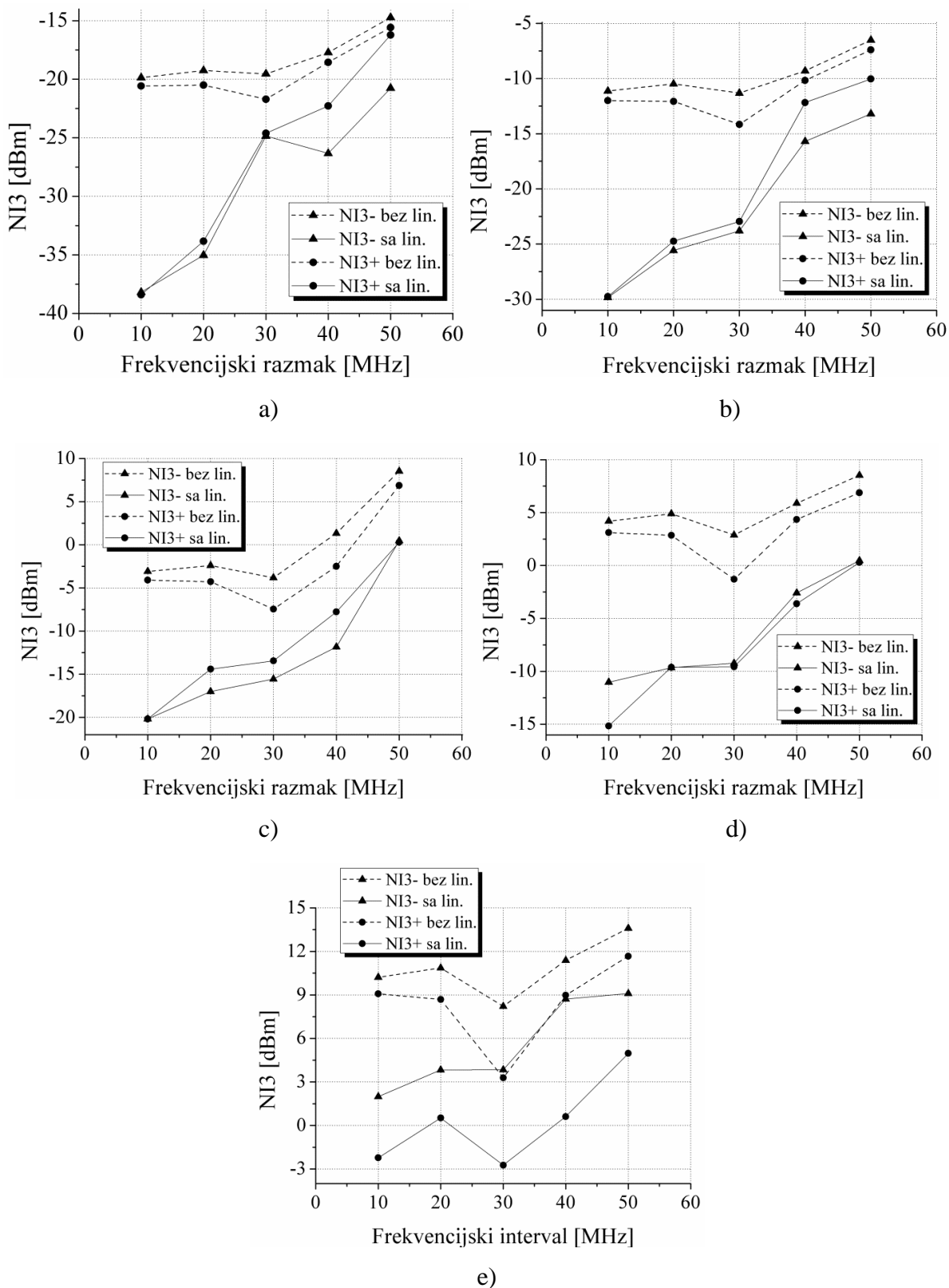


Slika 4.47 NI5 proizvodi za PA sa CP antenom za različite nivoe

$P_{ul} =$: a) 0 dBm, b) 3 dBm, c) 6 dBm

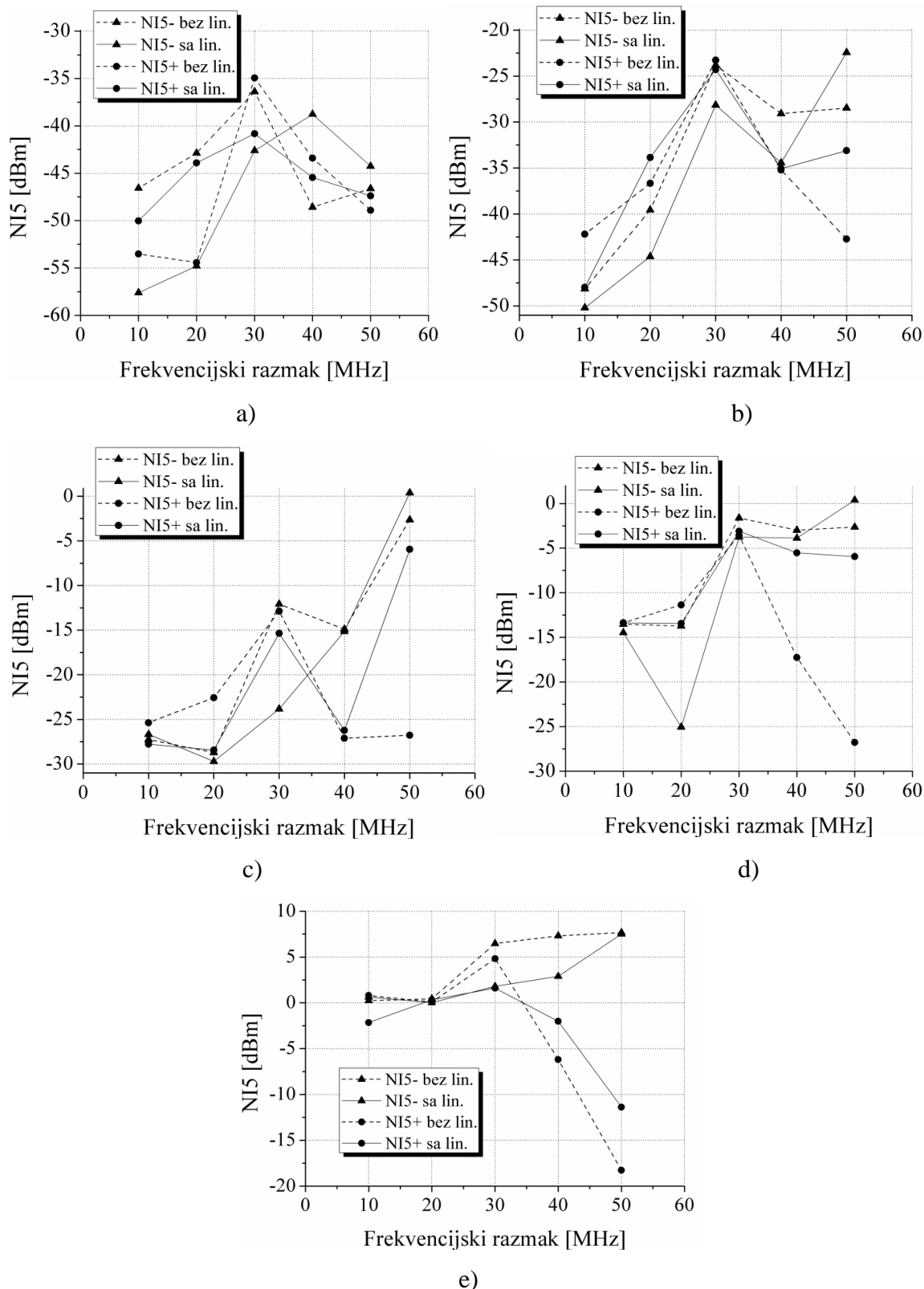
NI5 proizvodi se i ovde zadržavaju na nivoima snage kao pre procesa linearizacije, kao što je prezentovano na Slici 4.49, a ujedno su i niži od smanjenih NI3 proizvoda.

Rezultati postignuti primenom linearizacionog postupka za topologiju jednostepenog PA i pentagonalnog dipola u kaskadi vrlo su slični prethodno postignutim rezultatima iz sekcije §4.1.4.3 za jednostepeni PA u mikrostrip tehnologiji sa idealnim završnim opterećenjem od 50Ω (bez antene) pri istim uslovima [53].



Slika 4.48 NI3 proizvodi za PA sa pentagonalnim dipolom za različite nivoe

Pul =: a) 0 dBm, b) 3 dBm, c) 6 dBm, d) 9 dBm, e) 12 dBm



Slika 4.49 NI5 proizvodi za PA sa pentagonalnim dipolom za različite nivoe

P_{ul} =: a) 0 dBm, b) 3 dBm, c) 6 dBm, d) 9 dBm, e) 12 dBm

Takođe, bolji rezultati su dobijeni za slučaj PA i pentagonalnog dipola nego kada je PA kaskadno vezan sa CP antenom, posmatrano za iste Δf i iste nivoe snage. Takođe, za slučaj pentagonalnog dipola postignuti su prihvatljiviji rezultati supresije NI3 proizvoda za veće razmake signala. Štaviše, u slučaju CP antene smanjenje NI3 proizvoda prihvatljivo je do 20 MHz razmaka samo za niže nivoe P_{ul} do 6 dBm u poređenju sa slučajem pentagonalnog dipola gde se postiže zadovoljavajući stepen potiskivanja NI3 proizvoda do 25 MHz razmaka čak i za 12 dBm P_{ul} . Rezultati ukazuju na postojanje opadajućeg trenda u stepenu redukcije NI proizvoda sa porastom P_{ul} i Δf , kao što je utvrđeno i za konfiguraciju PA bez antene.

4.2 LINEARIZACIJA JEDNOSTEPENIH ŠIROKOPOJASNIH PA DIGITALNIM POSTUPKOM

Verifikacija predloženih linearizacionih pristupa opisanog digitalnog linearizacionog postupka u okviru sekcije §3.2.4 izvedena je njihovom primenom na projektovani širokopojasni jednostepeni PA iz sekcije §4.1.1. Za potrebe projektovanja PA korišćen je MRF281S LDMOSFET model tranzistora. Ulazna i izlazna KP tranzistora zasnovana su na filtarskim strukturama sa elementima sa koncentrisanim parametrima i projektovana su na osnovu $z_s = (0.11 + j0.3) \Omega$ i $z_l = (0.25 + j0.55) \Omega$, koje su određene *source/load-pull* analizom sa ciljem da se zadovolje visoka efikasnost drejna i velika P_{iz} . Jednostepeni širokopojasni PA projektovan je na $f_0 = 1\text{GHz}$ za rad u frekvencijskom opsegu (0.7–1.1) GHz [103]. Analiziran je uticaj digitalnih linearizacionih pristupa koji koriste *bb* i NI2 signale najpre njihovom pojedinačnom primenom, a zatim i njihovom istovremenom aplikacijom na projektovani PA pri istim uslovima. I na kraju, izvršena je primena pristupa koji koristi NI2 i NI4 signale na isti PA model.

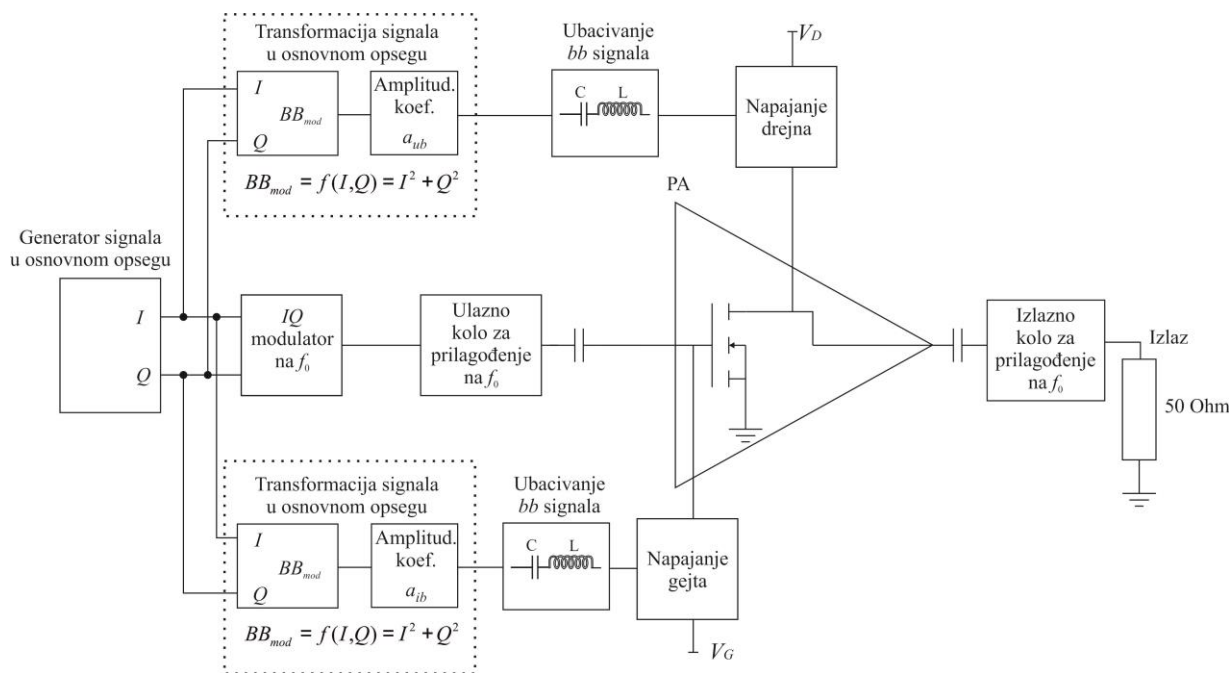
4.2.1 Linearizacija jednostepenog PA pomoću *bb* signala

Digitalni linearizacioni pristup koji koristi modifikovane signale u osnovnom opsegu (*bb* signale) opisan u sekciji §3.2.4.1 primenjen je na projektovani jednostepeni širokopojasni PA iz sekcije §4.1.1. Na Slici 4.50 dat je šematski prikaz linerizacije PA na kojem se može videti kako se formiraju odgovarajući signali oblika $BB_{mod} = I^2 + Q^2$ a zatim podešavaju po

amplitudi i polaritetu preko koeficijenata $a_{\{ub/ib\}}$ i dovode preko LC rezonantnog kola na gejt i drejn PA tranzistora. Indeksi ub i ib odnose se na pripremljene bb signale za ubacivanje na ulaz i izlaz PA tranzistora.

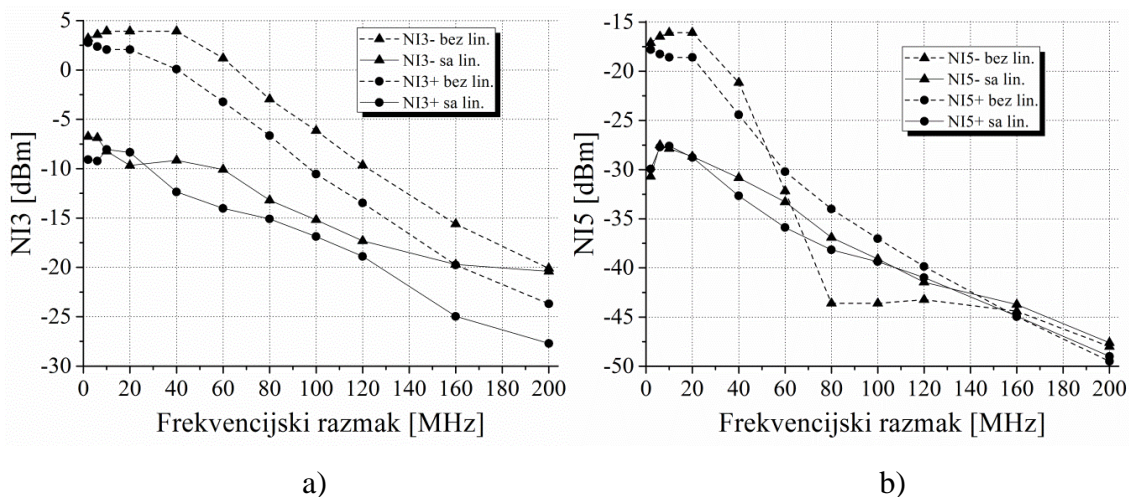
Projektovani širokopojasni PA testiran je za QAM modulirane signale čija f_0 iznosi 1 GHz, koje čine fazna (I) i kvadraturna (Q) komponenta u osnovnom opsegu na različitim frekvencijama. Razmatrani su QAM signali čiji spektar sadrži dve frekvencijske komponente udaljene od 2 MHz do 200 MHz (Δf) sa f_0 od 1 GHz [55].

Slika 4.51a) pokazuje nivo snage NI3 proizvoda, sa i bez linearizacije, u zavisnosti od Δf kada P_{ul} iznosi 3 dBm. Može se primetiti da su NI3 proizvodi smanjeni za približno 10 dB za razmak do 80 MHz. Kako Δf postaje veći, stepen potiskivanja NI3 proizvoda se smanjuje, tako da iznosi 5 dB u slučaju razmaka od 160 MHz.

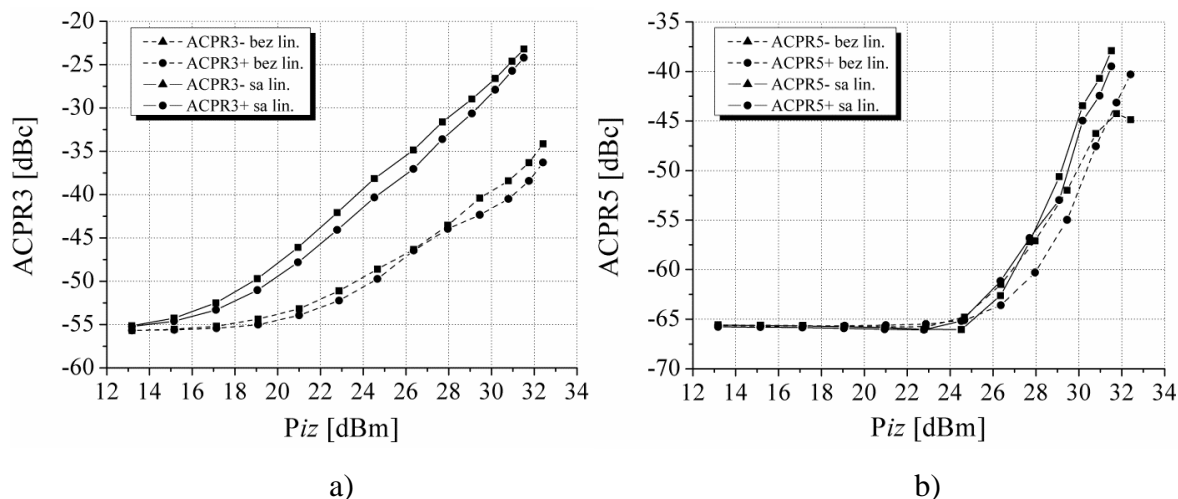


Slika 4.50 Šematski prikaz jednostepenog PA sa kolom za formiranje bb signala

Uticaj primenjenog linearizacionog pristupa na NI5 proizvode, prikazan je na Slici 4.51b). Treba naglasiti da su parametri a_{ub} i a_{ib} ubačenih bb signala optimizovani sa ciljem smanjenja NI3 proizvoda. Simulacija pokazuje da se NI5 proizvodi smanjuju za približno 10 dB za razmak između signala do 20 MHz, što potvrđuje teorijsku analizu linearizacionog pristupa uzimajući u obzir uticaj bb signala na NI5 proizvode. Kako se Δf povećava tako NI5 proizvodi ostaju nepromenjeni u odnosu na stanje bez linearizacije za gotovo sve razmatrane slučajeve ali i daleko ispod potisnutih nivoa NI3 proizvoda.



Slika 4.51 NI proizvodi QAM signala sa i bez linerizacije za $P_{ul} = 3$ dBm: a) NI3, b) NI5

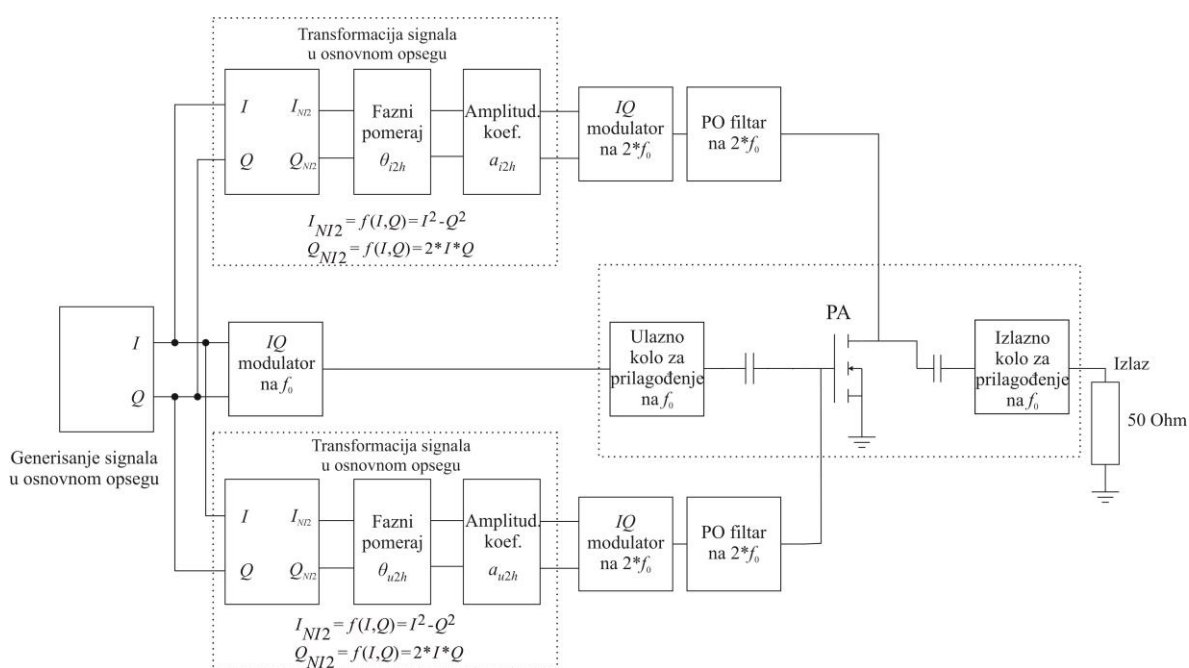


Slika 4.52 ACPR WCDMA signala u zavisnosti od srednje P_{iz} u opsegu od 2 MHz sa i bez linearizacije za pomeraje: a) ± 4 MHz; b) ± 8 MHz

Dodatno, predloženi linearizacioni pristup je verifikovan i za WCDMA signal na f_0 od 1 GHz, širine spektra 3.84 MHz i PAPR parametra (*Peak to Average Power Ratio*) od 6 dB u opsegu srednje P_{iz} osnovnog signala. Rezultati analize prikazani su na Slici 4.52 odakle se može uočiti da se ACPR povećava za oko 10 dB za nivoe snage veće od 24 dBm na ± 4 MHz pomeraja od nosioca u opsegu dominantnih NI3 proizvoda. Analizirajući ACPR u opsegu dominantnih NI5 proizvoda sa pomerajem ± 8 MHz od nosioca, može se primetiti da se vrednost ovog parametra zadržava na nivoima snage bez linearizacije sa izuzetkom za veće posmatrane nivoe snage gde se pogoršava za nekoliko decibela.

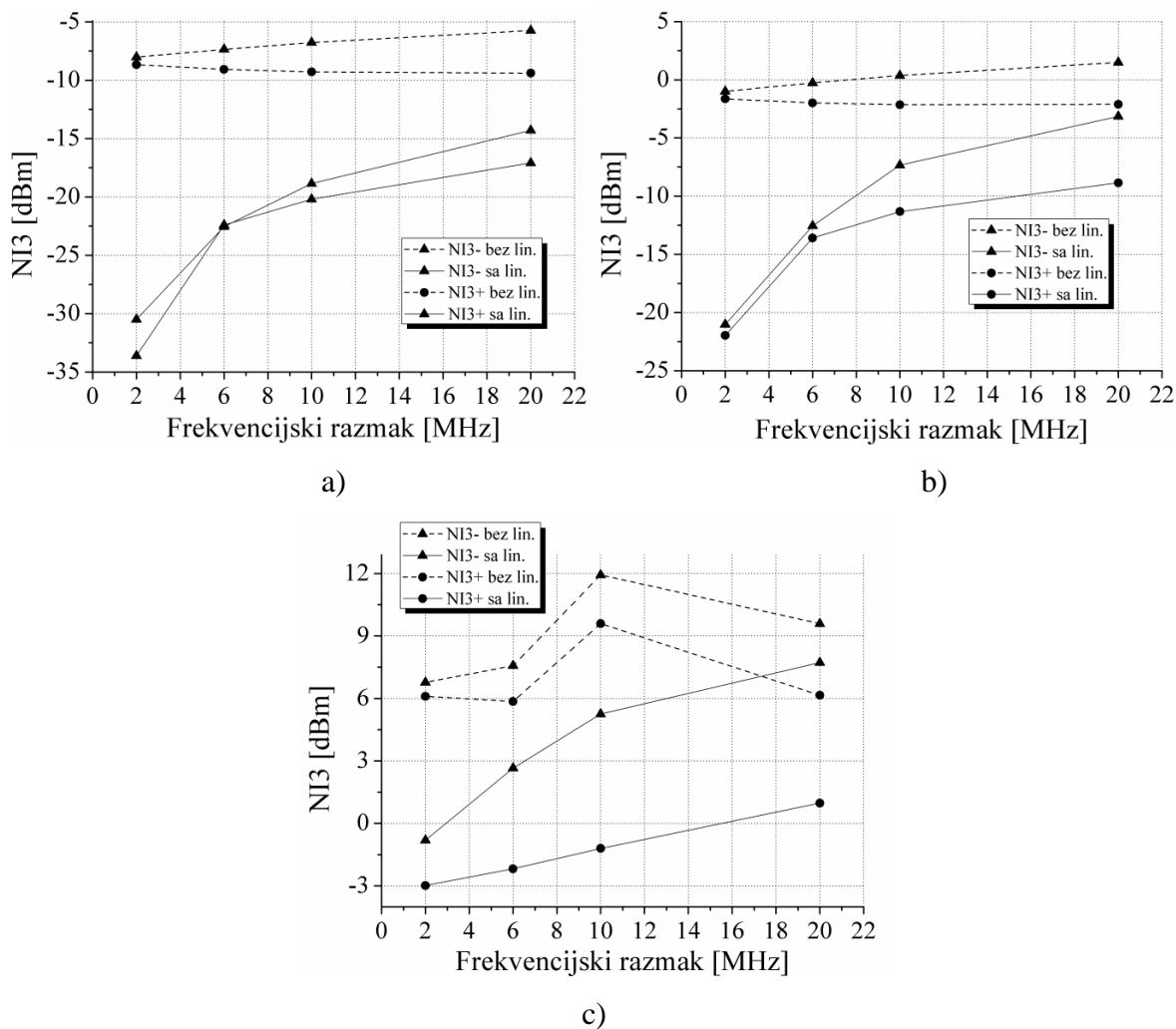
4.2.2 Linearizacija jednostepenog PA pomoću NI2 signala

Digitalni linearizacioni pristup koji koristi modifikovane signale u osnovnom opsegu koji modulišu $2h$ osnovnog signala (NI2 signale) opisan u sekciji §3.2.4.2 primenjen je na isti model PA iz sekcije §4.1.1. Na Slici 4.53 dat je šematski prikaz linerizacije PA na kome se može videti kako se formiraju željeni signali oblika $I_{NI2} = I^2 - Q^2$ i $Q_{NI2} = 2IQ$, zatim se podešavaju po amplitudi $a_{\{u2h\}i2h}$ i fazi $\theta_{\{u2h\}i2h}$ i vode na IQ modulatore $f_c = 2f_0$. Ovako formirani signali se na kraju vode na gejt i drejn PA tranzistora preko idealnih POF čija f_c iznosi 2 GHz. Prefiksi $u2h$ i $i2h$ odnose se na pripremljene NI2 signale za ubacivanje na ulaz i izlaz PA tranzistora.



Slika 4.53 Šematski prikaz jednostepenog PA sa kolom za formiranje NI2 signala

Da bi se procenio uticaj predloženog linearizacionog pristupa na prethodno projektovani širokopojasni PA, izvršena su testiranja za QAM signal u ADS softveru [56], [57]. Razmatrani su različiti QAM modulirani signali sa frekvencijom nosioca 1 GHz koji sadrže faznu i kvadraturnu komponentu, I i Q , na frekvencijama 1 MHz, 3 MHz, 5 MHz i 10 MHz. Spektar ovih QAM signala sadrži dve frekvencijske komponente odvojene za 2 MHz, 6 MHz, 10 MHz i 20 MHz (Δf) sa f_0 od 1 GHz. Analiza je izvršena za različite nivoe P_{ul} . Nivo snage NI3 proizvoda, sa i bez linearizacije, u zavisnosti od Δf prikazan je na Slici 4.54 za nivoe snaga osnovnog signala na ulazu u PA: 0 dBm, 3 dBm i 7 dBm.

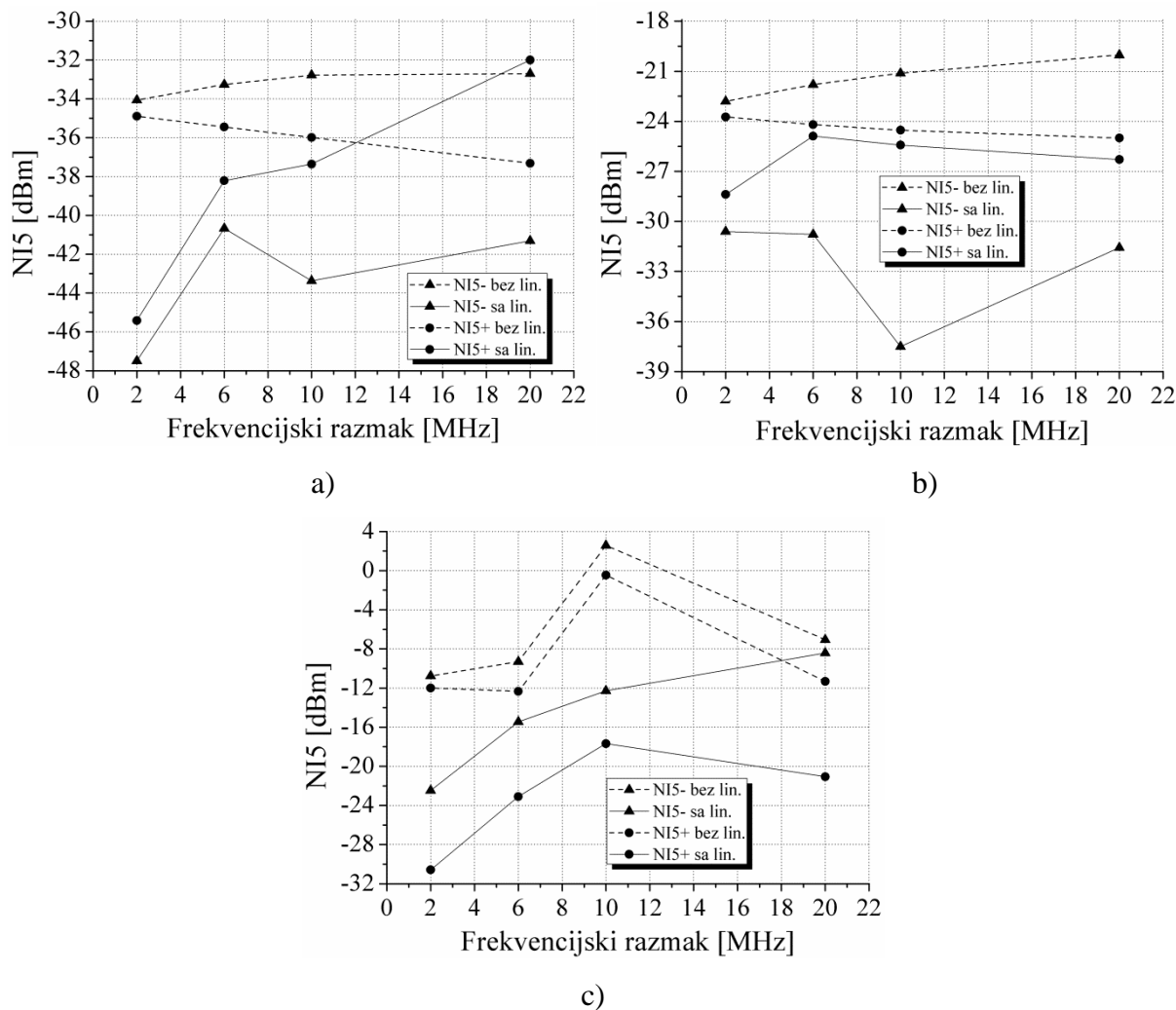


Slika 4.54 NI3 proizvodi QAM signala za različite nivoe

P_{ul} =: a) 0 dBm, b) 3 dBm, c) 7 dBm

Sa grafika se može uočiti da se NI3 proizvodi sa primenom linearizacionog pristupa značajno smanjuju u posmatranom opsegu. Potiskivanje NI3 proizvoda je visoko, više od 20 dB, za manju snagu (0 dBm i 3 dBm) i užu Δf (2 MHz) i oko 12 dB za Δf od 6 MHz. Kako se snaga povećava i raspon frekvencija postaje veći, stepen potiskivanja NI3 proizvoda opada, tako da iznosi samo nekoliko dB u slučaju P_{ul} od 7 dBm i razmaka od 20 MHz.

Uticaj predloženog linearizacionog pristupa na NI5 proizvode prikazan je na Slici 4.55. Teorijska analiza ovog linearizacionog pristupa ne uzima u obzir NI5 proizvode. Ipak, simulacija pokazuje da oni gotovo u svakom analiziranom slučaju ostaju nepromenjeni ili smanjeni za nekoliko decibela. Najveće smanjenje je za najniži nivo razmatrane P_{ul} i opada sa povećanjem snage i Δf .



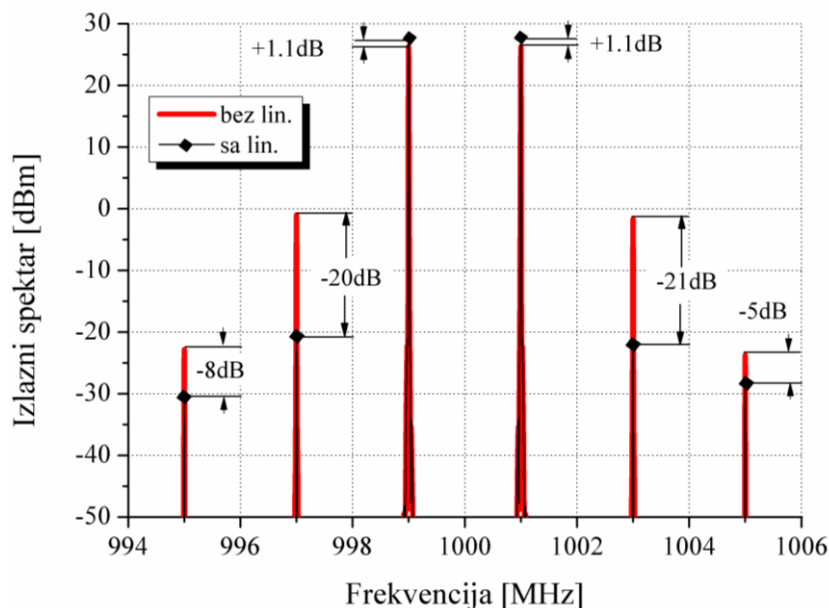
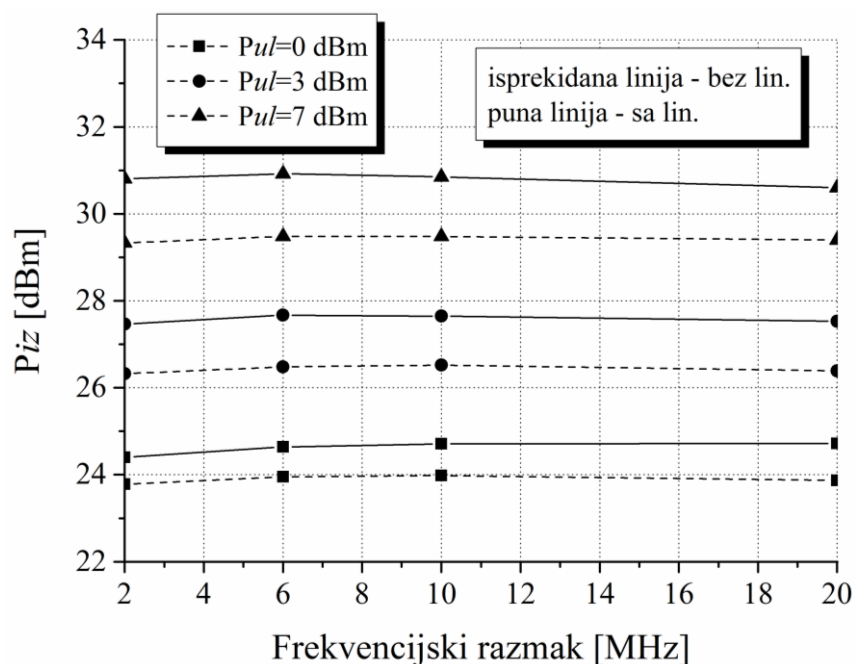
Slika 4.55 NI5 proizvodi QAM signala za različite nivoe

P_{ul} =: a) 0 dBm, b) 3 dBm, c) 7 dBm

Izlazni spektar jednostepenog PA, sa i bez primene linearizacionog pristupa, prikazan je na Slici 4.56 za P_{ul} od 3 dBm i razmak od 2 MHz između spektralnih komponenti.

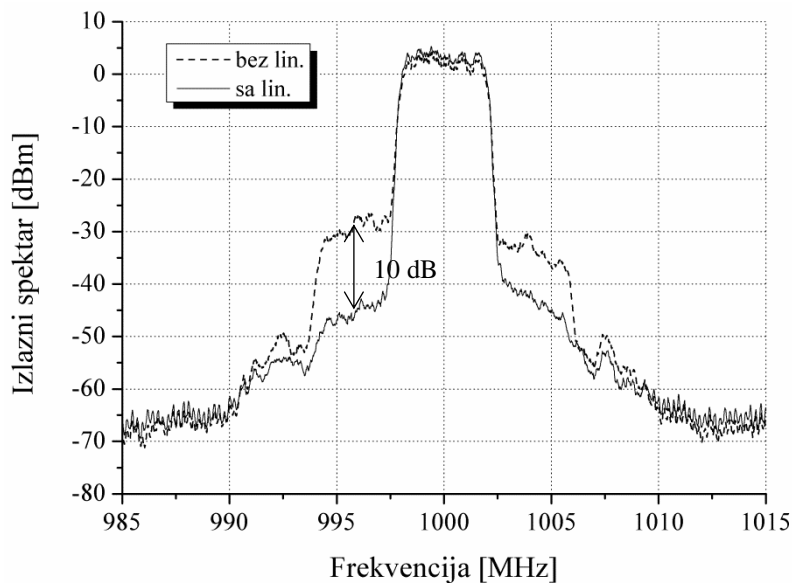
Još jedna prednost primenjenog linearizacionog pristupa je povećanje P_{iz} osnovnog signala za najviše oko 2 dB nakon izvršenja linearizacije kao što je prikazano na Slici 4.57.

Dodatno, predloženi linearizacioni pristup je testiran i za WCDMA digitalno modulisani signal čija f_0 iznosi 1 GHz, širine spektra 3.84 MHz i P_{ul} od 11 dBm (tačka zasićenja). Rezultati analize prikazani su na Slici 4.58 sa koje se može uočiti poboljšanje ACPR parametra za više od 10 dB na ± 4 MHz pomeraja od nosioca [56].


 Slika 4.56 Izlazni spektar QAM signala sa i bez linearizacije za $P_{ul} = 3$ dBm i $\Delta f = 2$ MHz

 Slika 4.57 P_{iz} jednostepenog PA sa i bez linearizacije za različite nivoe

$P_{ul} =$: a) 0 dBm, b) 3 dBm, c) 7 dBm

U poređenju sa rezultatima linearizacije PA ostvarene u prethodnoj sekciji §4.2.1.1 gde je linearizacija istog modela PA izvršena dovođenjem bb signala, može se zaključiti da je supresija NI proizvoda dobijena u ovoj analizi pomoću NI2 signala istog reda kao i kod prethodnog pristupa koji koristi bb signale [55] do 10 MHz razmaka. Međutim, kada se spektralna širina signala povećava prethodno razmatrani pristup sa bb signalima ostvaruje bolje rezultate.

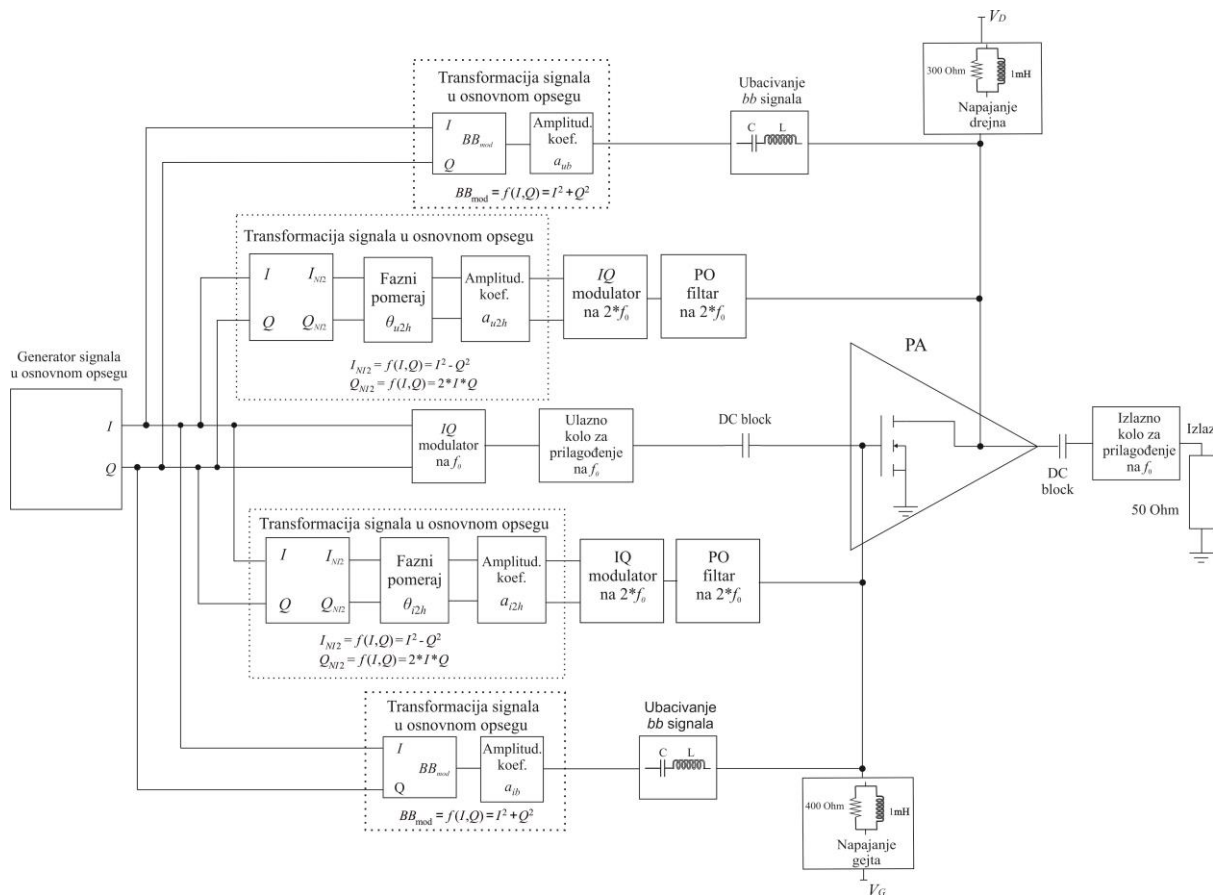
Slika 4.58 Izlazni spektar WCDMA signala sa i bez linearizacije za $P_{ul} = 11$ dBm

4.2.3 Linearizacija jednostepenog PA pomoću bb i NI2 signala

Digitalni linearizacioni pristup koji istovremeno kombinuje bb i NI2 signale opisan u sekciji §3.2.4.3 primenjen je na isti model projektovanog PA iz sekcije §4.1.1. Slika 4.59 predstavlja šematski prikaz linearizacije PA na kome se može videti kako se generišu željeni signali sledećih oblika $BB_{mod} = I^2 + Q^2$, $I_{NI2} = I^2 - Q^2$ i $Q_{NI2} = 2IQ$, a potom vrši podešavanje bb signala po amplitudi i polaritetu pomoću $a_{\{ub|ib\}}$, kao i podešavanje NI2 signala po amplitudi $a_{\{u2h|i2h\}}$ i fazi $\theta_{\{u2h|i2h\}}$. Ovako pripremljeni bb signali se preko rednog LC kola vode na ulaz i izlaz PA tranzistora, dok pripremljeni NI2 signali modulišu $2h$ nosioc nakon čega se preko POF čija f_c iznosi 2 GHz vode na ulaz ili izlaz PA tranzistora. Prefiksi ub , ib , $u2h$ i $i2h$ odnose se na pripremljene bb i NI2 signale, respektivno, za ubacivanje na ulaz i izlaz PA tranzistora [58].

Projektovani širokopojasni PA testiran je za QAM modulisan signal čiji spektar sadrži dve frekvijske komponente odvojene od 2 MHz do 60 MHz Δf sa središnjom frekvencijom od 1 GHz. Analiza je izvršena za različite nivoe P_{ul} : 0 dBm, 3 dBm i 7 dBm [58]. Nivoi snage nelinearnih proizvoda 3. i 5. reda, sa i bez linearizacije, u zavisnosti od Δf prikazani su na Slikama 4.60 i 4.61 za različite nivoe P_{ul} . Vrednosti koeficijenta linearizacije za podešavanje amplitude i polariteta bb signala $a_{\{ub|ib\}}$ i koeficijenta za podešavanje amplitude $a_{\{u2h|i2h\}}$ i faze $\theta_{\{u2h|i2h\}}$ NI2 signala koji modulišu $2h$ nosioc dobijene

su optimizacionim procesom u ADS-u za svaki razmatrani nivo *Pul. Random* optimizacija podesivih koeficijenata NI signala izvršena je sa ciljem da se potisnu nivoi NI3 proizvoda i zadrže nivoi NI5 proizvoda na nivoima ispod redukovanih NI3 proizvoda.

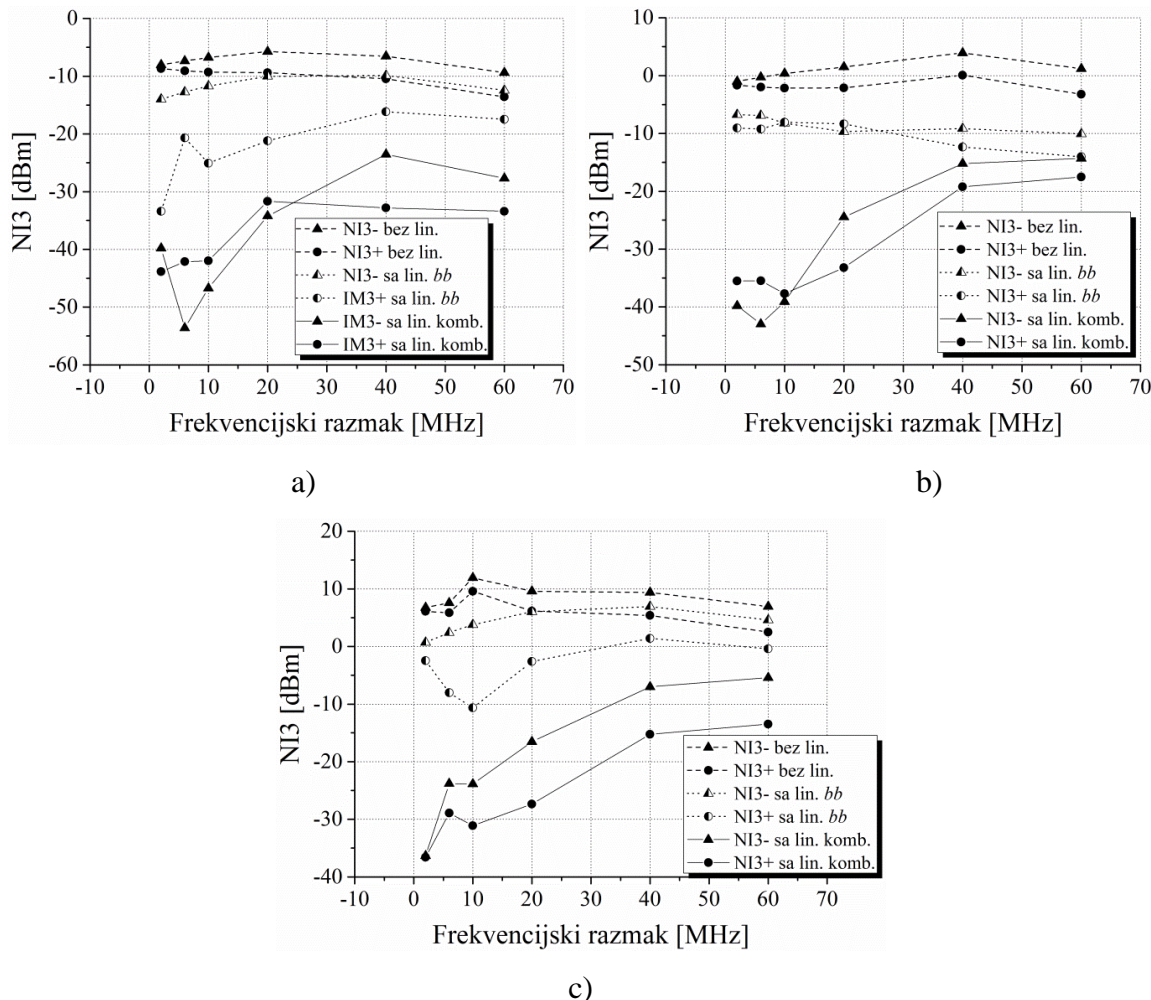


Slika 4.59 Šematski prikaz jednostepenog PA sa kolom za formiranje i kombinovanje *bb* i NI2 signala

Izvršeno je poređenje dva slučaja: 1. linearizacija se postiže dovođenjem *bb* signala na ulaz i izlaz PA tranzistora i 2. linearizacija se izvodi kombinovanim pristupom, tj. simultanim ubacivanjem adekvatno oblikovanih *bb* i NI2 signala na ulaz i izlaz PA tranzistora.

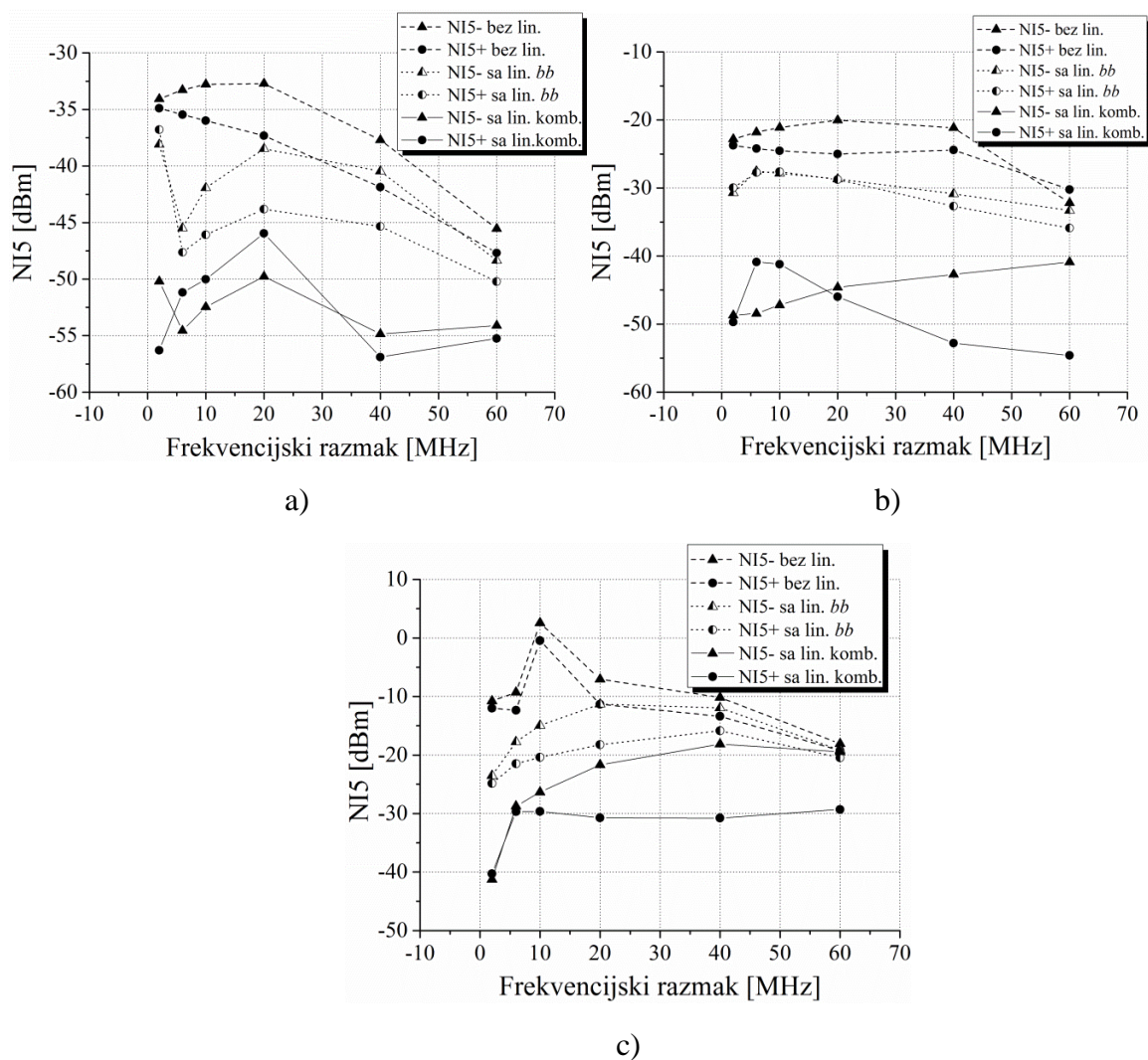
Slika 4.60 predstavlja NI3 proizvode, sa i bez linearizacije, za oba linearizaciona pristupa koja se porede. Može se primetiti da je veća redukcija NI3 proizvoda za sve nivoje *Pul* za razmatrani raspon snaga postignuta kombinovanim linearizacionim pristupom. Potiskivanje NI3 proizvoda postignuto primenom kombinovanog pristupa veće je za oko 25 dB do 15 dB u poređenju sa rezultatima dobijenim primenom samo *bb* signala za razmak od 2 MHz do 20 MHz. Stepenn redukcije NI3 proizvoda je oko 25 dB za razmak od 20 MHz kada se koristi kombinovani pristup. Opšte zapažanje je da, kako se *Pul* povećava i Δf širi,

stepen supresije NI3 proizvoda se smanjuje. NI3 proizvodi se umanjuju za 10 dB u slučaju P_{ul} od 7 dBm i razmaka od 60 MHz kada se primeni kombinovani pristup, što je još uvek mnogo bolji rezultat u odnosu na redukciju od samo nekoliko decibela u slučaju primene samo bb signala.



Slika 4.60 NI3 proizvodi QAM signala P_{ul} =: a) 0 dBm, b) 3 dBm, c) 7 dBm sa i bez linearizacije za različite nivoe

Takođe, kada bi se ovako dobijeni rezultati poredili sa rezultatima dobijenim primenom linearizacionog pristupa koji koristi samo NI2 signale [56] iz prethodne sekcije §4.2.2, moglo bi se zaključiti da su rezultati postignuti kombinovanim pristupom takođe značajno bolji u pogledu smanjenja NI3 proizvoda. Bolji rezultati su očigledni za ceo posmatrani opseg snaga signala i Δf , što je posebno značajno za veći razmak: npr. za P_{ul} od 7 dBm i razmak od 20 MHz, NI3 proizvodi se jedva smanjuju za nekoliko decibela pomoću NI2 signala (Slika 4.54), dok njihovo smanjenje primenom kombinovanog pristupa iznosi 26 dB.



Slika 4.61 NI5 proizvodi QAM signala sa i bez linearizacije za različite nivoe

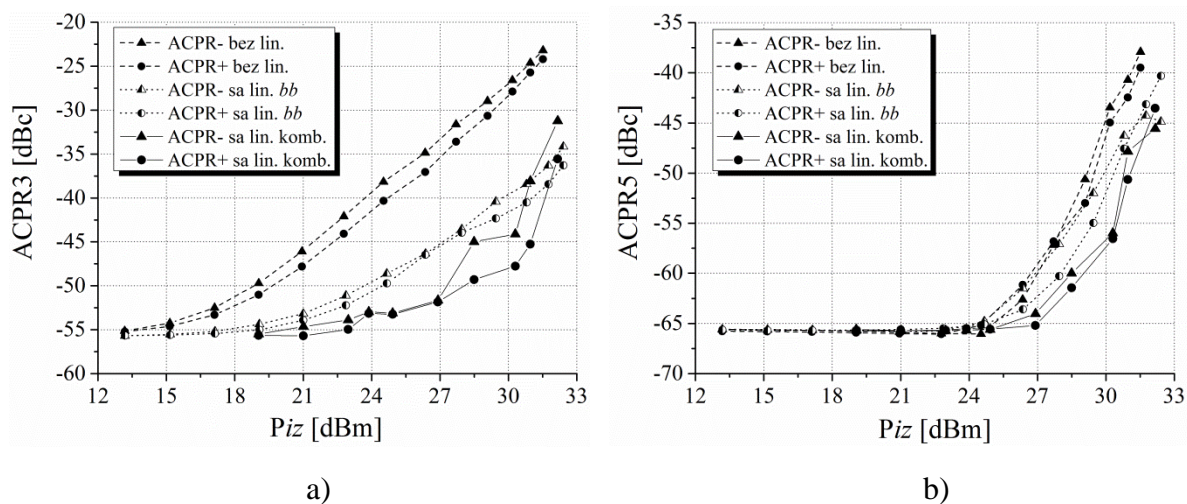
$P_{ul} =$: a) 0 dBm, b) 3 dBm, c) 7 dBm

Uticaj predloženih linearizacionih pristupa na NI5 proizvode, prikazan je na Slici 4.61. Simulacija pokazuje da su NI5 proizvodi smanjeni od 10 dB do 30 dB za razmak do 20 MHz za različite P_{ul} primenom kombinovanog pristupa, dok su primenom samo *bb* signala NI5 proizvodi ostali nepromenjeni u odnosu na stanje bez linearizacije za skoro sve razmatrane nivoe P_{ul} i Δf osim za razmake do 20 MHz. Za P_{ul} 0 dBm smanjenje NI5 proizvoda je od 6 dB do 13 dB, dok se za veće razmake ovaj stepen smanjenja NI5 proizvoda smanjuje. Izuzetak se primećuje za P_{ul} 3 dBm gde se uočava smanjenje od 5 dB do 8 dB sve do 50 MHz razmaka.

Primenom kombinovanog linearizacionog pristupa, stepen redukcije NI5 proizvoda značajno se povećava u odnosu na primenu pristupa koji koristi samo *bb* signale i zavisi od snage i Δf na sličan način kao što je i trend ponašanja rezultata za NI3 proizvode: dobijeni

rezultati su značajno bolji primenom kombinovanog pristupa nego kada se za linearizaciju koriste samo *bb* signali. Stepenn redukcijske se kreće od oko 14 dB za P_{iz} 0 dBm i posmatrane razmake, što je slučaj i za Δf od 10 MHz i P_{ul} od 3 dBm, ali se smanjuje do 8 dB za 60 MHz razmaka. Za P_{ul} od 7 dBm, NI5 proizvodi se potiskuju za 27 dB za razmak od 10 MHz, dok se zadržavaju na istom nivou kao i pre primene linearizacionog pristupa za 60 MHz razmaka [58].

U poređenju sa rezultatima dobijenim primenom samo NI2 signala iz sekcije §4.2.2, bolja redukcija NI5 proizvoda dobija se takođe primenom kombinovanog pristupa. Naime, rezultati ostvareni primenom NI2 signala [56] pokazuju da su NI5 proizvodi ostali nepromenjeni ili smanjeni za nekoliko decibela za gotovo svaki analiziran slučaj (P_{ul} od 0 dBm do 7 dBm i Δf od 10 MHz do 20 MHz). NI5 proizvodi nisu smanjeni u odnosu na nivo bez linearizacije za razmake veće od 20 MHz, dok je pomoću kombinovanog linearizacionog pristupa postignuto njihovo potiskivanje čak i za razmak od 60 MHz za slučaj P_{ul} od 0 dBm i 3 dBm.



Slika 4.62 ACPR WCDMA signala sa i bez linearizacije za: a) ± 4 MHz pomeraja od nosioca i b) ± 8 MHz pomeraja od nosioca u zavisnosti od srednje P_{iz}

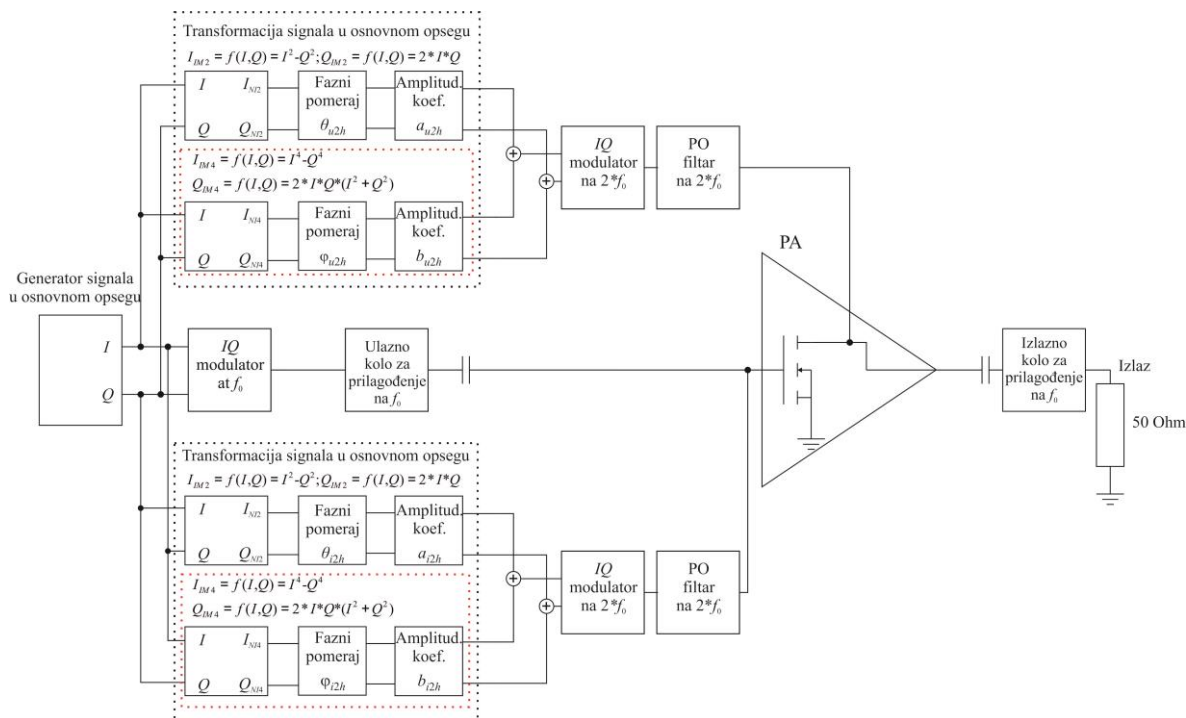
Dodatno, ispitivan je uticaj predloženih linearizacionih pristupa i na WCDMA signal koji ima f_0 na 1 GHz, širinu spektra od 3.84 MHz i PAPR parametar od 6 dB u opsegu srednje P_{iz} osnovnog signala. Rezultati dobijeni kombinovanim linearizacionim pristupom takođe su poređeni sa rezultatima dobijenim pristupom koji koristi samo *bb* signale, kao što je prikazano na Slici 4.62. Slična opservacija koja je uspostavljena za QAM signal koji je prethodno razmatran postignuta je i za WCDMA signal kada su u pitanju linearizacioni rezultati. U slučaju linearizacije *bb* signalima, ACPR parametar je povećan za oko 10 dB za

nivoje snage veće od 24 dBm u opsegu dominantnih NI3 proizvoda na ± 4 MHz pomeraja od nosioca (Slika 4.62a), dok je u opsegu dominantnih NI5 proizvoda na ± 8 MHz pomeraja od nosioca, ACPR ograničen na nivoje snage bez linearizacije sa izuzetkom za više posmatrane nivoje snage gde je ovaj parametar poboljššan za nekoliko decibela. Sa primenom kombinovanog linearizacionog pristupa, dolazi do poboljšanja ACPR-a posmatrano na ± 4 MHz pomeraja od nosioca za maksimalno 5 dB u odnosu na pristup sa *bb* signalima. Takođe, poboljšanje ACPR-a je bolje za nekoliko decibela u opsegu dominantnih NI5 proizvoda kada se koristi kombinovani pristup u odnosu na pristup sa *bb* signalima (Slika 4.62b) [58].

U slučaju poređenja rezultata dobijenih primenom pristupa sa samo NI2 signalima [90], gde je analiziran ACPR parametar za WCDMA signal za samo 11 dBm *P_{ul}* (*P_{iz}* je 29 dBm), uočava se da kombinovani pristup daje oko 17 dB poboljšanja ACPR-a za taj nivo snage na ± 4 MHz pomeraja od nosioca, što je za 7 dB više u odnosu na ACPR rezultat postignut primenom samo NI2 signala.

4.2.4 Linearizacija jednostepenog PA pomoću NI2 i NI4 signala

Digitalni linearizacioni pristup koji koristi nelinearne signale 2. i 4. reda u osnovnom opsegu (NI2 i NI4 signali) koji modulišu $2h$ osnovnog signala opisan u sekciji §3.2.4.4 primenjen je na isti model prethodno projektovanog PA. Predloženi pristup digitalne linearizacije zahteva formiranje nekoliko linearizacionih komponenti: fazne i kvadraturne komponente signala 2. reda (I_{NI2} , Q_{NI2}), kao i fazne i kvadraturne komponente signala 4. reda (I_{NI4} , Q_{NI4}), koji modulišu nosioce na frekvenciji $2h$ osnovnog korisnog signala. Na Slici 4.63 dat je šematski prikaz linearizacije PA na kome se može videti kako se kreiraju željeni signali 2. reda oblika $I_{NI2} = I^2 - Q^2$ i $Q_{NI2} = 2IQ$, i podešavaju po amplitudi $a_{\{u2h|i2h\}}$ i fazi $\theta_{\{u2h|i2h\}}$, kao i željeni signali 4. reda oblika $I_{NI4} = I^4 - Q^4$ i $Q_{NI4} = 2IQ(I^2 + Q^2)$, koji koriste koeficijente $b_{\{u2h|i2h\}}$ i $\varphi_{\{u2h|i2h\}}$ za podešavanje amplitude i faze, respektivno. Ovako formirani signali vode se najpre na *IQ* modulatoru $f_c = 2f_0$ a zatim na gejt i drejn tranzistora PA preko idealnih POF koje karakterišu f_c od 2 GHz i propusni opseg 0.5 GHz. Indeksi $u2h$ i $i2h$ odnosi se na pripremljene NI2 i NI4 signale koji se dovode na ulaz i izlaz PA tranzistora [59].



Slika 4.63 Šematski prikaz jednostepenog PA sa kolom za formiranje NI2 i NI4 signala

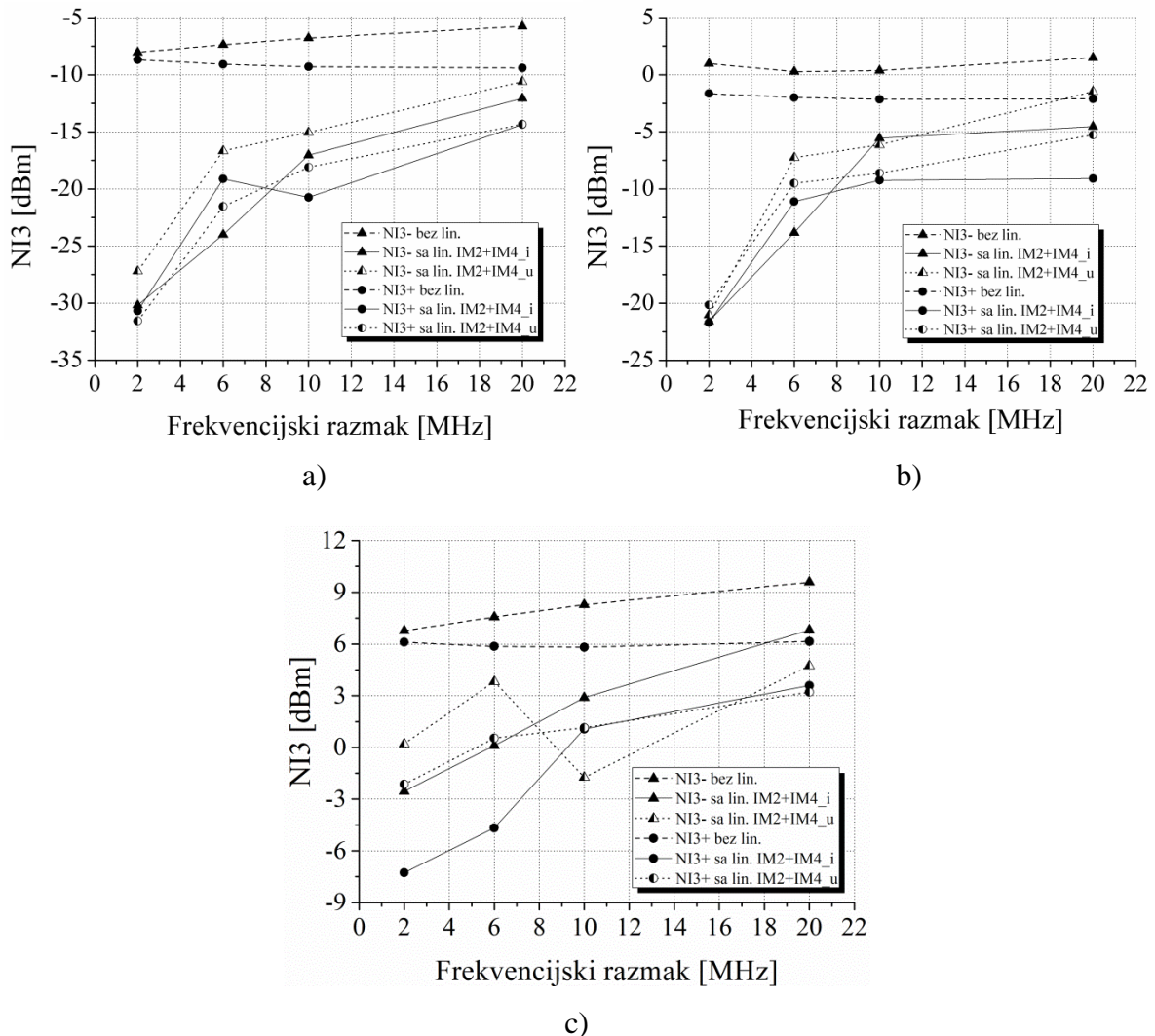
Projektovani širokopojasni PA testiran je za QAM modulirane signale čiji spektar sadrži dve frekvencijske komponente sa frekvencijskim razmakom od ± 1 MHz, ± 3 MHz, ± 5 MHz i ± 10 MHz (Δf) u odnosu na f_0 od 1 GHz. Analiza je izvršena za različite nivoe P_{ul} pojačavača: 0 dBm, 3 dBm i 7 dBm [59].

Rezultati predstavljeni u ovoj sekciji upoređuju dva slučaja: 1. linearizacija se postiže istovremenim ubacivanjem NI2 i NI4 signala samo na ulaz PA tranzistora (krive koje se odnose na ovaj slučaj označene su indeksom u) i 2. linearizacija je izvršena simultanim dovođenjem NI2 i NI4 signala samo na izlaz PA tranzistora (krive su obeležene indeksom i). Nivoi snage NI3 i NI5 proizvoda, sa i bez primene linearizacionog pristupa, posmatrano u odnosu na Δf , prikazani su na Slikama 4.64 i 4.65 za različite nivoe P_{ul} .

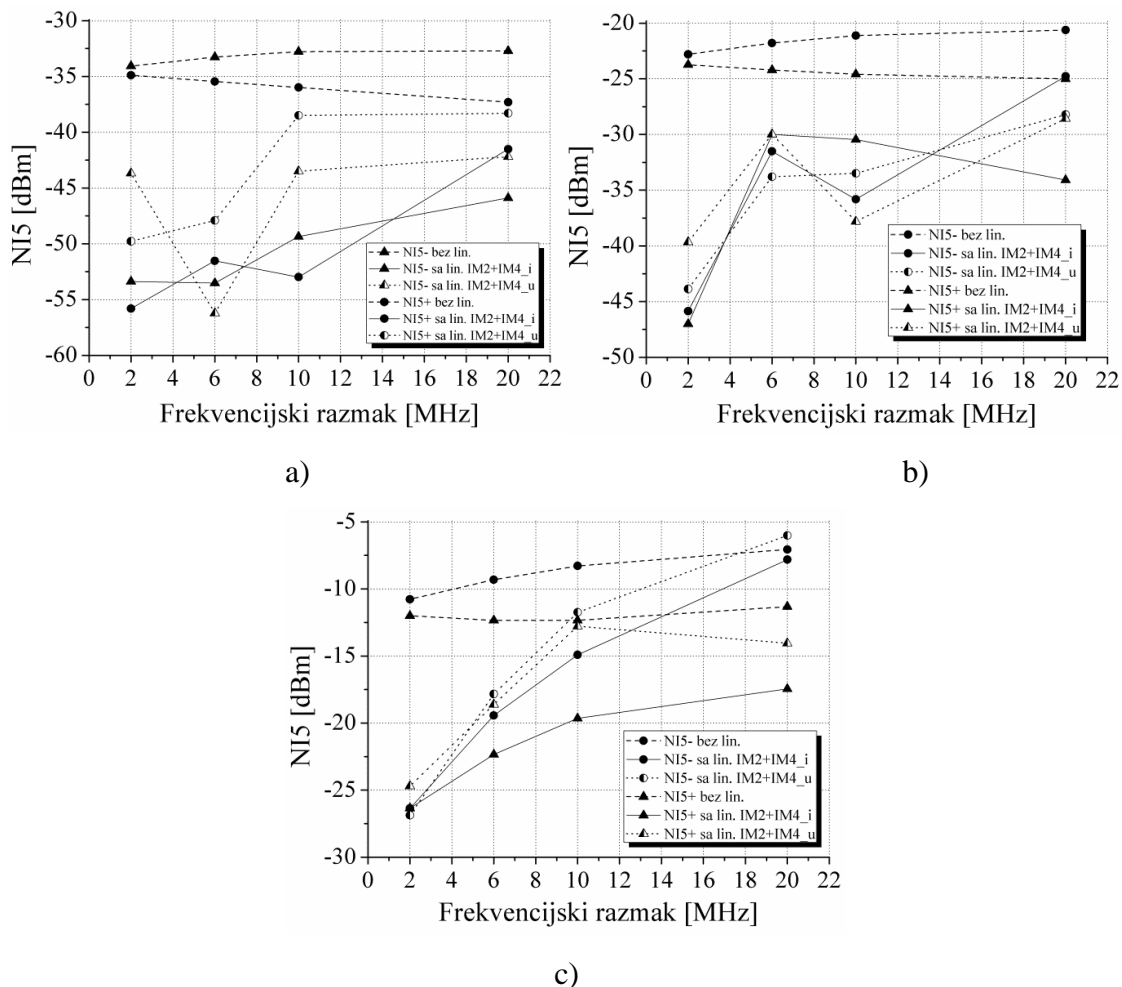
Random optimizacija podesivih koeficijenata za podešavanje amplitude i faze NI2 i NI4 signala izvršena je u ADS-u za svaki razmatrani nivo P_{ul} sa ciljem supresije NI3 proizvoda i zadržavanja NI5 proizvoda na nivou ispod nivoa linearizovanih NI3 proizvoda.

Simulacije pokazuju da oba načina dovođenja NI2 i NI4 signala daju slične efekte kada je u pitanju redukcija NI3 proizvoda. NI3 proizvodi smanjuju se na oko 19 dB u slučaju P_{ul} od 0 dBm i razmaka od 2 MHz kada se primenjuje dovođenje NI signala na PA ulaz, dok je za dovođenje NI signala na PA izlaz pri istim uslovima ostvareno potiskivanje od oko

22 dB. Sa povećanjem razmaka na 10 MHz, smanjenje NI3 proizvoda je oko 8 dB za prvi slučaj linearizacije, dok su oni smanjeni za 10 dB kod drugog slučaja. Rezultati dobijeni za *Pul* od 3 dBm i 2 MHz razmaka daju gotovo isto smanjenje NI3 proizvoda, oko 20 dB, za oba razmatrana slučaja linearizacije. Kada je razmak 6 MHz, NI3 proizvodi se smanjuju za 7 dB kada se prvi slučaj uzme u obzir i za 9 dB za drugi slučaj, dok za 20 MHz razmaka primena prvog načina dovođenja NI signala rezultira smanjenjem NI3 proizvoda za samo 2 dB, dok drugi način dovođenja NI signala daje za 3 dB bolje rezultate. Opšte zapažanje je da, simulacije daju nekoliko decibela veće smanjenje NI3 proizvoda za sve razmatrane nivoe *Pul* postignute umetanjem NI signala na izlazu PA. Takav trend se takođe može primetiti iz rezultata postignutih smanjenjem NI3 proizvoda kada je *Pul* 7 dBm.



Slika 4.64 NI3 proizvodi QAM signala sa i bez linearizacije za različite nivoe *Pul* =: a) 0 dBm, b) 3 dBm, c) 7 dBm



Slika 4.65 NI5 proizvodi QAM signala sa i bez linearizacije za različite nivoe

Pul =: a) 0 dBm, b) 3 dBm, c) 7 dBm

Simulacije pokazuju da primena oba slučaja linearizacije imaju slične efekte i na NI5 proizvode. Oni se spuštaju za 12 dB u slučaju *Pul* od 0 dBm i razmaka od 6 MHz kada se primeni prvi slučaj linearizacije, dok se za drugi slučaj smanjuju za 16 dB. Kada *Pul* iznosi 3 dBm, može se primetiti da je supresija NI5 proizvoda u rasponu od 16 dB za uže razmake do 3 dB za razmak od 20 MHz za prvi slučaj dovođenja NI signala. Drugi slučaj dovođenja NI signala obezbeđuje pad redukcije NI5 proizvoda sa 23 dB na 4 dB za najveći posmatrani razmak. Kada je *Pul* 7 dBm, drugi slučaj linearizacije daje nekoliko decibela veću redukciju NI5 proizvoda u odnosu na prvi slučaj. Može se istaći da su rezultati dobijeni u ovoj sekciji za NI3 proizvode ubacivanjem NI2 i NI4 signala na izlaz PA tranzistora istog reda kao i dobijeni rezultati u sekciji §4.2.2 gde se samo NI2 signali istovremeno ubacuju na ulaz i izlaz PA tranzistora [90]. Međutim, veće potiskivanje NI5 proizvoda postiže se u ovoj sekciji primenom pristupa koji kombinuje NI2 i NI4 signale u odnosu na pristup predstavljen u sekciji §4.2.2.

5. PROJEKTOVANJE ŠIROKOPOJASNIH DVOSTEPENIH DPA I NJIHOVA LINEARIZACIJA

U ovom poglavlju izvršeno je projektovanje više različitih konfiguracija širokopojasnih dvostepenih *Doherty* struktura i ispitivani su efekti analognog i digitalnog linearizacionog postupka iz sekcija §3.2.3 i §3.2.4 na određene projektovane dvostepene pojačavačke konfiguracije. Predstavljeni su rezultati analize primene pomenutih linearizacionih postupaka na projektovane DPA zasebno ali takođe prikazana je i njihova komparativna analiza kroz jedan konkretan primer.

Takođe, na kraju ovog poglavlja predstavljeni su pored simuliranih i mereni rezultati dobijeni eksperimentalnom primenom jednog od digitalnih linearizacionih pristupa iz sekcije §3.2.4 na jednu od realizovanih *Doherty* struktura.

5.1 PROJEKTOVANJE DVOSTEPENIH DPA I NJIHOVA LINEARIZACIJA ANALOGNIM POSTUPKOM

Za potrebe projektovanja širokopojasnih dvostepenih DPA upotrebljen je isti postupak [86, 87] koji koristi filtarsku strukturu, koji je prethodno primenjen u okviru poglavlja §4 za projektovanje širokopojasnih jednostepenih PA. U okviru ove sekcije projektovano je više različitih topologija DPA. Glavni i pomoćni pojačavač projektuju se najpre kao nezavisne jednostepene pojačavačke jedinice a zatim se integrišu u DPA kolo. Idenični postupak projektovanja primenjuje se i kod glavnog i kod pomoćnog PA za sve razmatrane DPA strukture.

Dvostepeni DPA projektovani su u standardnoj konfiguraciji [104-107] u ADS simulatoru [48] sa dva četvrttalasna transformatora impedanse čije karakteristične impedanse na izlazu DPA imaju vrednosti $R_0 = 50 \Omega$ i $R_t = R_0 \sqrt{2} \Omega$. U oblasti malih snaga, pomoćni PA bi trebalo da bude otvoreno kolo dok ne krene da provodi u području velikih snaga. Fazna razlika od 90° koja nastaje zbog četvrttalasnog transformatora impedanse od 50Ω na izlazu DPA kompenzuje se na ulazu pomoću 3dB-og hibridnog kvadraturnog spreznika. U oblasti malih snaga, Z_{iz} tranzistora pomoćnog PA se transformiše iz izrazito reaktivne u otvoreni kraj (u idealnom slučaju) pomoću IKP i odgovarajuće linije za kompenzovanje koja se koristi da bi se sprečilo curenje snage od glavnog ka pomoćnom pojačavaču.

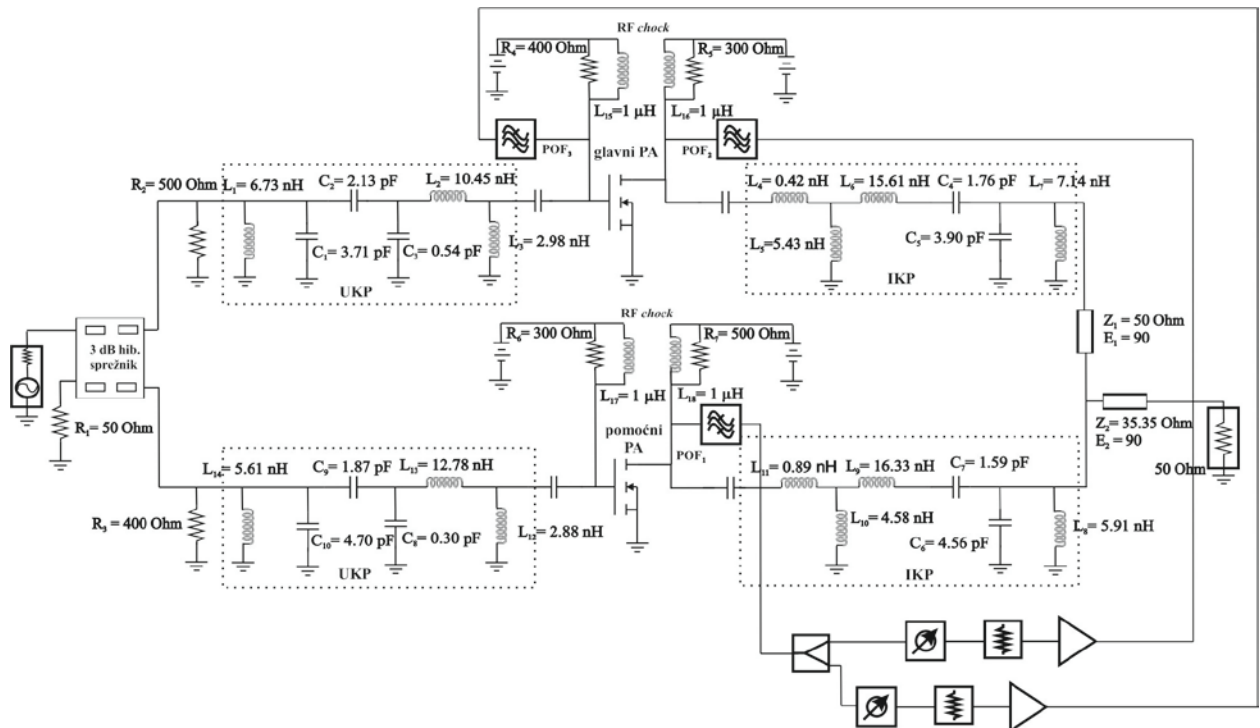
Glavni i pomoćni pojačavač DPA projektovani su korišćenjem MET modela tranzistora MRF281S LDMOSFET proizvođača *Freescale* koji je ugrađen u ADS biblioteku [98]. Vrednosti z_s i z_l tranzistora glavnog i pomoćnog PA na strani izvora i potrošača na $f_0 = 1\text{GHz}$ dobijene pomoću *source/load-pull* metode u ADS-u i iznose $z_{sg} = (0.11 + j0.3) \Omega$ i $z_{lg} = (0.25 + j0.55) \Omega$, odnosno $z_{sp} = (0.071 + j0.314) \Omega$ i $z_{lp} = (0.079 + j0.61) \Omega$, respektivno. Glavni pojačavač se napaja u klasi AB ($V_{DG} = 26\text{V}$, $V_{GG} = 5.1\text{V}$), dok pomoćni pojačavač radi u klasi C ($V_{DP} = 26\text{V}$, $V_{GP} = 3.6\text{V}$).

Sve projektovane DPA topologije (i njihovi simulirani rezultati) koje će biti izložene u predstojećim sekcijama ovog poglavlja projektovane su u standardnoj konfiguraciji i koriste navedeni model tranzistora sa istim odabranim normalizovanim impedansama za tranzistor glavnog i pomoćnog PA i istim vrednostima u kolima za napajanje. Jedina razlika među njima ogleda se u vrsti elemenata koje njihove konfiguracije sadrže, kao sto su: elementi sa

koncentrisanim parametrima (LC elementi), elementi sa raspodeljenim parametrima (idealne TL, stabovi) i mikrostrip linije.

5.1.1 DPA sa elementima sa koncentrisanim parametrima

Proces projektovanja DPA sa LC elementima najpre kreće od prototipa NF filtra 3. reda. Postupak minimalne refleksije [86, 87] korišćen je za izračunavanje vrednosti normalizovanih admitansi elemenata NF prototipa koji su najpre transformisani u reaktivne elemente NF filtra a zatim, primenom odgovarajućih transformacija, i u elemente POF [88]. Zatim su primenjene *Norton*-ove transformacije [87] kako bi se smanjile vrednosti određenih induktivnosti i kapacitivnosti u KP, koje nisu odgovarale komercijalno dostupnim komponentama. Ove transformacije obezbeđuju skaliranje završnih otpornosti KP na 50Ω . Nakon primene *Norton*-ovih transformacija, postignute su približno iste karakteristike prenosa i gubitaka u poređenju sa karakteristikama koje su dobijene za KP pre primene ovih transformacija.



Slika 5.1 Širokopojasni dvostepeni DPA u konfiguraciji sa LC elementima sa primenom analognog NI kola za generisanje NI signala

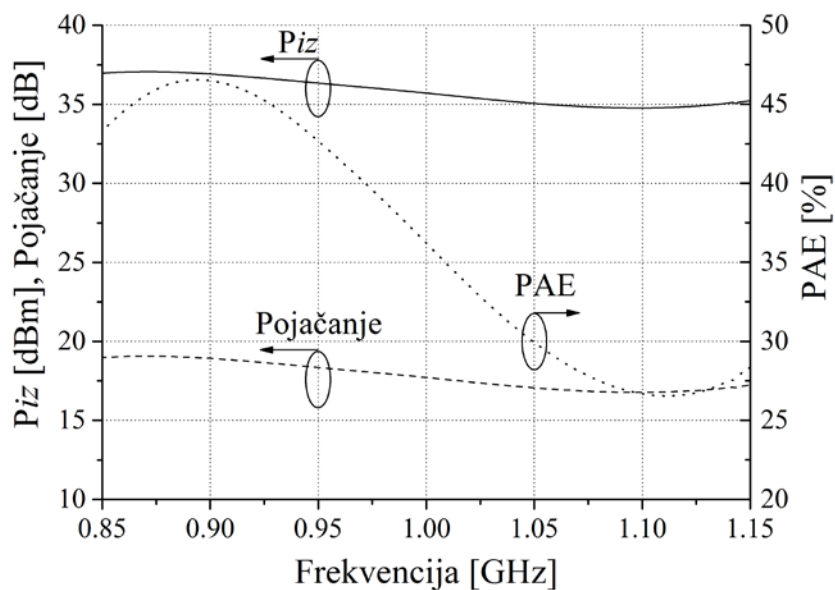
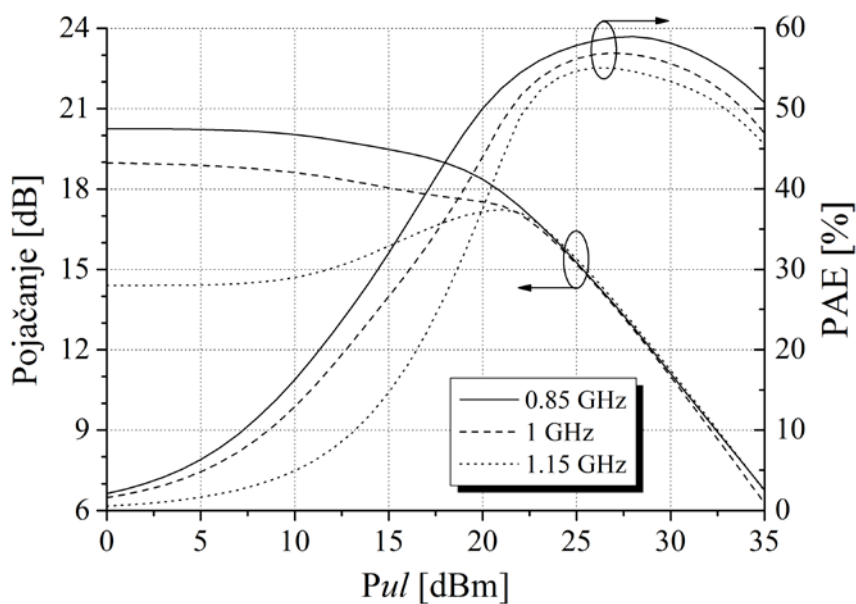
Primenjeni su isti tipovi *Norton*-ovih transformacija kao kod jednostepenih širokopojasnih pojačavača sa koncentrisanim parametrima iz sekcije §4.1.1.1. *Norton*-ove transformacije primenjene kod glavnog pojačavača na UKP povećavaju vrednost završne impedanse sa 31.87Ω na 50Ω , dok je kod IKP upotrebljena druga vrsta *Norton*-ovih transformacija kojom se završna impedansa smanjuje sa 56.45Ω na 50Ω . Pomoćni PA je projektovan transformacijom ulazne impedanse sa 37Ω na 50Ω i izlazne impedanse sa 72.185Ω na 50Ω [60].

Stabilizacija glavnog i pomoćnog PA izvedena je vezivanjem otpornosti u kolu za napajanje paralelno sa RF *chock*-om i vezivanjem otpornosti paralelno sa UKP. Izabrano je da vrednosti ovih otpornosti budu u opsegu $300\text{--}600 \Omega$ kako bi se sprečili gubici osnovnih signala. Dvostepeni DPA u konfiguraciji sa *LC* elementima projektovan je za rad u opsegu $(0.85\text{--}1.15)$ GHz i njegov izgled dat je na Slici 5.1.

5.1.1.1 Karakteristike DPA

Slika 5.2 prikazuje P_{iz} , pojačanje i PAE projektovanog širokopojasnog DPA u odnosu na frekvenciju osnovnog signala (f_0) za slučaj kada ukupna P_{ul} iznosi 18 dBm (3 dB ispod oblasti zasićenja). P_{iz} je veća od 35 dBm u posmatranom frekvencijskom opsegu od 0.85 GHz do 1.15 GHz, pojačanje iznosi oko 18 dB, dok se PAE vrednosti kreću između 27% i 47%.

PAE i pojačanje DPA u funkciji P_{ul} prikazani su na Slici 5.3 za frekvencije 0.85 GHz, 1 GHz i 1.15 GHz. U opsegu malih snaga, pojačanje na frekvenciji ekscitacije 1.15 GHz značajno se razlikuje (oko 5 dB) u poređenju sa pojačanjem na frekvencijama 0.85 GHz i 1 GHz. Međutim, ako uzmemo u obzir P_{ul} od 18 dBm, pojačanje se kreće između 17 dB do 19 dB u razmatranom frekvencijskom opsegu. PAE projektovanog DPA je viši od 50% pri zasićenju. Za 3 dB *back-off*-a od zasićenja, vrednosti PAE se kreću između 27% i 45% u posmatranom frekvencijskom opsegu. Kada se u analizu uključi potrošnja NI kola, PAE linearizovanog DPA je niža za oko 7% u odnosu na stanje bez linearizacije [60].

Slika 5.2 P_{iz} , pojačanje i PAE za maksimalno $P_{ul} = 18$ dBmSlika 5.3 Pojačanje i PAE za jedan prostoperiodičan signal u zavisnosti od P_{ul} za $f = 0.85$ GHz, 1 GHz, 1.15 GHz

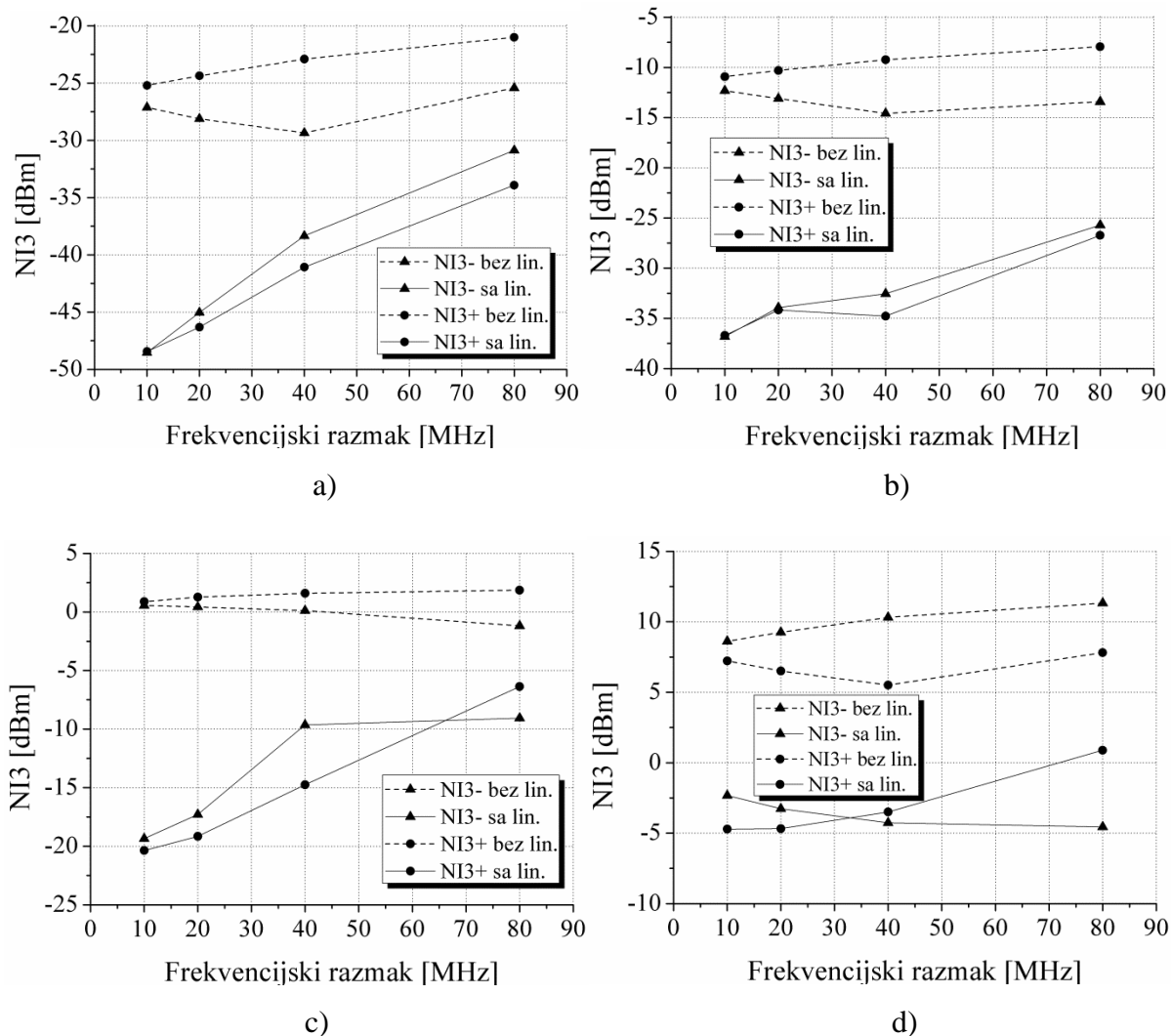
5.1.1.2 Linearizacija DPA u konfiguraciji sa elementima sa koncentrisanim parametrima pomoću NI2 i NI4 signala

Teorijska analiza analognog linearizacionog postupka koja koristi 2. harmonike i nelinearne signale 4. reda (NI2 i NI4 signali), koju primenjujemo za potrebe linearizacije projektovanih DPA struktura, detaljno je objašnjena u sekciji §3.2.3. Prema analizi, moguće

je smanjiti nivo NI proizvoda 3. reda osnovnog signala izborom odgovarajućih faza i amplituda NI2 signala koji se dovode na ulaz i izlaz tranzistora glavnog PA u *Doherty* kolu preko PO filtera (POF) koji su deo NI kola. Pored toga, NI proizvodi 5. reda mogu se potisnuti adekvatnim podešavanjem faza i amplituda NI4 signala koji se takođe na isti način ubacuju na ulaz i izlaz glavnog PA tranzistora. Glavna razlika između primene ovog analognog linearizacionog postupka na prethodno projektovane širokopojasne jednostepene PA iz poglavlja §4 i na projektovane širokopojasne dvostepene DPA iz ovog poglavlja ogleda se u načinu formiranja NI signala. Zapravo, kod jednostepenih PA, NI signali neophodni za proces linearizacije generišu se dodatnim nelinearnim izvorom, dok se kod DPA struktura pomoćni PA koristi kao generator ovih signala. NI2 i NI4 signali generisani na izlazu pomoćnog PA u *Doherty* strukturi ekstrahuju se kroz POF koji je okarakterisan centralnom frekvencijom $f_c = 2f_0$ koja odgovara 2. harmoniku ($2h$) korisnog signala. Ekstrahovani NI2 i NI4 signali se oblikuju po fazi i amplitudi pomoću pomerača faze i pojačavača preko dve posebne grane u NI kolu i vode na ulaz i izlaz tranzistora glavnog PA preko pomenutih POF.

Prema teorijskoj analizi linearizacionog postupka [106], NI2 i NI4 signali mogu smanjiti nivoe NI3 i NI5 proizvoda. Međutim, stopa potiskivanja zavisi od odnosa između faza kao i amplituda NI2 i NI4 signala generisanih na izlazu pomoćnog PA. Ipak, kada zahtevani odnosi nisu ispunjeni, samo jedna vrsta NI proizvoda može se spustiti u dovoljnoj meri, što će potvrditi rezultati predstavljeni u narednim sekcijama ovog poglavlja. Kada je u pitanju analogni linearizacioni postupak, na sve projektovane DPA konfiguracije u okviru ovog poglavlja, počevši od konfiguracije sa elementima sa koncentrisanim parametrima, biće primenjen isti način ekstrahovanja i dovođenja NI signala na ulaz i izlaz glavnog PA. Elementi u granama NI kola će takođe biti isti, dok će se razlikovati samo vrednosti amplituda i faza NI signala jer će one biti posebno optimizovane za svaki DPA model u zavisnosti od toga koje NI proizvode želimo da potisnemo, kao i od nivoa snaga signala koje dovodimo na njegov ulaz.

Da bi se procenio uticaj predloženog linearizacionog postupka na projektovani širokopojasni DPA, izveden je dvotonski test u ADS-u. Dva prostoperiodična signala koja se razlikuju u frekvenciji za ± 5 MHz, ± 10 MHz, ± 20 MHz ili ± 40 MHz u odnosu na f_0 od 1 GHz istovremeno se dovode na ulaz DPA [60].



Slika 5.4 NI3 proizvodi za DPA sa LC elementima sa i bez linearizacije za

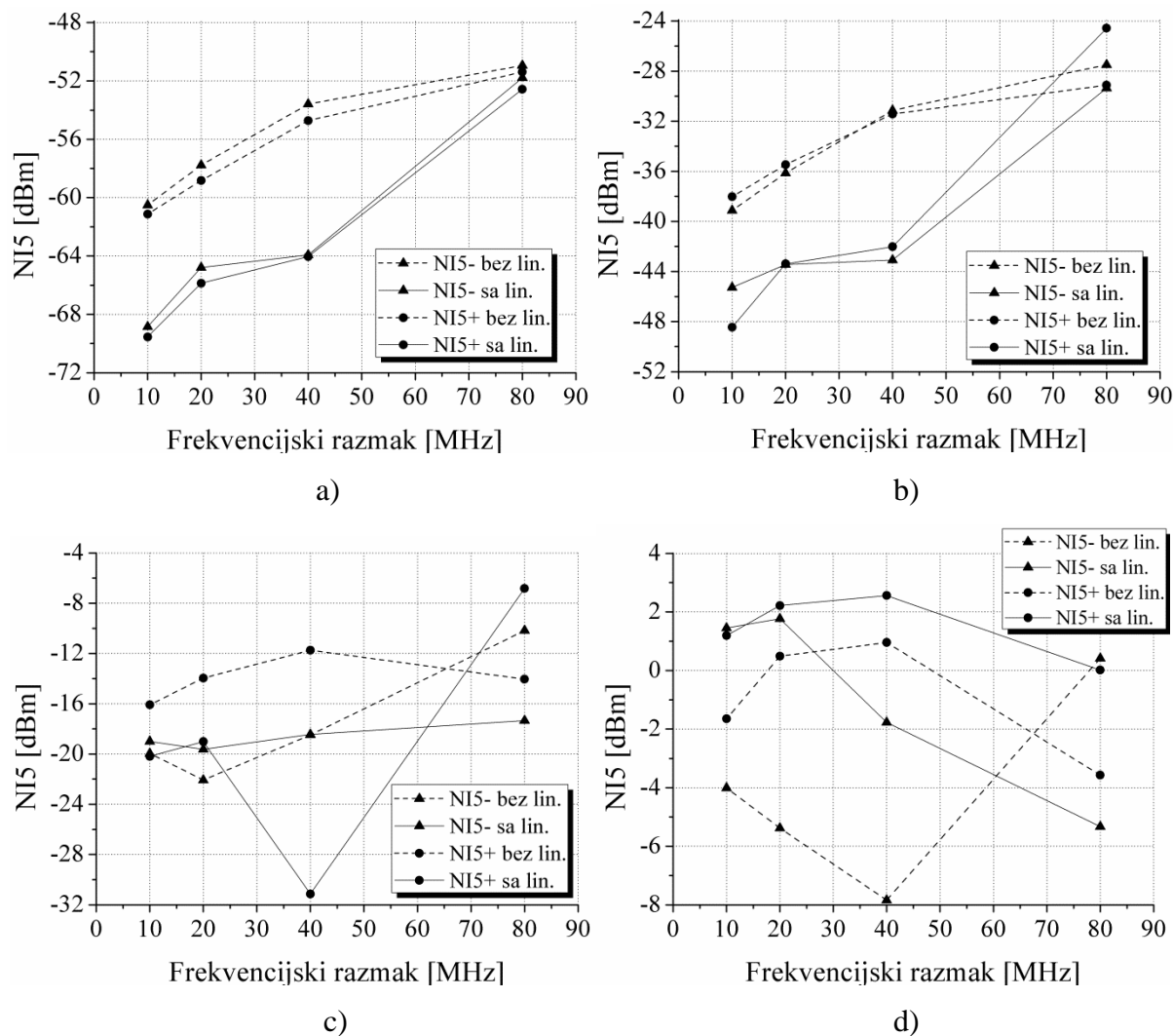
P_{ul} =: a) 0 dBm, b) 5 dBm, c) 10 dBm, d) 15 dBm

NI3 i NI5 proizvodi, sa i bez linearizacije, u zavisnosti od frekvencijskog razmaka između signala (Δf), prikazani su na Slikama 5.4 i 5.5 za različite nivoe P_{ul} osnovnih signala: 0 dBm, 5 dBm, 10 dBm i 15 dBm. Parametri NI kola su optimizovani sa ciljem da se izvrši što veće potiskivanje NI3 proizvoda, dok se nivoi NI5 proizvoda zadržavaju na što nižim vrednostima.

Može se primetiti da je sa linearizacijom postignuto značajno smanjenje NI3 proizvoda u razmatranom rasponu snaga. Grafici jasno pokazuju da povećanje P_{ul} smanjuje stepen smanjenja NI3 proizvoda. U slučaju razmaka od 10 MHz, NI3 proizvodi se potiskuju za 20 dB za P_{ul} od 0 dBm, dok porast P_{ul} na 15 dBm dovodi do redukcije NI3 proizvoda od 10 dB. Kada Δf iznosi 40 MHz, NI3 proizvodi se smanjuju za približno 10 dB za P_{ul} od 0 dBm, za 17 dB za P_{ul} od 5 dBm i za oko 10 dB za veće nivoe snage na ulazu. Takođe, nivo

redukovanja NI3 proizvoda iznosi oko 6 dB u slučaju razmaka od 80 MHz za veće razmatrane nivoe P_{ul} .

Međutim, NI5 proizvodi su u slučaju manje P_{ul} potisnuti i do 10 dB, npr. za 40 MHz razmaka. Kada se povećava P_{ul} , NI5 proizvodi se ne linearizuju ali se održavaju na nivou snaga blizu nivoa linearizovanih NI3 proizvoda. Međutim, za veće nivoe P_{ul} NI5 proizvodi se pogoršavaju primenom linearizacionog postupka i prelaze nivo potisnutih NI3 proizvoda za nekoliko decibela.



Slika 5.5 NI5 proizvodi za DPA sa LC elementima sa i bez linearizacije za $P_{ul} =$: a) 0 dBm, b) 5 dBm, c) 10 dBm, d) 15 dBm

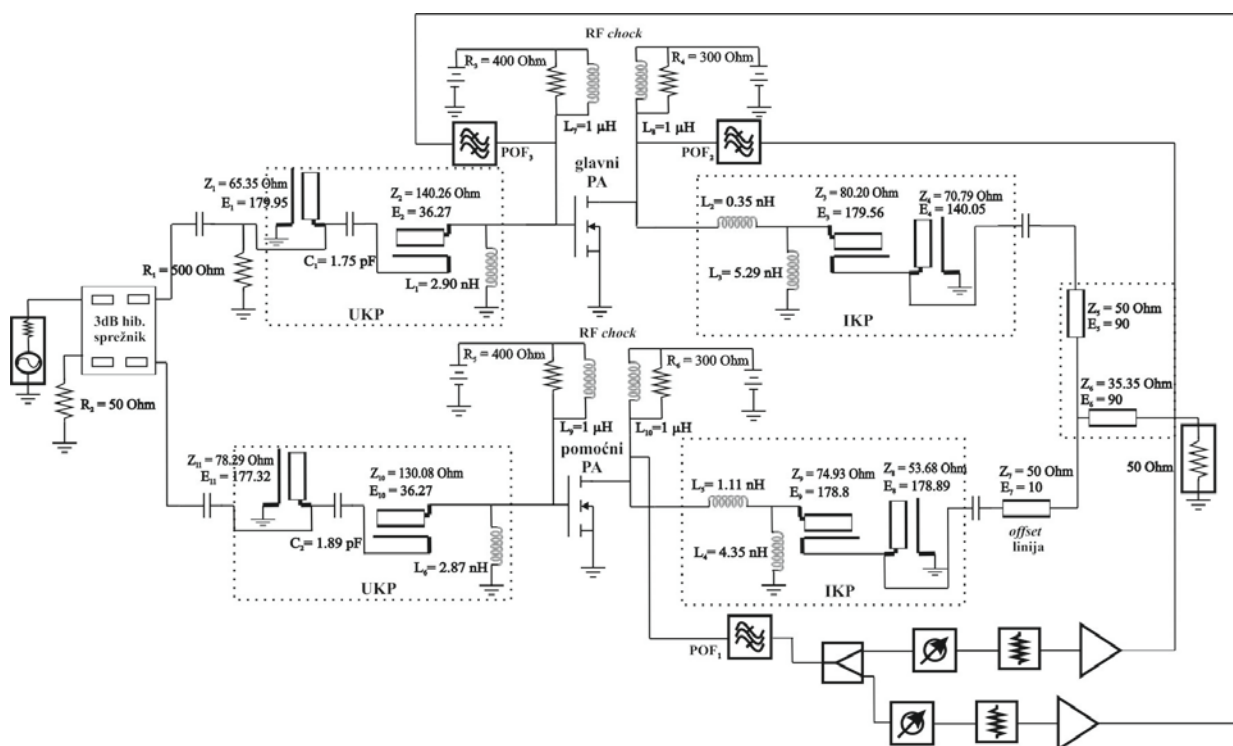
5.1.2 DPA u konfiguraciji sa elementima sa raspodeljenim parametrima

Za potrebe projektovanja DPA u konfiguraciji sa elementima sa raspodeljenim parametrima iskorišćen je prethodni DPA model sa LC elementima iz sekcije §5.1.1 i

primenjene su odgovarajuće transformacije nad njegovim elementima. Izvršene su direktne transformacije rezonantnih LC kola u odgovarajuće stabove definisane određenim karakterističnim impedansama i električnim dužinama: paralelno LC kolo je aproksimirano kratkospojenim $\lambda/4$ stabom, dok je redno LC kolo zamenjeno otvorenim $\lambda/4$ stabom [89]. Neki od elemenata DPA kola nisu prebačeni u stabove, tako da se ulazna i izlazna KP tretiraju kao kombinovana kola koja sadrže LC elemente i idealne TL, kao što Slika 5.6 i pokazuje. Dobijeni širokopojasni dvostepeni DPA u konfiguraciji sa elementima sa raspodeljenim parametrima radi u opsegu (0.95–1.05) GHz [61].

Da bi se postigla bolja saglasnost karakteristika prenosa i refleksije između KP sa LC elementima i stabovima u kombinovanoj strukturi, izvršena je optimizacija karakterističnih impedansi i električnih dužina stabova.

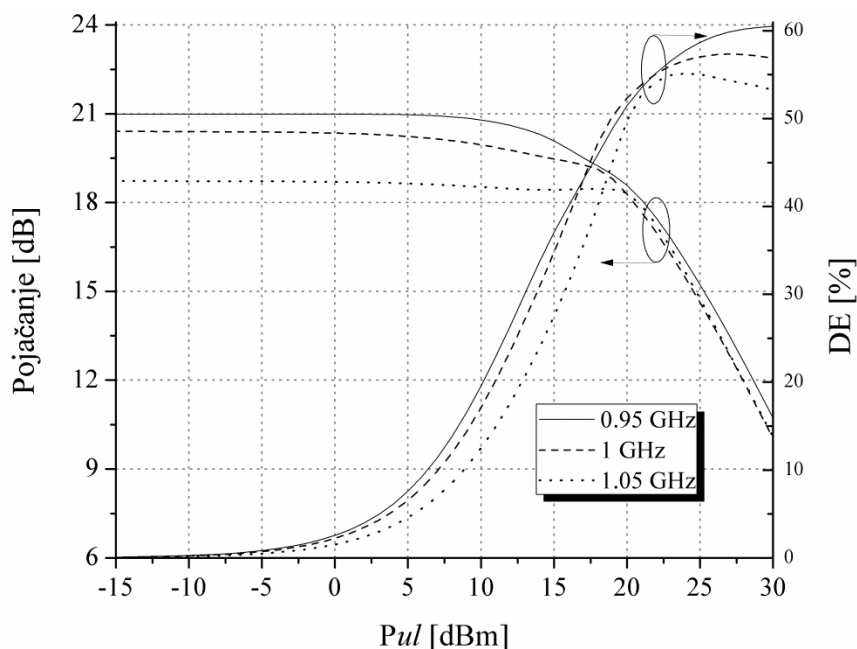
Stabilizacija glavnog i pomoćnog PA izvedena je pomoću paralelno vezanih otpornosti sa RF *chock*-ovima u kolu za napajanje, kao i paralelno vezanom otpornošću sa ulaznim kolom glavnog pojačavača kao što se može videti na Slici 5.6. Vrednosti ovih otpornosti su odabrane u opsegu 300–600 Ω kako bi se sprečili gubici osnovnih signala.



Slika 5.6 Širokopojasni dvostepeni DPA u konfiguraciji sa kombinovanim kolima sa LC elementima i idealnim TL sa primenom analognog NI kola za generisanje NI signala

5.1.2.1 Karakteristike DPA

Slika 5.7 prikazuje efikasnost drejna (DE) i pojačanje DPA u funkciji P_{ul} za jedan prostoperiodičan signal za frekvencije ekscitacije 0.95 GHz, 1 GHz i 1.05 GHz. U rasponu malih snaga, pojačanje na frekvencijama ekscitacije varira u opsegu od približno 2 dB. Međutim, ako uzmemo u obzir veće P_{ul} , 15 dBm do 20 dBm, pojačanje postignuto na razmatranim frekvencijama razlikuje se sve manje i manje s porastom snage. Slična opservacija se odnosi i na vrednosti DE, gde karakteristika na 1.05 GHz odstupa od vrednosti DE na 0.95 GHz i 1 GHz za maksimalnih 7% i 5%, respektivno, u većem delu opsega P_{ul} [61].



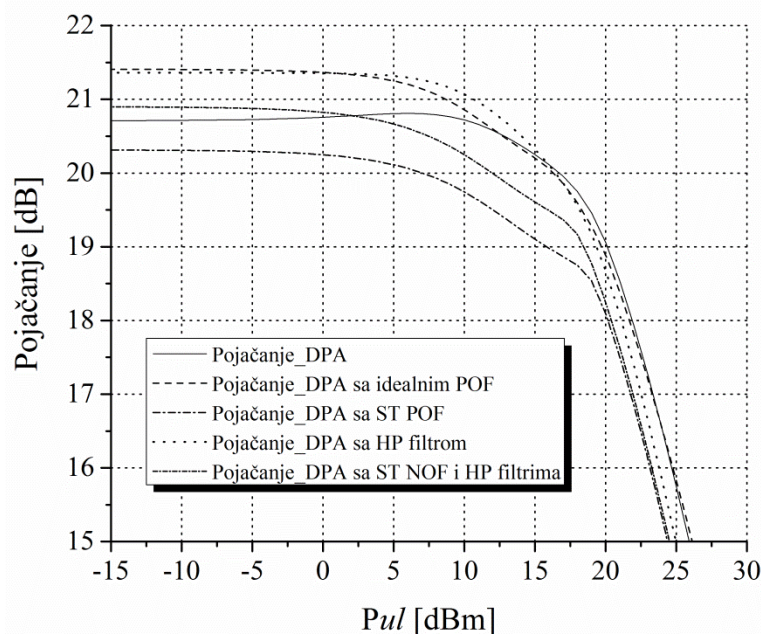
Slika 5.7 Pojačanje i DE za jedan prostoperiodičan signal u zavisnosti od P_{ul} za $f = 0.95$ GHz, 1 GHz, 1.05 GHz

5.1.2.2 Analiza uticaja različitih filtara na performanse DPA

Ispitivanje uticaja različitih filtara koji se nalaze u NI kolu na glavne karakteristike DPA, kao što su DE, pojačanje i nivoi NI3 proizvoda, ostvareno je pomoću prethodno projektovanog širokopojasnog DPA u konfiguraciji sa kombinovanim kolima iz sekcije §5.1.2. NI kolo čine dve nezavisne grane koje u sebi sadrže set elemenata (promenljivi oslabljivač, podesivi pomerač faze i pojačavač - idealni elementi preuzeti iz ADS biblioteke) koji služe za oblikovanje faze i amplitude NI2 i NI4 signala. Na taj način se formiraju i

podešavaju odgovarajući NI signali koji se vode na ulaz i izlaz tranzistora glavnog PA preko POF. PO filtri se direktno vezuju (Slika 5.6) na drejn tranzistora u pomoćnom pojačavaču (POF₁) za ekstrakciju NI signala, kao i za gejnt (POF₂) i drejn tranzistora (POF₃) u glavnom pojačavaču za ubacivanje podešenih NI signala, tako da imaju najveći uticaj na ukupne performanse projektovanog DPA [61]. Zbog toga je odabir filtra koji će se koristiti u NI kolu jedna od bitnijih stavki prilikom primene linearizacionog postupka.

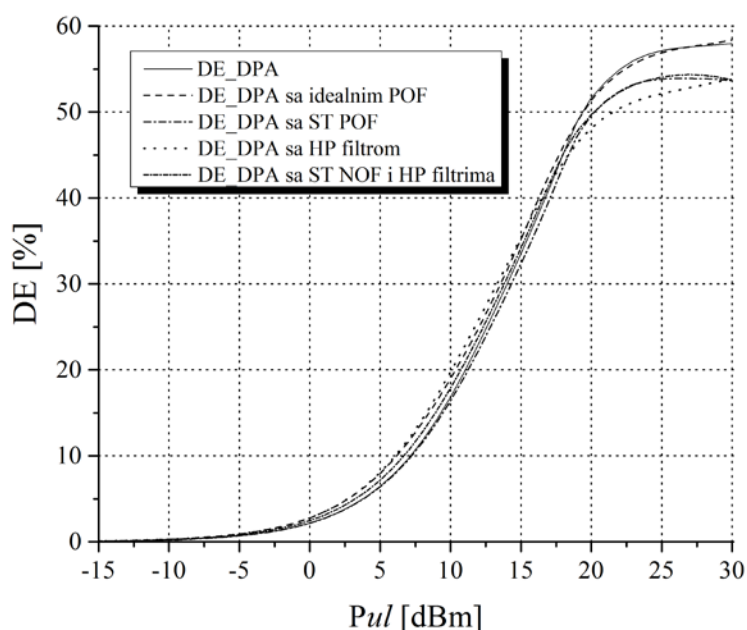
Razmatrani su slučajevi kada su svi filtri idealni filtri iz ADS biblioteke sa $f_c = 2f_0 = 2\text{ GHz}$ i 20% propusnog opsega u standardnoj *double-terminated* konfiguraciji (označenoj kao POF na Slikama 5.8 i 5.9) i *single-terminated* konfiguraciji (označenoj sa ST POF). Pored toga, analiziran je uticaj realnog mikrostrip *hairpin* filtra (označenog kao HP) projektovanog sa tri sekcije na 2 GHz i 20% propusnog opsega. Takođe, ispitan je i uticaj kombinacije *single-terminated* NO filtra (nepropusnik opsega) na f_0 od 1 GHz sa *hairpin* filtrom na 2 GHz (označenih kao ST NOF i HP). Kao što je već naglašeno, karakteristike DPA se mogu značajno pogoršati u zavisnosti od vrste filtra koji se nalazi u NI kolu. Sa ciljem da se smanji degradacija i poboljšaju karakteristike DPA, izvršena je dodatna optimizacija parametara ulaznih i izlaznih KP za glavnu i pomoćnu jedinicu DPA za svaki razmatrani slučaj filtra.



Slika 5.8 Pojaćanje za jedan prostoperiodičan signal na frekvenciji 1 GHz u zavisnosti od P_{ul} za različite vrste filtara u NI kolu

Slike 5.8 i 5.9 prikazuju DE i pojačanje DPA za slučaj kada nema uticaja NI kola i za slučajeve kada se primenjuje NI kolo koje u sebi sadrži različite vrste filtara. Dobijene su krive za opseg P_{ul} na frekvenciji 1 GHz. Karakteristike koje se odnose na DPA sa NI kolom postignute su nakon optimizacije odgovarajućih elemenata KP.

Na Slici 5.9 može se uočiti da pojačanje za različite filtarske konfiguracije odstupa od vrednosti pojačanja koje DPA ostvaruje bez uticaja NI kola za približno ± 0.5 dB, dok maksimalno odstupanje iznosi 1 dB u opsegu blizu zasićenja. Sve DE krive koje se nalaze blizu granice zasićenja razlikuju se maksimalno za 5%. Najveće pojačanje i DE zapaža se za slučaj kada se *hairpin* filtar nalazi u NI kolu za vrednost P_{ul} do 17 dBm.

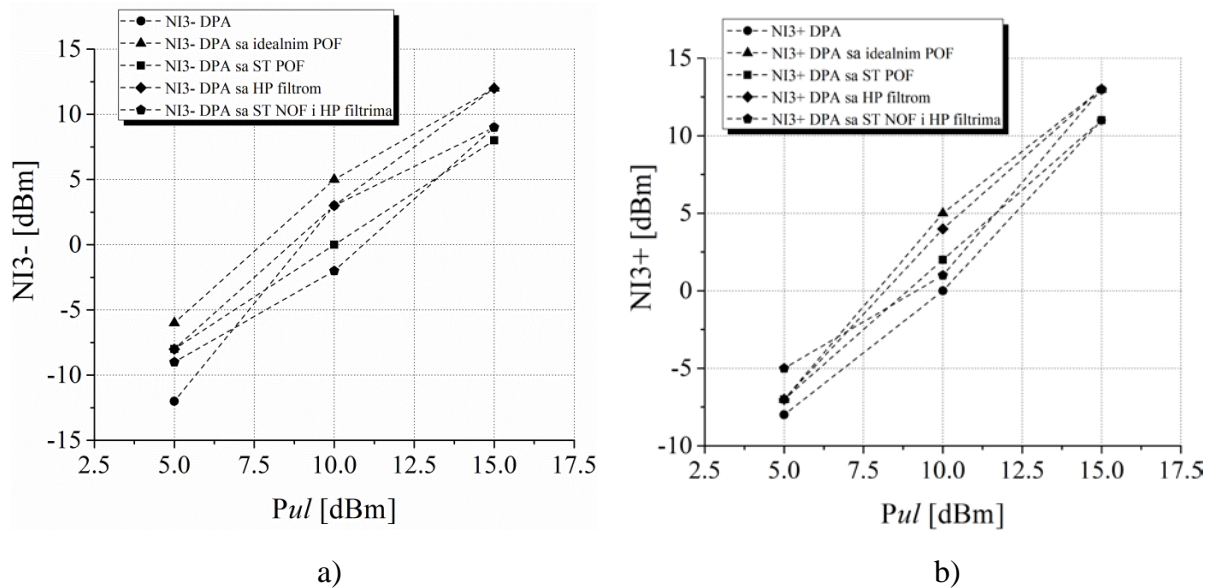


Slika 5.9 DE za jedan prostoperiodičan signal na frekvenciji 1 GHz u zavisnosti od P_{ul} za različite vrste filtara u NI kolu

Na Slici 5.10 prikazani su NI3 proizvodi bez linearizacije i sa prisutnim NI kolom sa različitim konfiguracijama filtara za slučaj dvotonskog signala na ulazu frekvencija 1 GHz i 1.01 GHz. Može se uočiti da filtri utiču na linearnost DPA stvarajući različite efekte. NI3 proizvodi na frekvencijama 0.99 GHz i 1.02 GHz za razmatrane slučajeve maksimalno se razlikuju za 7 dB. Štaviše, ističe se značajna asimetrija u nivoima snage između dva NI3 proizvoda u slučaju DPA bez dodatnog NI kola, dok simetrija postoji za slučajeve kada se idealni POF ili HP filtar nalaze u NI kolu.

Na osnovu rezultata dobijenih analizom efekata upotrebe više različitih filtarskih konfiguracija u NI kolu odabran je HP filtar kao struktura koja daje najbolje pojačanje, DE i

simetriju NI proizvoda. Zbog toga će se nadalje u disertaciji za potrebe validacije analognog linearizacionog postupka kod širokopojasnih dvostepenih *Doherty* struktura koristiti isključivo HP filter u NI kolu.

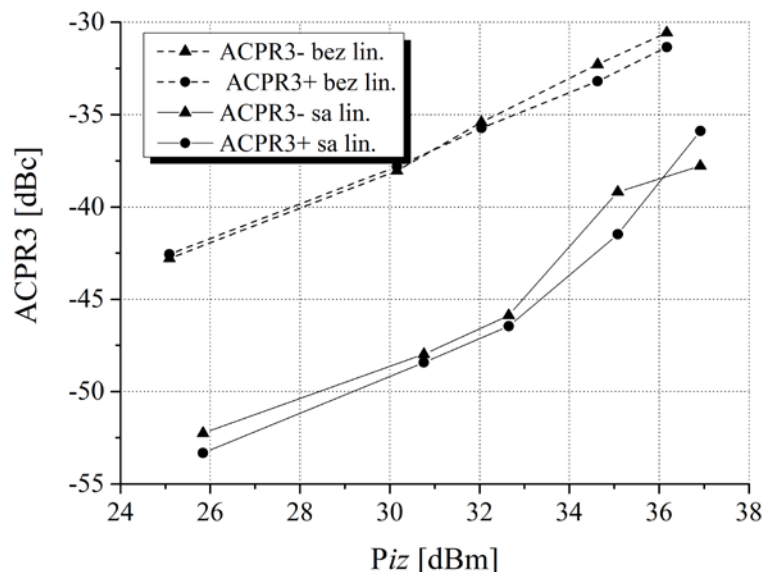


Slika 5.10 NI3 proizvodi za DPA za dvotonski test u zavisnosti od P_{ul} za različite vrste filtera u NI kolu: a) NI3- na 0.99 GHz; b) NI3+ na 1.02 GHz

5.1.2.3 Linearizacija DPA sa raspodeljenim parametrima pomoću NI2 i NI4 signala

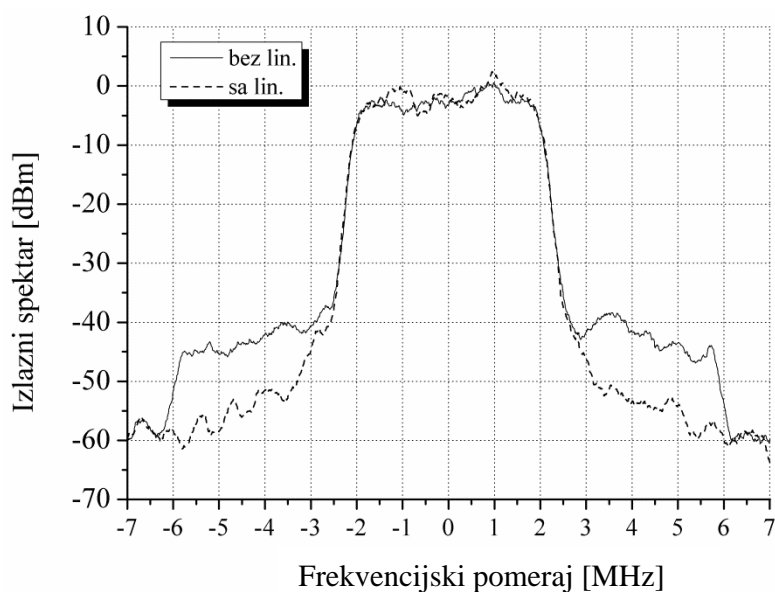
Da bi se procenio uticaj predloženog analognog linearizacionog postupka iz sekcije §3.2.3, izvršeno je testiranje širokopojasnog DPA sa elementima sa raspodeljenim parametrima za WCDMA signal, pri čemu je u NI kolu upotrebljen HP filter za ekstrakciju i dovođenje NI signala na ulaz i izlaz glavnog PA.

Ispitivanje je izvršeno za WCDMA signal širine spektra od 3.84 MHz oko f_0 od 1 GHz za različite nivoe P_{ul} : 4 dBm, 9 dBm, 11 dBm, 14 dBm i 16 dBm [61]. Parametri NI kola optimizovani su sa ciljem supresije NI3 proizvoda i zadržavanja NI5 proizvoda na što nižim nivoima snage. Rezultati analize, vrednosti ACPR parametra sa i bez linearizacije u funkciji P_{iz} , koja se posmatra na pomeraju od ± 4 MHz od nosioca (opseg dominantnih NI3 proizvoda) prikazani su na Slici 5.11. Može se primetiti da se vrednost ACPR-a poboljšava za posmatrani opseg snaga primenom linearizacionog postupka. Povećanje ACPR-a je oko 10 dB i smanjuje se sa porastom P_{iz} tako da poboljšanje iznosi oko 5 dB za maksimalni posmatrani nivo snage.

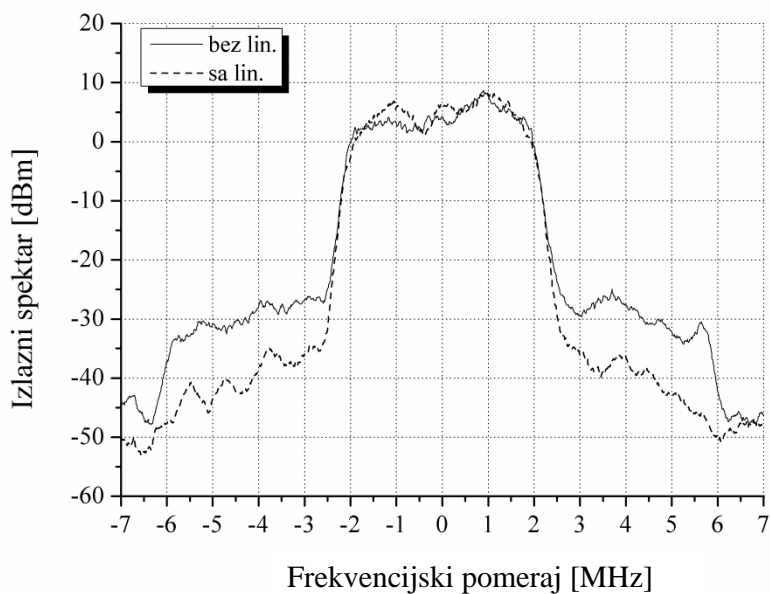


Sika 5.11 ACPR WCDMA signala sa i bez linearizacije u opsegu P_{iz}

Slika 5.12 predstavlja izlazni spektar WCDMA signala, sa i bez linearizacije, za dva slučaja: P_{iz1} je 25.8 dBm (P_{ul1} je 4 dBm) i P_{iz2} iznosi 32.7 dBm (P_{ul2} je 11 dBm). Simulirani rezultati pokazuju da se postiže oko 10 dB bolji ACPR na ± 4 MHz pomeraja od nosioca primenom analognog linearizacionog pristupa. Ako uzmemo u obzir ACPR u regionu dominantnih NI5 proizvoda u izlaznom spektru na pomeraju od ± 6.5 MHz od nosioca, sa Slike 5.12 proizlazi da se NI5 proizvodi zadržavaju na nivoima bez primene linearizacionog postupka ili smanjuju za nekoliko decibela sa njegovom primenom.



a)



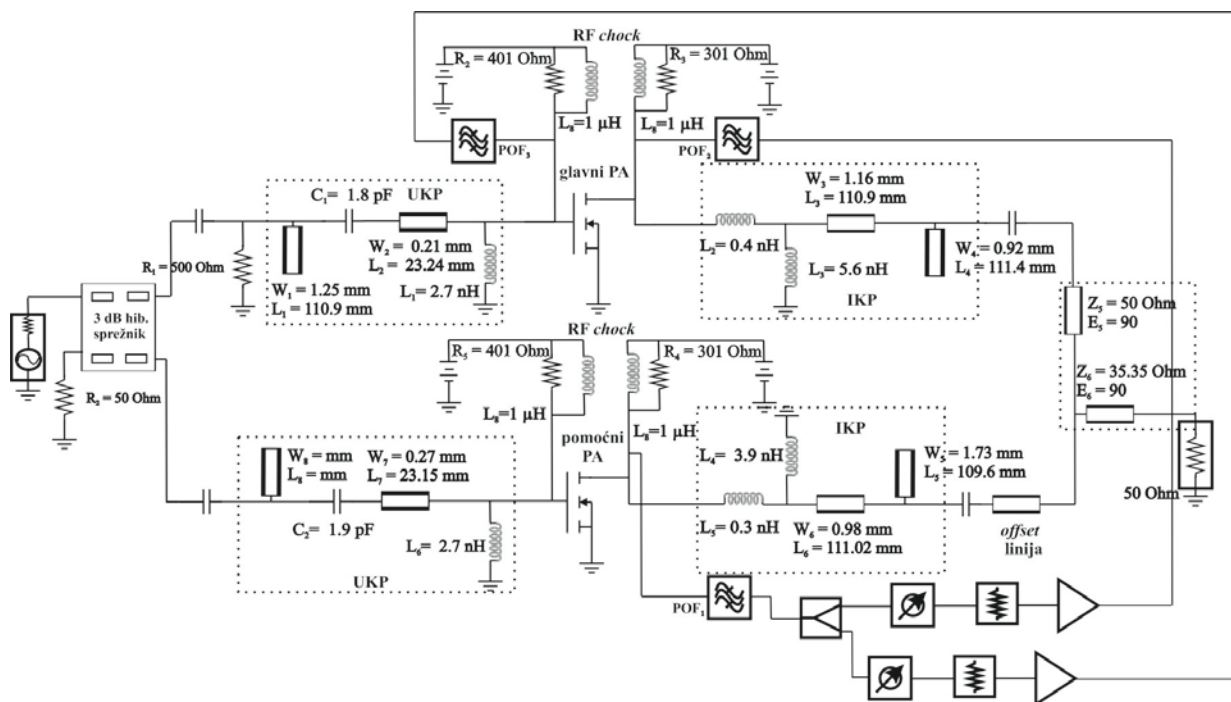
b)

Slika 5.12 Izlazni spektar WCDMA signala sa i bez linearizacije za P_{iz} =: a) 25.8 dBm, b) 32.7 dBm

5.1.3 DPA u konfiguraciji sa kombinovanim mikrostrip kolima

Za potrebe projektovanja DPA u konfiguraciji sa kombinovanim mikrostrip kolima iskorišćen je prethodni DPA model sa elementima sa raspodeljenim parametrima iz sekcije §5.1.2. i izvršene su odgovarajuće transformacije nad njegovim elementima [62]. Izvršen je proračun dimenzija mikrostrip linija koje odgovaraju idealnim TL (stabovima). Da bi se projektovale KP koje je moguće realizovati u mikrostrip tehnologiji, mikrostrip linije su kombinovane sa komercijalno dostupnim SMD komponentama umesto prvobitnih idealnih LC elemenata. Parametri mikrostrip supstrata su: dielektrična konstanta $\epsilon_r = 2.2$, visina supstrata $h = 0.635$ mm i debljina metalizacije $t = 17$ μ m. Dobijeni dvostepeni DPA u konfiguraciji sa kombinovanim mikrostrip kolima radi u opsegu (0.9–1.05) GHz i predstavljen je na Slici 5.13.

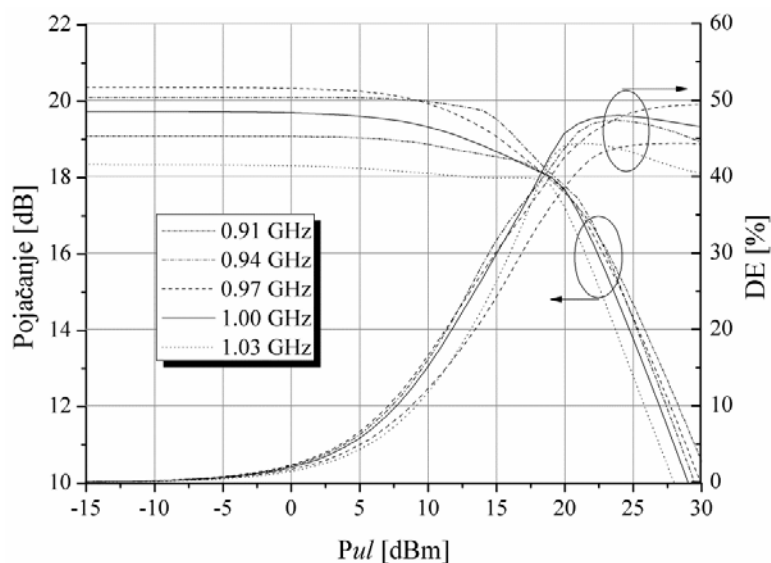
Stabilizacija je odrađena na identičan način kao i kod DPA modela iz prethodne sekcije, vezivanjem otpornosti iz opsega 300-600 Ω paralelno sa RF *chock*-om i paralelno sa ulaznim kolom glavnog PA.



Slika 5.13 Širokopojasni dvostepeni DPA u konfiguraciji sa kombinovanim mikrostrip kolima sa primenom analognog NI kola za generisanje NI signala

5.1.3.1 Karakteristike DPA

Na Slici 5.14 prikazani su DE i pojačanje *Doherty* PA u funkciji *Pul* za jedan prostoperiodičan signal na frekvencijama 0.91 GHz, 0.94 GHz, 0.97 GHz, 1 GHz i 1.03 GHz.



Slika 5.14 Pojačanje i DE za jedan prostoperiodičan signal u zavisnosti od *Pul* za $f = 0.91 \text{ GHz}, 0.94 \text{ GHz}, 0.97 \text{ GHz}, 1 \text{ GHz}, 1.03 \text{ GHz}$

Pojačanje koje se može uočiti na frekvencijama ekscitacije varira u opsegu od približno 2 dB. Međutim, pojačanje postignuto na razmatranim frekvencijama razlikuje se sve manje i manje sa porastom snage sa 15 dBm na 20 dBm. Odstupanje vrednosti DE na 0.91 GHz i 1.03 GHz u odnosu na vrednosti DE na 1 GHz je maksimalnih 5% do 15 dBm *Pul*, dok za veći opseg snaga ta razlika ide maksimalno do 7% [62].

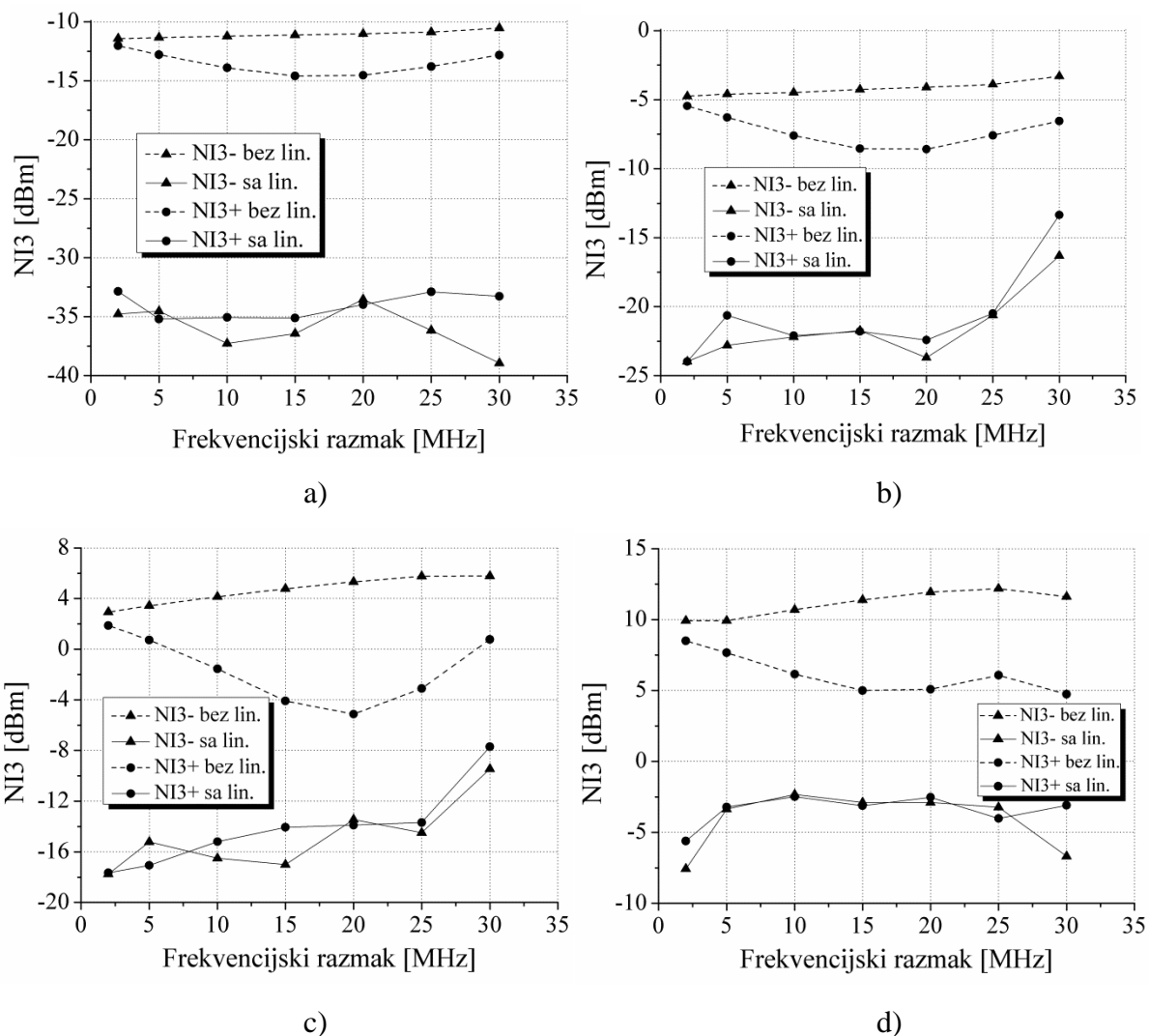
5.1.3.2 Linearizacija DPA u kombinovanom mikrostrip kolu pomoću

NI2 i NI4 signala

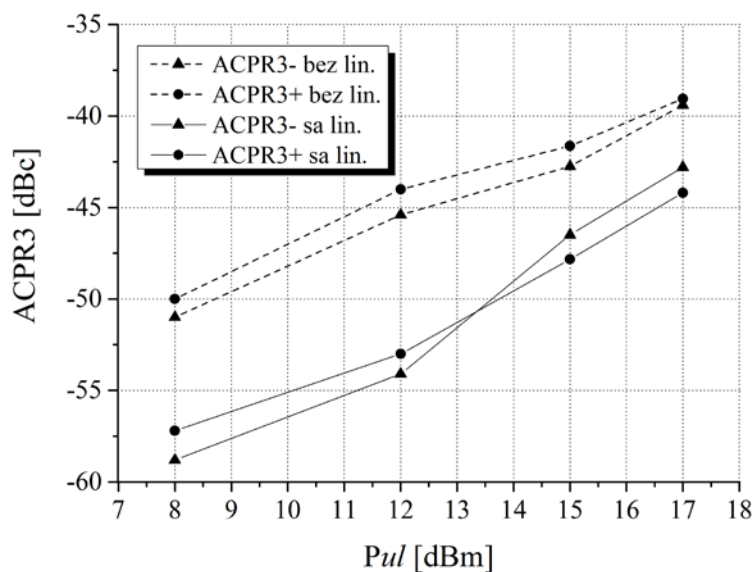
Da bi se procenio uticaj predloženog linearizacionog pristupa koji koristi NI2 i NI4 signale u analognom domenu iz sekcije §3.2.3 na projektovani kombinovani mikrostrip DPA, izvedeno je dvotonsko testiranje u ADS-u. Jedan prostoperiodični signal na frekvenciji 1 GHz, a drugi pomeren u frekvenciji za 2 MHz, 5 MHz do 30 MHz sa korakom od 5 MHz istovremeno se vode na ulaz DPA. NI3 proizvodi, sa i bez linearizacije, u funkciji Δf prikazani su na Slici 5.15 za različite nivoe *Pul*: 5 dBm, 8 dBm, 12 dBm i 15 dBm [62].

Parametri NI kola optimizovani su pod uslovima da se izvrši suspresija NI3 proizvoda. Nakon primene linearizacionog postupka dolazi do značajnog smanjenja NI3 proizvoda u razmatranom rasponu snaga, što se može uočiti na Slici 5.15. Međutim, rezultati jasno pokazuju da se sa povećanjem *Pul* smanjuje stepen redukcije NI3 proizvoda. U slučaju razmaka od 5 MHz, NI3 proizvodi se potiskuju za 22 dB za *Pul* od 5 dBm, dok porast *Pul* na 15 dBm dovodi do smanjenja NI3 proizvoda za oko 10 dB. Kada razmak iznosi 30 MHz, NI3 proizvodi se smanjuju za približno 20 dB za *Pul* od 5 dBm i za oko 8 dB za veće nivoe snage.

Dodatno, izvršeno je i testiranje za WCDMA signal čija širina spektra iznosi 3.84 MHz oko f_0 od 1 GHz. Ispitivanje je izvršeno za različite nivoe *Pul* počevši od 8 dBm, završno sa 17 dBm. Parametri NI kola optimizovani su tako da smanjuju nivoe NI3 proizvoda. Rezultati analize, vrednost parametra ACPR sa i bez linearizacije u funkciji P_{iz} , koji se posmatraju na ± 4 MHz pomeraja od nosioca (opseg dominantnih NI3 proizvoda) za frekvencijski opseg od 1.9 MHz prikazani su na Slici 5.16. Može se primetiti da je ACPR poboljšan za oko 8 dB za *Pul* od 8 dBm do 12 dBm. Njegova vrednost se smanjuje sa porastom *Pul* tako da poboljšanje za maksimalni posmatrani nivo snage iznosi oko 5 dB [62].

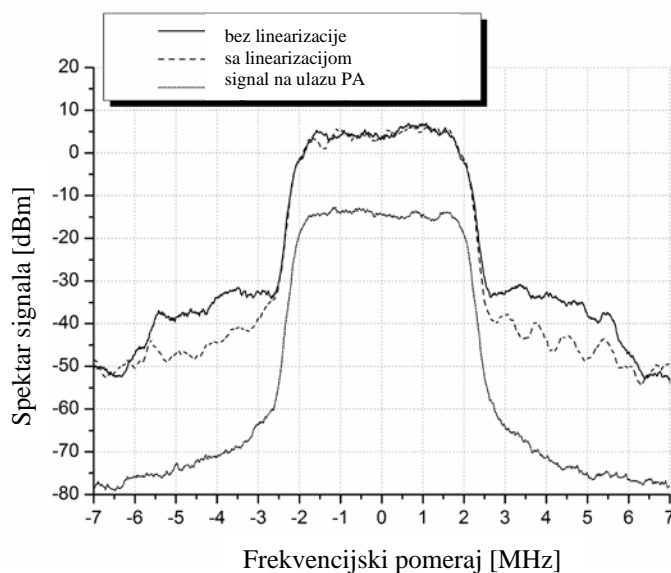


Slika 5.15 NI3 proizvodi za DPA sa kombinovanim mikrostrip kolima za različite nivoe P_{ul} =: a) 5 dBm, b) 8 dBm, c) 12 dBm, d) 15 dBm



Slika 5.16 ACPR WCDMA signala sa i bez linearizacije u opsegu P_{iz}

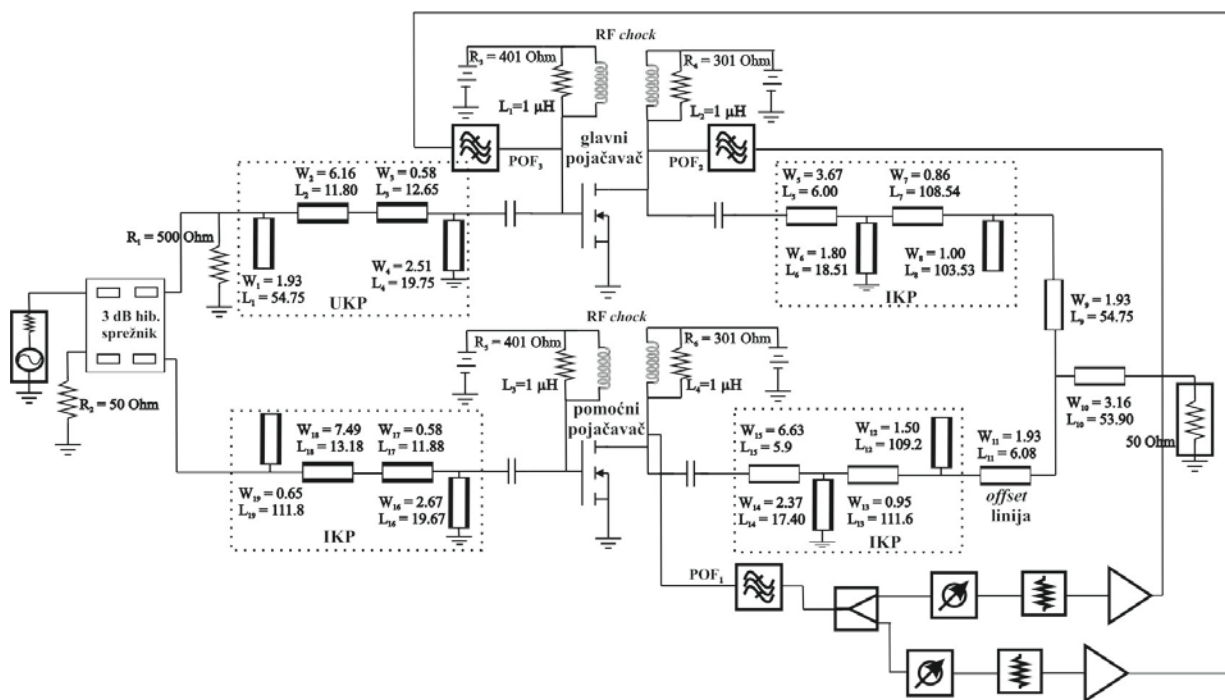
Slika 5.17 predstavlja ulazni i izlazni spektar WCDMA signala sa i bez linearizacije za P_{ul} od 12 dBm. Simulirani rezultati pokazuju da se postiže oko 8 dB bolji ACPR na ± 4 MHz pomeraja od nosioca primenom opisanog linearizacionog postupka. Ako uzmemo u obzir ACPR u regionu dominantnih NI5 proizvoda u izlaznom spektru na pomeraju od ± 6.5 MHz od nosioca, sa Slike 5.17 proizilazi da se NI5 proizvodi zadržavaju na nivoima pre primene linearizacionog postupka [62].



Slika 5.17 Spektar WCDMA signala na ulazu i izlazu DPA sa i bez linearizacije za $P_{ul} = 12$ dBm

5.1.4 DPA u konfiguraciji sa mikrostrip linijama

Za potrebe projektovanja DPA u konfiguraciji sa mikrostrip linijama iskorišćen je prethodni DPA model sa LC elementima iz sekcije §5.1.1. i primenjene su odgovarajuće transformacije nad njegovim elementima. Primenjene su nešto drugačije transformacije rezonantnih LC kola u odgovarajuće TL i stabove [89]: paralelno LC kolo se aproksimira otvorenim paralelnim $\lambda/4$ stabom, paralelno L zamenjeno je paralelnim kratkospojenim $\lambda/4$ stabom, dok su redno LC kolo, redno L i paralelno C zamenjeni odgovarajućim rednim transmissionim linijama. Da bi se projektovale KP koje se može realizovati u mikrostrip tehnologiji, sve idealne TL konvertovane su u mikrotalasne linije na substratu dielectrične konstante $\epsilon_r = 2.2$, visine $h = 0.635$ mm i debljine metalizacije $t = 17$ μm . Dobijeni širokopojasni dvostepeni DPA u konfiguraciji sa mikrostrip linijama radi u opsegu (0.9–1) GHz i ima izgled kao na Slici 5.18 (dužine (L) i širine (W) linija date su u milimetrima) [63].

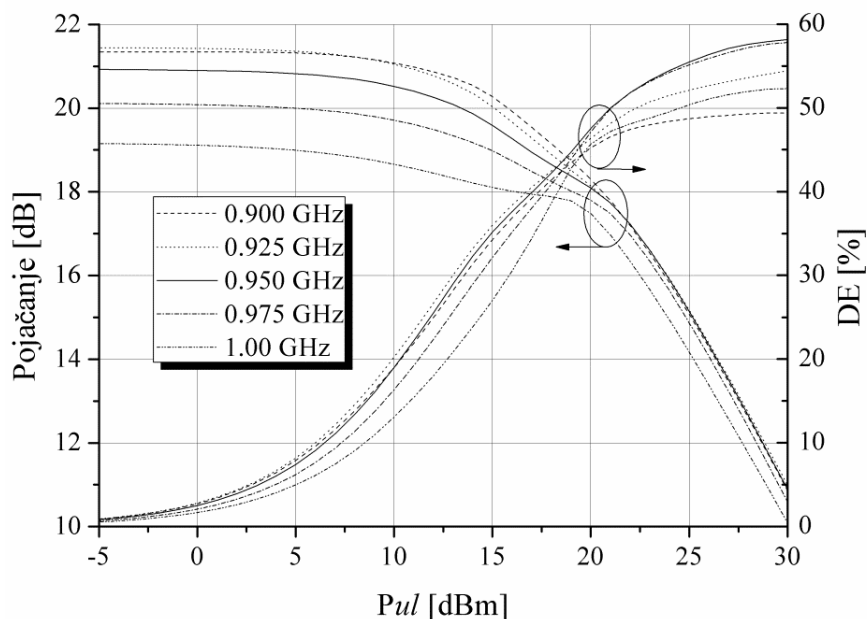


Slika 5.18 Širokopojasni dvostepeni DPA u mikrostripu sa primenom analognog NI kola za generisanje NI signala

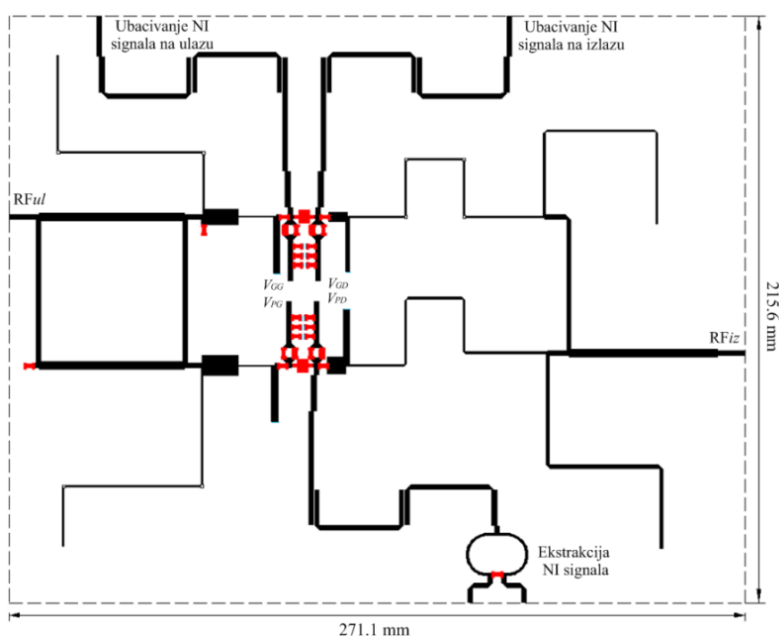
5.1.4.1 Karakteristike DPA

Slika 5.19 prikazuje pojačanje i DE projektovanog DPA u funkciji P_{ul} za frekvencije 0.90 GHz, 0.925 GHz, 0.95 GHz, 0.975 GHz i 1.00 GHz za jedan prostoperiodičan signal. Sa grafika se jasno očitava da je postignuto pojačanje DPA na 0.95 GHz oko 21 dB. Karakteristike pojačanja na razmatranim frekvencijama variraju u rasponu od približno 2 dB za opseg P_{ul} do približno 15 dBm. Međutim, njihova razlika je sve manja i manja sa povećanjem P_{ul} sa 15 dBm na 20 dBm. U oblasti malih snaga, vrednost DE na posmatranim frekvencijama odstupa od vrednosti DE na 0.95 GHz za najviše 5%, dok ova odstupanja u oblastima većih snaga maksimalno idu do 8% [63].

Na Slici 5.20 prikazan je *layout* (izgled) DPA sa svim mikrostrip linijama, uključujući i *hairpin* filtre. Izvršene su dodatne korekcije dužina mikrostrip linija u odnosu na njihove originalne dimenzije date na Slici 5.18 zbog neophodnog umetanja T-spojeva koji služe za njihovo povezivanje, kao i zbog potrebe njihovog savijanja kako bi se omogućilo odgovarajuće postavljanje DPA kola na supstrat.



Slika 5.19 Pojaćanje i DE za jedan prostoperiodičan signal u zavisnosti od P_{ul} za $f = 0.9 \text{ GHz}, 0.925 \text{ GHz}, 0.95 \text{ GHz}, 0.975 \text{ GHz}, 1.00 \text{ GHz}$

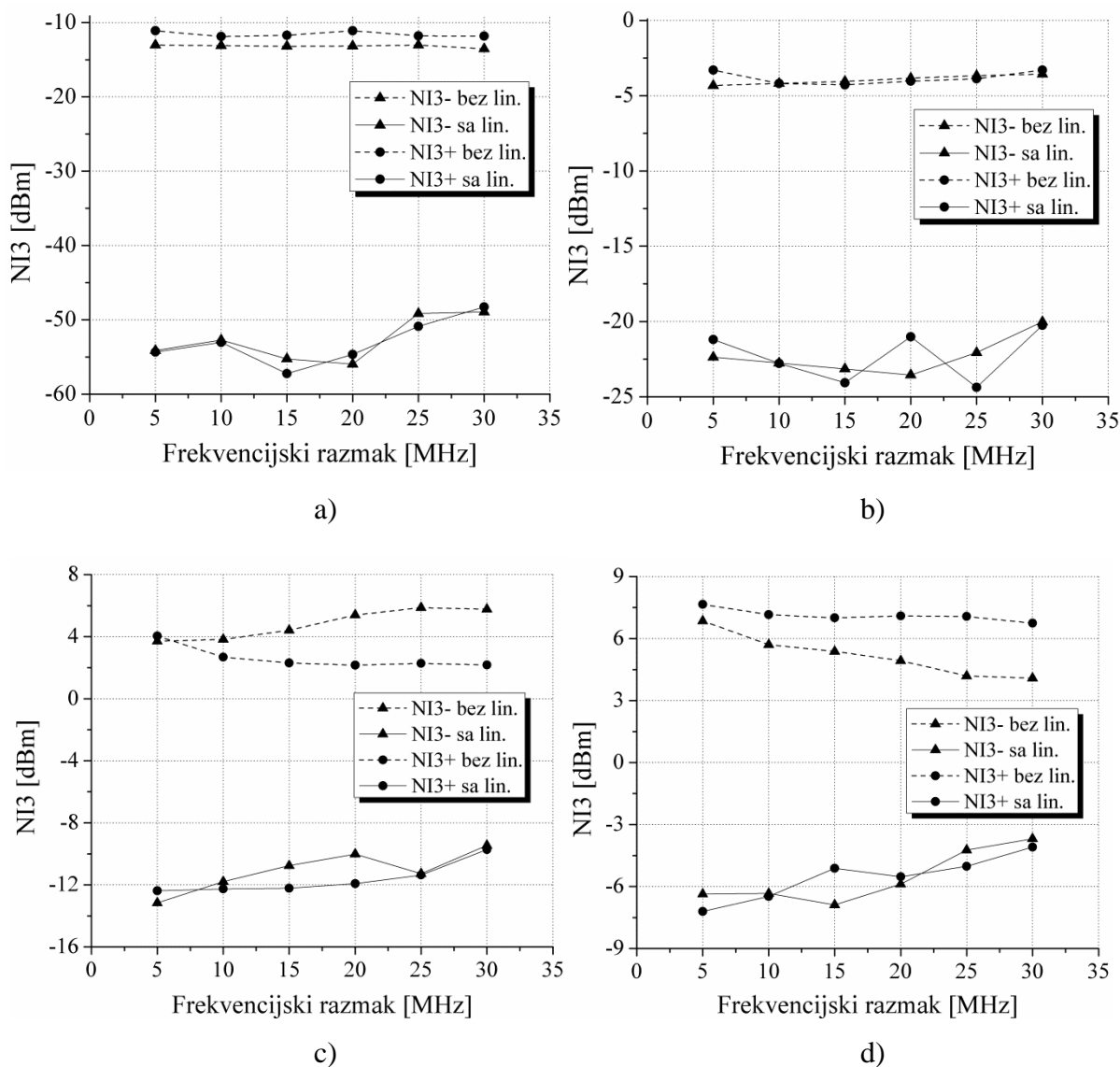


Slika 5.20 *Layout* širokopojasnog dvostepenog mikrostrip DPA uključujući *hairpin* filtre za ekstrakciju i ubacivanje NI signala

5.1.4.2 Linearizacija DPA u mikrostripu pomoću NI2 i NI4 signala

Da bi se procenio uticaj predloženog postupka linearizacije iz sekcije §3.2.3 na projektovani DPA u mikrostripu, u ADS-u je izvršeno dvotonsko testiranje. Istovremeno se

na ulaz DPA dovode dva prostoperiodična signala, pri čemu je frekvencija prvog signala 0.95 GHz dok se frekvencija drugog signala pomera za razmak od 5 MHz do 30 MHz sa korakom od 5 MHz. Analiza je izvršena za različite nivoe P_{ul} : 5 dBm, 8 dBm, 12 dBm i 15 dBm. Nivoi snage NI3 proizvoda, sa i bez linearizacije, u funkciji Δf , dati su na Slici 5.21 [63].



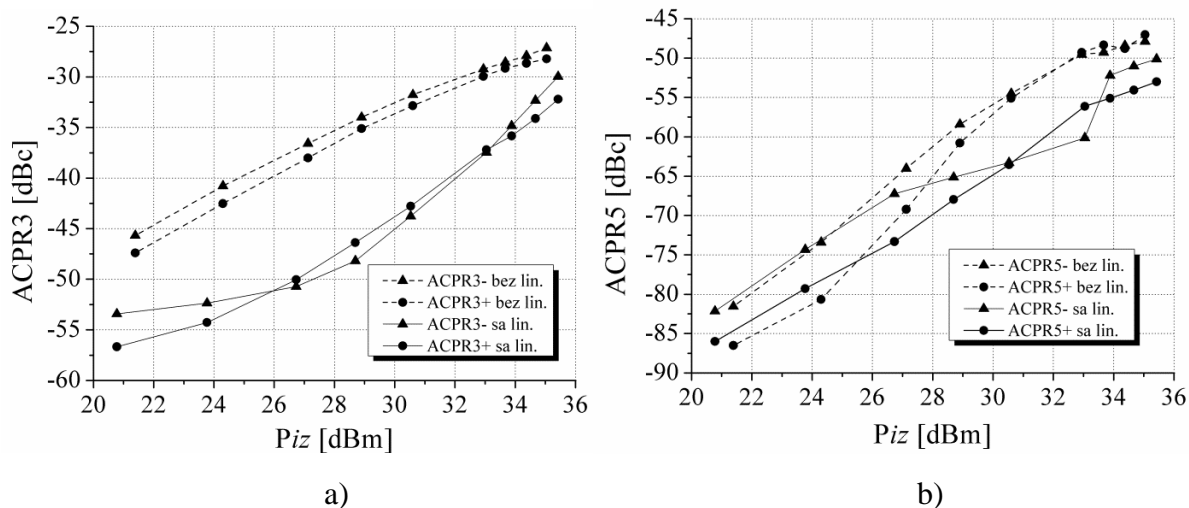
Slika 5.21 NI3 proizvodi za DPA u mikrostripu za različite nivoe P_{ul} =: a) 5 dBm, b) 8 dBm, c) 12 dBm, d) 15 dBm

Parametri NI kola su optimizovani tako da obezbede zadovoljavajuće potiskivanje NI3 proizvoda držeći NI5 proizvode na što je moguće nižim nivoima. Slika 5.21 pokazuje da je sa primenom linearizacionog postupka u razmatranom rasponu snaga postignuto značajno smanjenje NI3 proizvoda. Potiskivanje NI3 proizvoda je najveće, više od 40 dB, za nižu P_{ul}

od 5 dBm. Kao i u prethodno razmatranim primerima linearizacije različitih DPA konfiguracija, i ovde se može uočiti isti trend ponašanja NI3 proizvoda. Sa primenom linearizacionog postupka stepen potiskivanja NI3 proizvoda opada sa porastom nivoa snage i Δf , pa se za P_{ul} od 8 dBm NI3 proizvodi smanjuju za oko 20 dB, dok povećanje P_{ul} na 15 dBm daje oko 10 dB redukcije NI3 proizvoda.

Rezultati linearizacije postignuti za širokopojasni DPA koji se u potpunosti sastoji od mikrostrip linija vrlo su slični rezultatima koji su postignuti linearizacijom širokopojasnog DPA projektovanog u konfiguraciji sa kombinovanim KP koji sadrže mikrostrip linije i realne SMD elemente sa koncentrisanim parametrima iz sekcije §5.1.3.

Supresija NI3 proizvoda za sve razmatrane razmake do 30 MHz za veće nivoe P_{ul} približno je jednaka za obe posmatrane DPA konfiguracije; postoji razlika samo na nižim nivoima snage gde se dobija znatno veće smanjenje NI3 proizvoda u slučaju DPA u mikrostrip konfiguraciji. Uz to, treba napomenuti da je pored uporedivih ili boljih rezultata linearizacije, širokopojasni mikrostrip DPA jednostavniji i manje zahtevan za realizaciju u poređenju sa kombinovanom topologijom sa SMD komponentama, posebno na višim frekvencijama. Štaviše, DPA u mikrostripu daje mogućnost dodatnog podešavanja širine i dužine linija u KP u slučaju da je potrebna korekcija neke od njegovih karakteristika.



Slika 5.22 ACPR OFDM signala sa i bez linearizacije u funkciji P_{iz} :

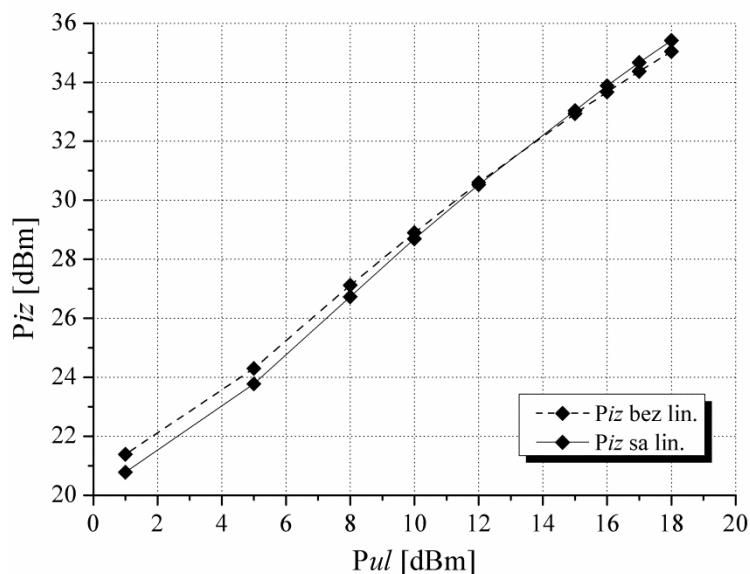
a) na ± 16 MHz pomeraja od nosioca, b) na ± 30 MHz pomeraja od nosioca

Takođe, projektovani DPA je testiran za OFDM signal na nosećoj frekvenciji 0.95 GHz, širine spektra od 17 MHz za određeni opseg nivoa snage signala na izlazu [63]. Rezultati analize predstavljeni na Slici 5.22 pokazuju vrednost ACPR parametra sa i bez linearizacije u funkciji različitih prosečnih nivoa P_{iz} osnovnog signala. Parametri NI kola su

optimizovani sa ciljem da se potisnu NI3 proizvodi. ACPR se posmatra na ± 16 MHz pomeraja od nosioca (opseg dominantnih NI3 proizvoda) za 0.32 MHz frekvencijskog opsega (Slika 5.22a). ACPR parameter je poboljšan za oko 8 dB do 10 dB za srednje nivoe P_{iz} od 20 dBm do 30 dBm. Vrednost ACPR opada sa porastom P_{iz} tako da se dobija poboljšanje od oko 3 dB za maksimalni posmatrani nivo snage.

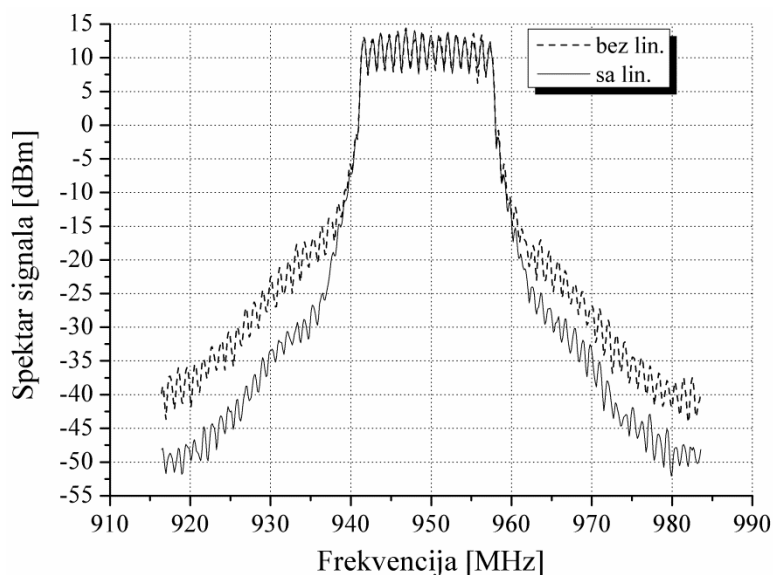
NI5 proizvodi su dominantni na ± 30 MHz pomeraja od nosioca u izlaznom spektru. Sa Slike 5.22b) proizlazi da se vrednost nivoa ACPR-a koji se razmatra u opsegu od 0.32 MHz zadržavaju na nivoima snage bez primene linearizacionog postupka za niže nivoe P_{iz} do približno 26 dBm, dok se za veće nivoe P_{iz} može primetiti poboljšanje parametra za maksimalnih 8 dB.

Sa Slike 5.23, koja pokazuje prosečnu P_{iz} osnovnog signala kod OFDM testiranja, proizilazi da primena analognog linearizacionog postupka ima zanemarljiv uticaj od svega nekoliko desetina dB na P_{iz} osnovnih signala. Snaga osnovnog signala može se čak i povećati primenom ovog linearizacionog postupka [63].



Slika 5.23 P_{iz} za DPA u mikrostripu u zavisnosti od P_{ul}

Izlazni spektar OFDM signala dobijen simulacijom sa i bez linearizacije za prosečni nivo P_{ul} od 12 dBm dat je na Slici 5.24. Prosečna P_{iz} odnosi se na nivo od oko 8 dB *back off*-a, ali s obzirom da je PAPR OFDM signala 12 dB može se zaključiti da je rezultat dobijen primenom linearizacionog postupka poboljšanje ACPR-a za 11 dB za donji kanal i 9 dB za gornji kanal, postignut za DPA koji radi u režimu velikih snaga koje idu do zasićenja.

Slika 5.24 Izlazni spektar OFDM signala sa i bez linearizacije za $P_{ul} = 12$ dBm

5.2 LINEARIZACIJA DVOSTEPENIH DPA DIGITALNIM POSTUPKOM

U ovoj sekciji izvršena je verifikacija predloženog digitalnog linearizacionog pristupa koji koristi NI2 signale u osnovnom opsegu koji modulišu $2h$ osnovnog signala, opisanog u sekciji §3.2.4.2, njegovom primenom na širokopoljnih dvostepeni DPA koji je prethodno projektovan u mikrostrupu u standardnoj konfiguraciji za rad u opsegu (0.9–1) GHz u sekciji §5.1.4.

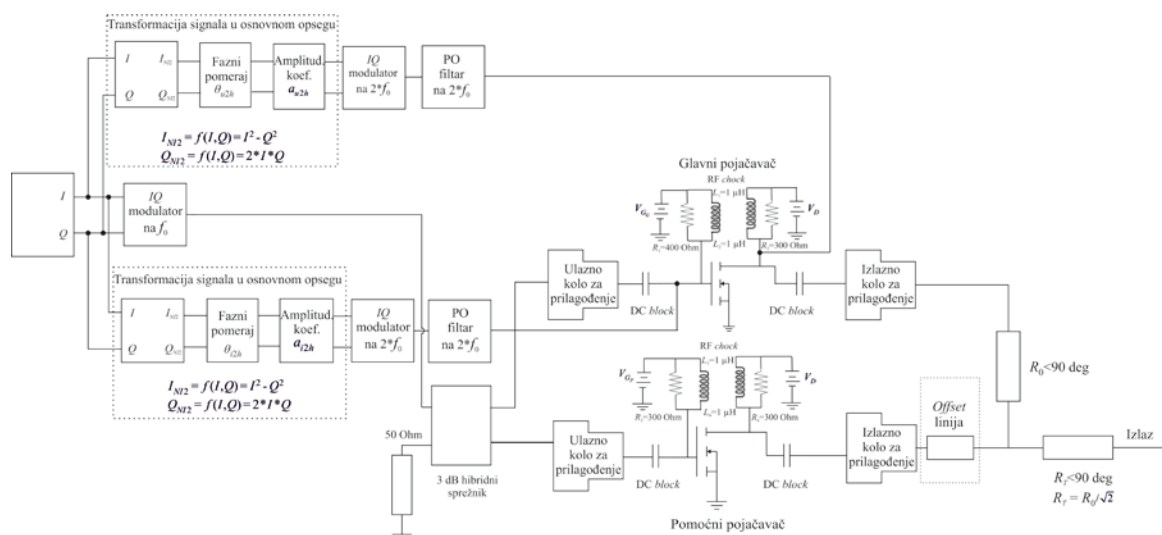
Ispitivana su dva slučaja primene linearizacionog pristupa koji kao NI signale koristi NI2 signale koji modulišu $2h$ nosioc na isti model DPA u mikrostrupu: 1. standardni pristup - kada se generisani NI signali ubacuju istovremeno na drejn i gejt tranzistora u glavnoj ćeliji DPA i 2. modifikovani pristup - kada se NI signali dovode istovremeno na drejn glavnog i pomoćnog tranzistora PA u *Doherty* kolu. Dodatno, dobijeni rezultati standardnim pristupom poređeni su sa rezultatima koji se dobijaju primenom analognog linearizacionog postupka na isti model DPA pri istim uslovima. Takođe, izvršeno je i poređenje rezultata dobijenih primenom standardnog i modifikovanog digitalnog linearizacionog pristupa.

5.2.1. Linearizacija DPA pomoću NI2 signala standardnim pristupom

Na Slici 5.25 dat je šematski prikaz linerizacije DPA na kome se može videti kako se generišu željeni signali oblika $I_{NI2} = I^2 - Q^2$ i $Q_{NI2} = 2IQ$, koji se zatim podešavaju po amplitudi $a_{\{u2h|i2h\}}$ i fazi $\theta_{\{u2h|i2h\}}$ i vode na IQ modulatore centralne frekvencije $2f_0$. Ovako formirani signali se na kraju vode na gejt i drejn tranzistora glavnog pojačavača u DPA kolu preko idealnih POF čija f_c iznosi 2 GHz. Prefiksi $u2h$ i $i2h$ odnose se na pripremljene signale za ubacivanje na ulaz i izlaz tranzistora glavnog pojačavača [64].

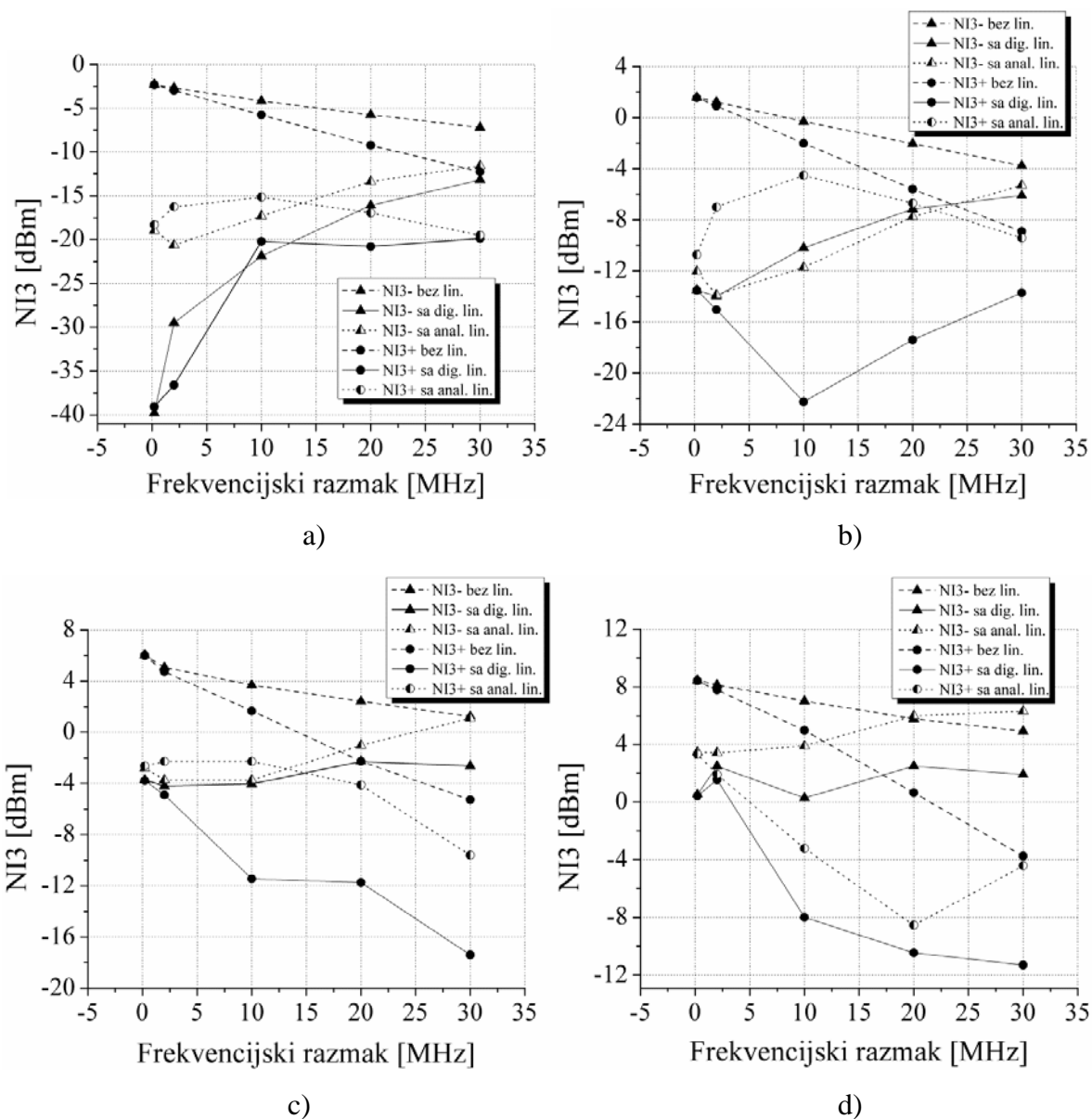
Procena uticaja standardnog digitalnog linearizacionog pristupa na projektovani DPA u mikrostripu izvršena je za QAM modulisane signale čiji spektar sadrži dve frekvencijske komponente odvojene za 0.2 MHz do 30 MHz (Δf) sa f_0 od 0.95 GHz. Kao izvor signala korišćena je ADS komponenta pod nazivom QAM. Test je izveden za različite nivoe Pul : 7 dBm, 9 dBm, 11 dBm i 13 dBm [64].

Dodatno, izvršeno je poređenje dobijenih rezultata linearizacije DPA sa rezultatima postignutim primenom analognog linearizacionog postupka, koji koristi NI2 i NI4 nelinearne signale oko frekvencija $2h$, detaljno opisanog u sekciji §3.2.3. Testiranja za oba postupka linearizacije izvide se za isti model širokopojasnog DPA pod istim uslovima u pogledu širine spektra i opsega Pul QAM signala.



Slika 5.25 Šematski prikaz DPA sa primenom standardnog digitalnog linearizacionog pristupa koji koristi NI2 signale

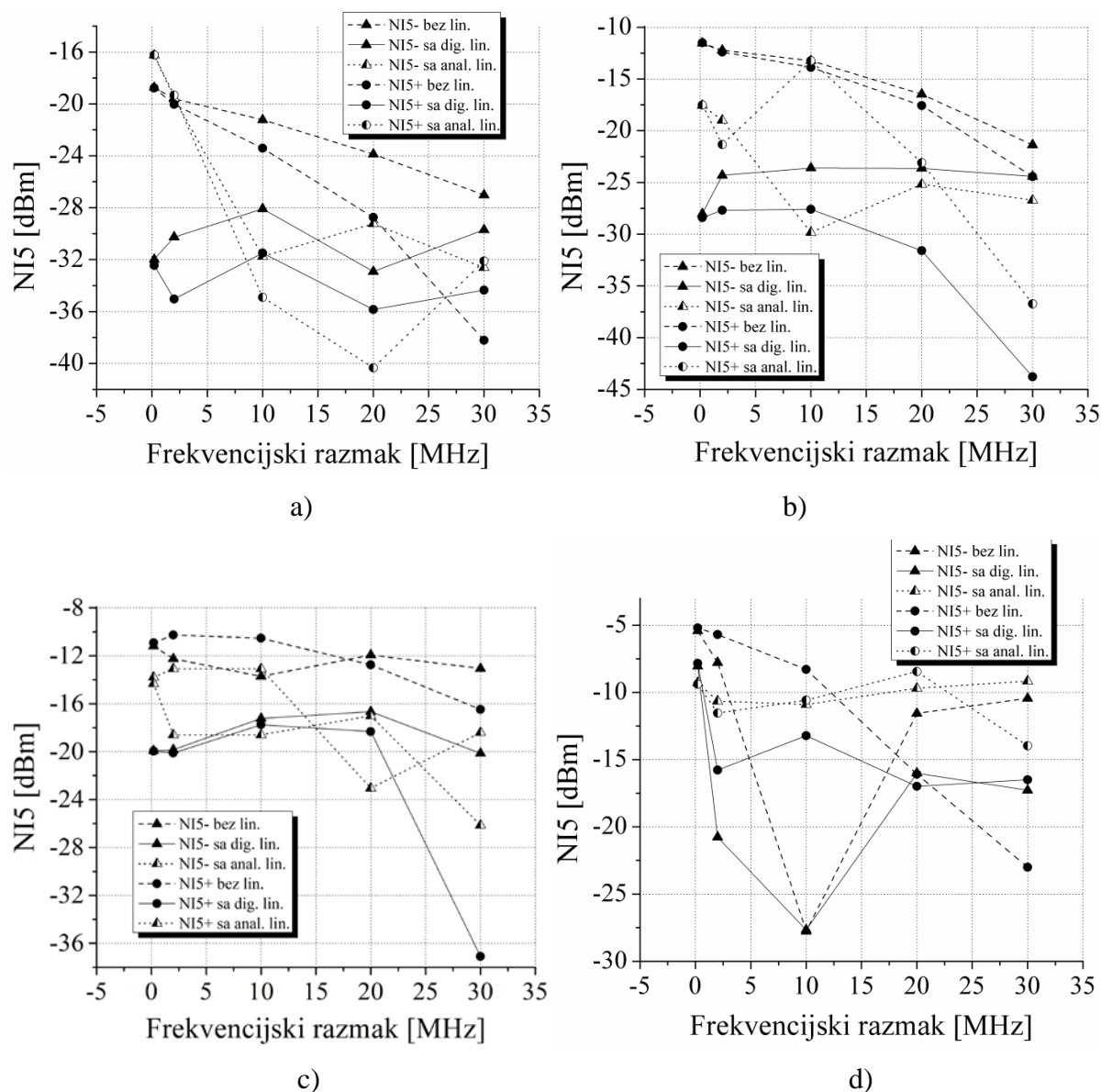
Slika 5.26 prikazuje nivoe snage NI3 proizvoda, sa i bez primene digitalne i analogne linearizacije, u funkciji razmaka frekvencija između komponenti QAM signala (Δf) za različite nivoe P_{ul} (7 dBm, 9 dBm, 11 dBm i 13 dBm).



Slika 5.26 NI3 proizvodi QAM signala sa i bez primene digitalnog i analognog linearizacionog postupka za različite nivoe P_{ul} =: a) 7 dBm, b) 9 dBm, c) 11 dBm, d) 13 dBm

Rezultati simulacije pokazuju da se veće potiskivanje NI3 proizvoda postiže primenom digitalnog postupka linearizacije za sve razmatrane nivoe P_{ul} . NI3 proizvodi se smanjuju za 22 dB u slučaju P_{ul} od 7 dBm i razmaka od 5 MHz kada se primenjuje digitalna linearizacija, dok analogni postupak za iste uslove postiže potiskivanje NI3 proizvoda od oko 12 dB. Takođe, za veći razmak između komponenti (10 MHz do 30 MHz), digitalni postupak dostiže viši nivo supresije od analognog. Pored toga, može se primetiti da je smanjenje NI3

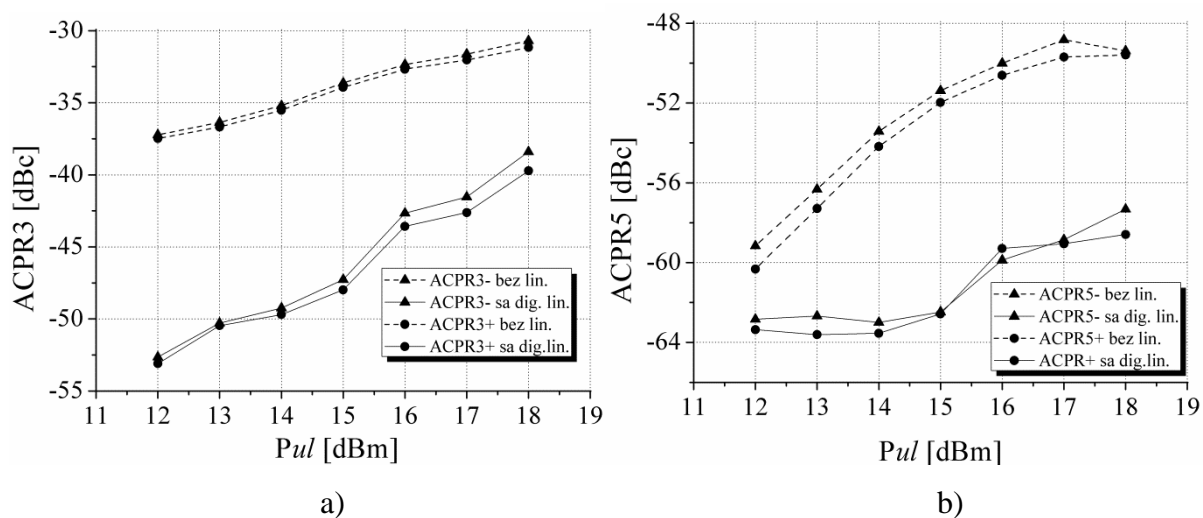
proizvoda za veće nivoe P_{ul} za digitalni postupak veće za nekoliko decibela u poređenju sa rezultatima ostvarenim analognim linearizacionim postupkom. Opšte zapažanje je da, kada se P_{ul} i Δf povećavaju, intenzitet smanjenja NI3 proizvoda opada [64].



Slika 5.27 NI5 proizvodi QAM signala sa i bez primene digitalnog i analognog linearizacionog postupka za različite nivoe P_{ul} : a) 7 dBm, b) 9 dBm, c) 11 dBm, d) 13 dBm

Nivo snage NI5 proizvoda, sa i bez primene digitalnog i analognog postupka linearizacije, u funkciji Δf prikazan je na Slici 5.27 za osnovne nivoe snage signala na ulazu DPA od 7 dBm do 13 dBm. Može se istaći da su rezultati potiskivanja NI5 proizvoda bolji i simetričniji u slučaju digitalne linearizacije za sve razmatrane nivoe P_{ul} i sve Δf od 0.2 MHz do 20 MHz. NI5 proizvodi se smanjuju za maksimalno 16 dB i minimalno samo nekoliko decibela korišćenjem digitalnog postupka.

Da bi se ispitaio uticaj predloženog digitalnog linearizacionog postupka, projektovani DPA je testiran i za WCDMA signal centriran na 0.95 GHz i širine spektra 3.84 MHz u opsegu Pul od 12 dBm do 18 dBm [64]. Vrednosti ACPR parametra, sa i bez primene linearizacije, u funkciji Pul osnovnog signala, prikazani su na Slici 5.28. ACPR parametar, u opsegu dominantnih NI3 proizvoda na ± 4 MHz pomeraja od nosioca (Slika 5.29a), poboljšan je za oko 14 dB za nivoe snage do 15 dBm i oko 10 dB za više nivoe posmatrane snage. U opsegu dominantnih NI5 proizvoda na ± 8 MHz pomeraja od nosioca (Slika 5.29b), ACPR je poboljšán za 3 dB kada je Pul 12 dBm i 8 dB za Pul od 18 dBm.

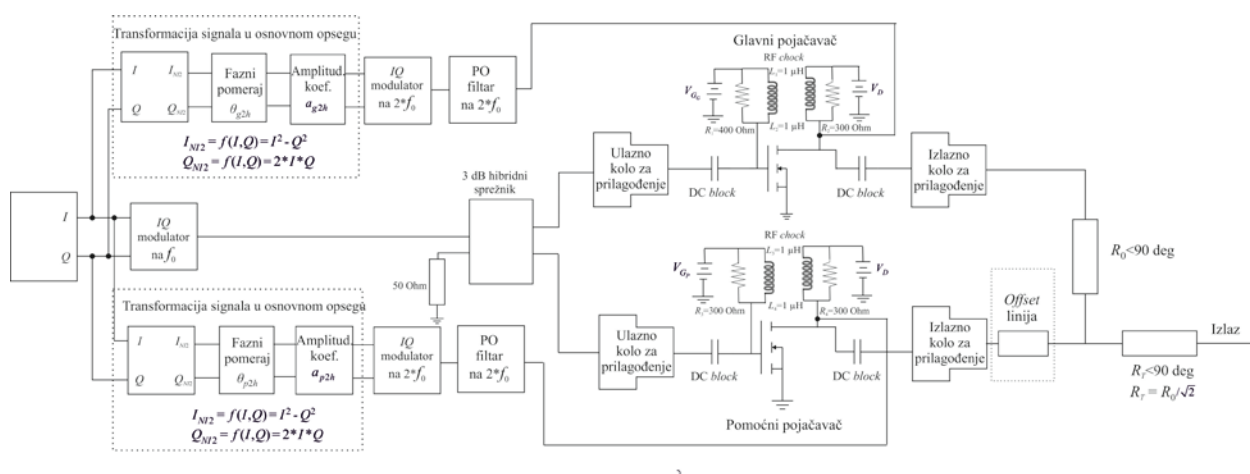


Slika 5.28 ACPR WCDMA signala sa i bez primene digitalnog standardnog linearizacionog pristupa: a) na ± 4 MHz pomeraja od nosioca i b) na ± 8 MHz pomeraja od nosioca

5.2.2 Linearizacija DPA pomoću NI2 signala modifikovanim pristupom

Digitalni linearizacioni pristup koji koristi modifikovane signale u osnovnom opsegu koji modulišu $2h$ osnovnog signala (NI2 signale) opisan u sekciji §3.2.4.2 primenjen je na isti model DPA iz sekcije §5.1.4. uz određenu modifikaciju. Na Slici 5.29 dat je šematski prikaz linerizacije DPA na kome se može videti kako se formiraju željeni signali oblika $I_{NI2} = I^2 - Q^2$ i $Q_{NI2} = 2IQ$, zatim se podešavaju po amplitudi $a_{\{g2h|p2h\}}$ i fazi $\theta_{\{g2h|p2h\}}$ i vode na IQ modulatore centralne frekvencije $2f_0$. Modulisani signali na ovaj način se na kraju dovode istovremeno na drejn glavnog i pomoćnog tranzistora PA u *Doherty* kolu preko idealnih POF čija f_c iznosi 2 GHz. Prefiksi $g2h$ i $p2h$ na Slici 5.29 odnose se na pripremljene signale za ubacivanje na izlaze tranzistora glavnog i pomoćnog PA [65].

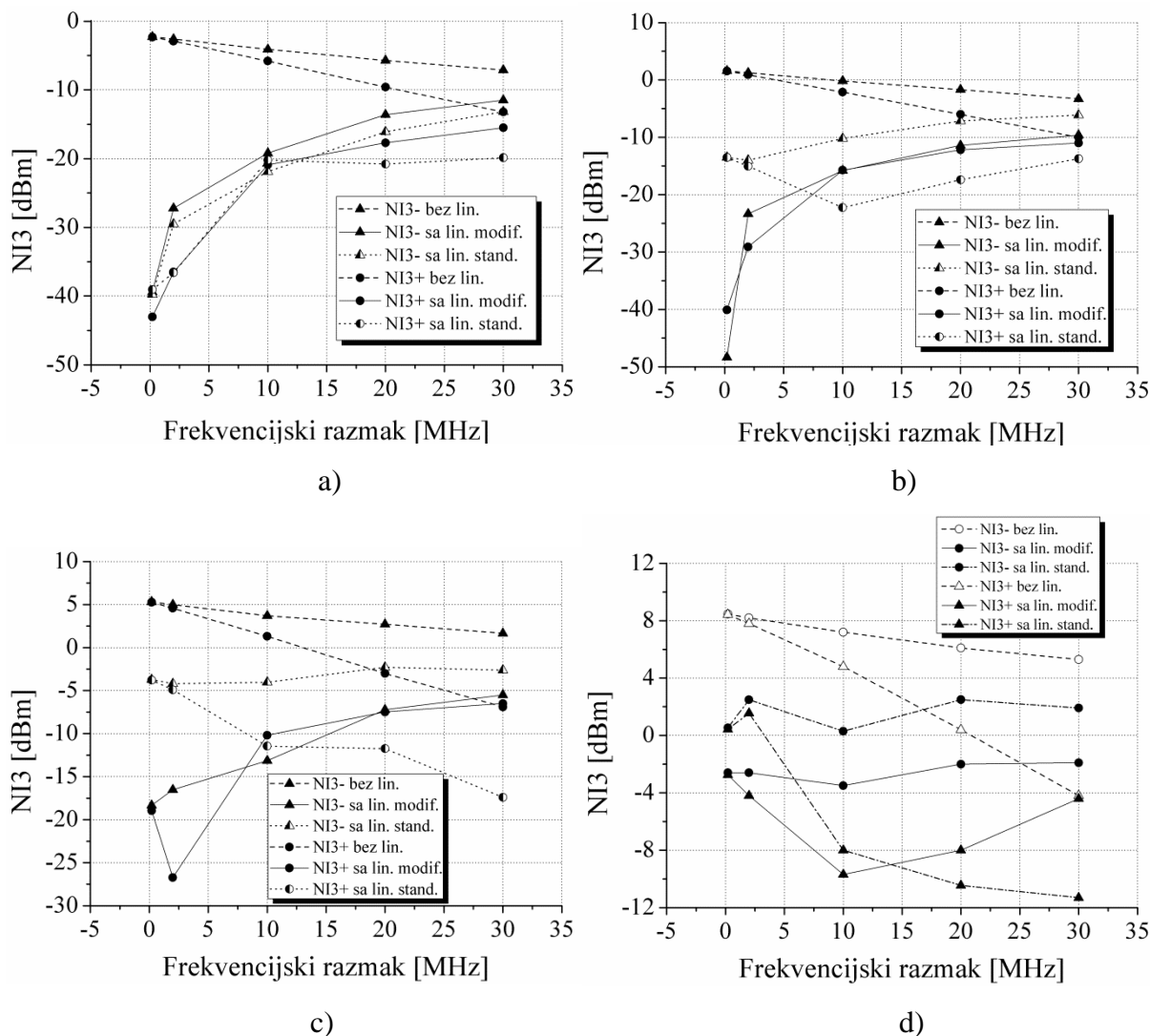
Procena uticaja predloženog modifikovanog linearizacionog pristupa na projektovani DPA izvedena je za QAM, kao i za OFDM i WCDMA signale [65]. Predstavljeni rezultati upoređuju NI3 i NI5 proizvode kada se na isti model DPA primenjuju oba digitalna linearizaciona pristupa: 1) standardni i 2) modifikovani pristup. Suštinska razlika između standardnog i modifikovanog linearizacionog pristupa je u načinu primene moduliranih signala. Kod standardnog pristupa se modulirani signali istovremeno ubacuju na ulaz i izlaz tranzistora glavnog pojačavača u *Doherty* kolu, dok se kod modifikovanog pristupa modulirani signali istovremeno dovode na izlaze glavnog i pomoćnog tranzistora pojačavača u *Doherty* topologiji.



Slika 5.29 Šematski prikaz DPA sa primenom modifikovanog digitalnog linearizacionog pristupa koji koristi NI2 signale

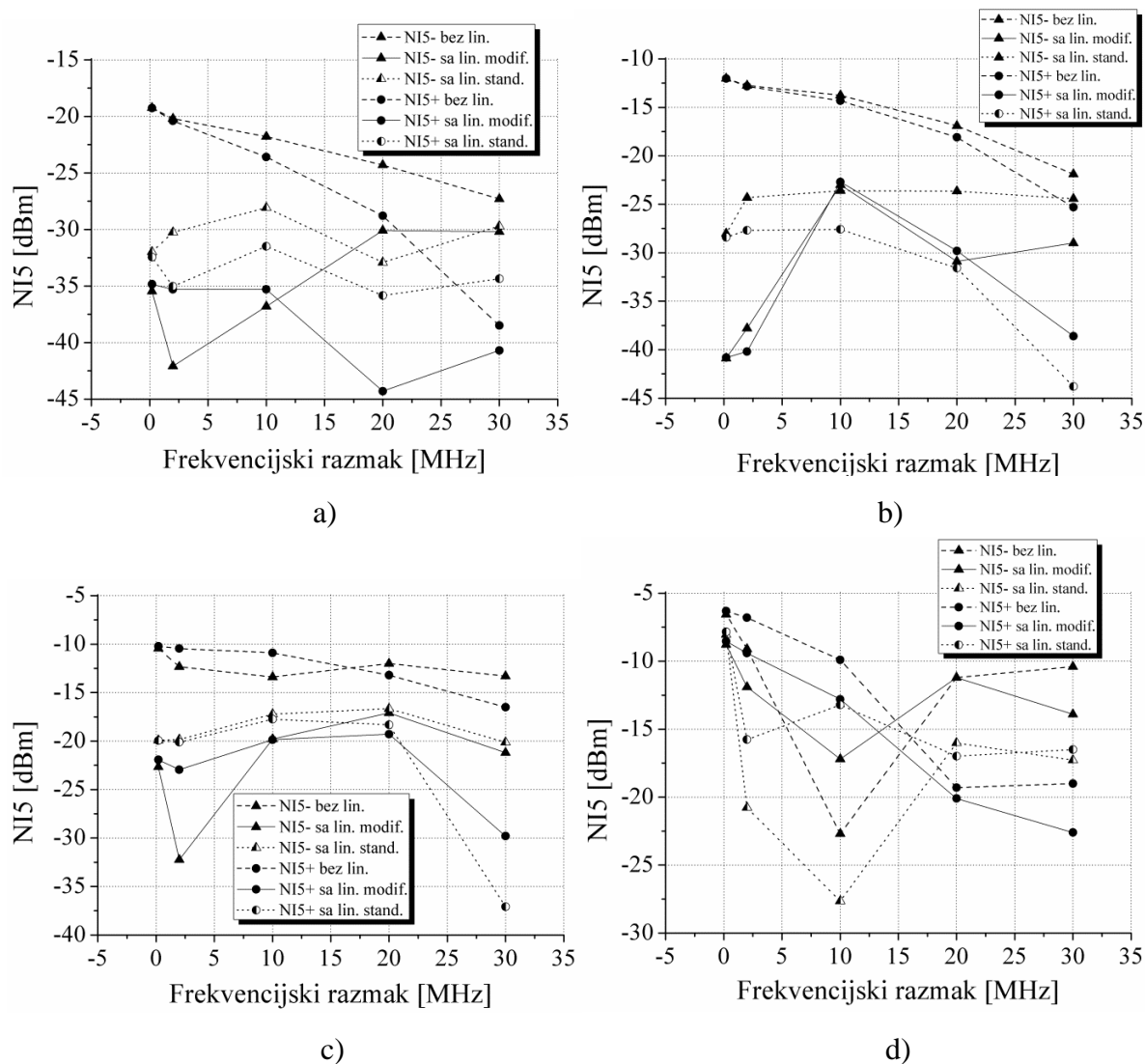
Uticaj linearizacionih pristupa testiran je za QAM signal centriran na 0.95 GHz sa razmakom između komponenti (Δf) od 0.2 MHz do 30 MHz za različite nivoe *Pul*, od 7 dBm do 13 dBm sa korakom od 2 dB [65].

Slike 5.30 i 5.31 predstavljaju poređenje NI3 i NI5 proizvoda, respektivno, za slučaj primene standardnog i modifikovanog linearizacionog pristupa na DPA. Rezultati pokazuju da je nivo potiskivanja NI3 proizvoda skoro konstantan i visok za oba razmatrana pristupa u slučaju manjih snaga do 7 dBm. Potiskivanje NI3 proizvoda postignuto za modifikovani pristup iznosi oko 20 dB za razmak od 5 MHz i spušta se na 1 dB za razmak od 25 MHz. NI3 proizvodi smanjuju se za 23 dB za *Pul* 9 dBm i razmak od 2 MHz kada se primenjuje modifikovani digitalni pristup, dok se standardnim pristupom postiže poboljšanje za oko 14 dB za iste uslove.



Slika 5.30 NI3 proizvodi sa i bez primene standardnog i modifikovanog digitalnog linearizacionog pristupa za $Pul =$: a) 7 dBm; b) 9 dBm; c) 11 dBm i d) 13 dBm

Sa povećanjem Pul opada stepen redukcije NI3 proizvoda. Ipak, veće potiskivanje NI3 proizvoda i dalje se može zapaziti kada se primenjuje modifikovani digitalni pristup u poređenju sa standardnim, tako da se za Pul od 13 dBm i 2 MHz razmaka NI3 proizvodi smanjuju za 10 dB primenom modifikovanog pristupa i za 5 dB primenom standardnog pristupa. Pored toga, iako se nivo supresije smanjuje sa povećanjem Δf (od 10 MHz do 30 MHz), modifikovani digitalni pristup postiže nekoliko decibela (oko 5 dB) bolje rezultate od standardnog pristupa za analizirane nivoe snage, osim za 7 dBm. Opšte zapažanje je, da se primenom modifikovanog digitalnog linearizacionog pristupa postiže simetričnije potiskivanje NI3 proizvoda.

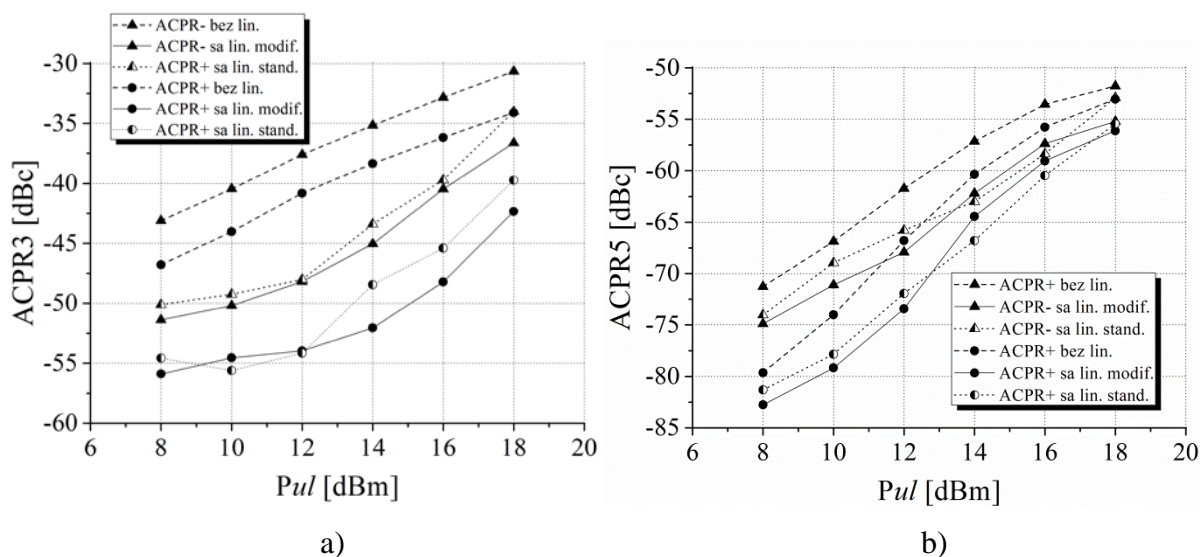


Slika 5.31 NI5 proizvodi sa i bez primene standardnog i modifikovanog digitalnog linearizacionog pristupa za $Pul =$: a) 7 dBm; b) 9 dBm; c) 11 dBm i d) 13 dBm

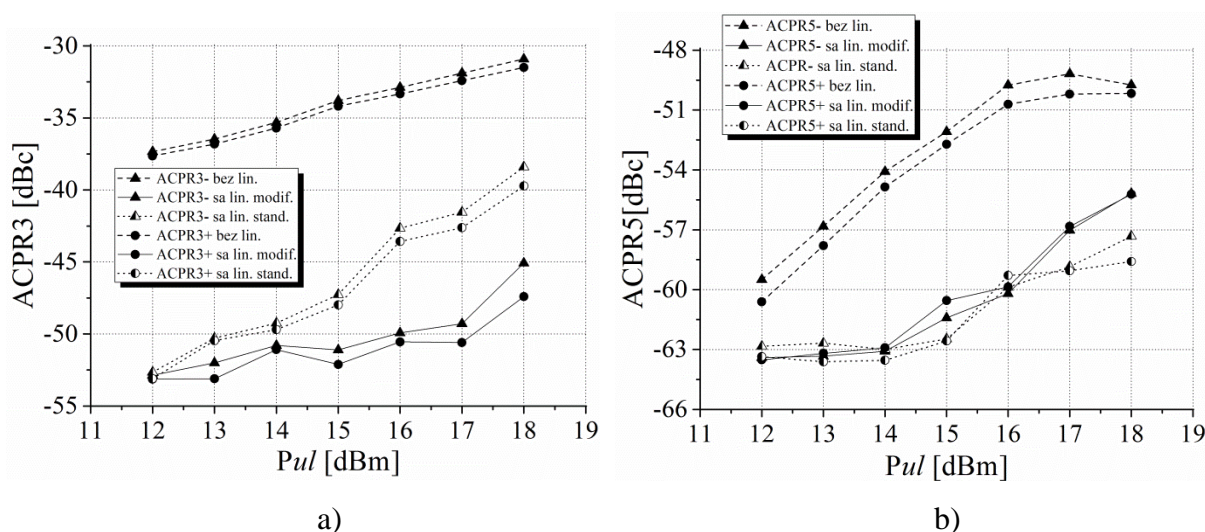
Kada se razmatra uticaj ova dva digitalna linearizaciona pristupa na NI5 proizvode, može se izvesti sličan zaključak kao i kod NI3 proizvoda. Takođe, postižu se zadovoljavajući rezultati u pogledu redukcije NI5 proizvoda jer se oni zadržavaju na nivoima ispod linearizovanih NI3 proizvoda.

Projektovani DPA takođe je testiran za OFDM signal centriran na 0.95 GHz i širine spektra 17 MHz u funkciji Pul [102]. Dobijeni rezultati ACPR parametra u opsegu Pul od 8 dBm do 18 dBm za nelinearizovani i linearizovani DPA prikazani su na Slici 5.32. ACPR parametar, u opsegu dominantnih NI3 proizvoda na ± 16 MHz pomeraja od nosioca (Slika 5.32a), poboljšan je za oko 5 dB do 10 dB za razmatrane nivoe Pul primenom standardnog pristupa linearizacije. Kada se koristi modifikovani pristup linearizacije, za iste

uslove, ACPR parametar pokazuje bolje poboljšanje od nekoliko decibela za veće nivoe snaga. U opsegu dominantnih NI5 proizvoda na ± 30 MHz pomeraja od nosioca (Slika 5.32b), primenom oba pristupa postiže se slično nezatno poboljšanje ACPR-a za maksimalnih 7 dB.



Slika 5.32 ACPR OFDM signala sa i bez primene standardnog i modifikovanog digitalnog linearizacionog pristupa: a) za ± 16 MHz pomeraja od nosioca
i b) za ± 30 MHz pomeraja od nosioca



Slika 5.33 ACPR WCDMA signala sa i bez primene standardnog i modifikovanog digitalnog linearizacionog pristupa: a) na ± 4 MHz pomeraja od nosioca
i b) na ± 8 MHz pomeraja od nosioca

Projektovani DPA takođe je testiran i za WCDMA signal centriran na 0.95 GHz i širine spektra 3.84 MHz u opsegu P_{ul} od 12 dBm do 18 dBm [65]. Vrednosti ACPR parametra sa i bez primene linearizacije u funkciji P_{ul} osnovnog signala, prikazani su na

Slici 5.33. ACPR parametar, u opsegu dominantnih NI3 proizvoda na ± 4 MHz pomeraja od nosioca (Slika 5.33a), poboljšan je za oko 14 dB za P_{ul} do 15 dBm i oko 10 dB za više nivoje posmatrane snage kada se primenjuje standardni pristup linearizacije, dok se sa primenom modifikovanog pristupa ove vrednosti znatno povećavaju i iznose 18 dB za P_{ul} do 17 dBm i 15 dB za P_{ul} od 18 dBm. U opsegu dominantnih NI5 proizvoda na ± 8 MHz pomeraja od nosioca (Slika 5.33b), kada se primenjuje standardni pristup, ACPR je poboljšan za 3 dB do 8 dB za razmatrani opseg snaga dok se sa primenom modifikovanog pristupa ove vrednosti kreću od 3 dB za 12 dBm P_{ul} do 5 dB za 18 dBm P_{ul} .

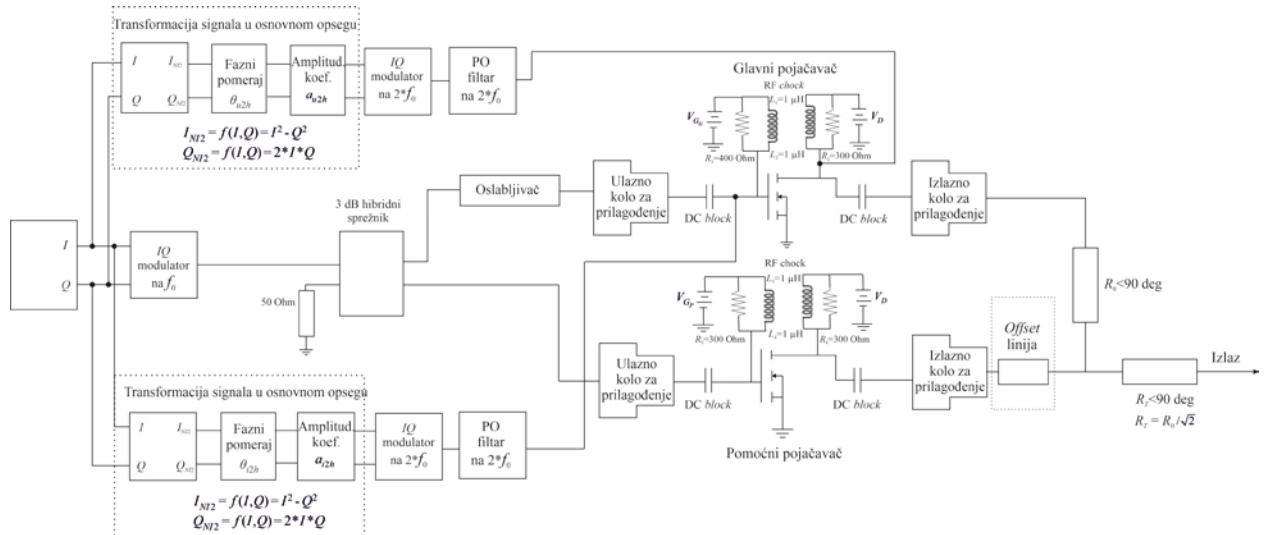
5.3 EKSPERIMENTALNA IMPLEMENTACIJA DIGITALNOG LINEARIZACIONOG PRISTUPA

Da bi se eksperimentalno validirala analiza digitalnog linearizacionog postupka koji je do sada kroz simulacije uspešno primenjivan na različite projektovane jednostepene i dvostepene PA konfiguracije, izvršena je primena pristupa koji koristi NI2 signale koji modulišu $2h$ nosioc na realizovani asimetrični model DPA.

Standardni digitalni linearizacioni pristup koji koristi modifikovane signale u osnovnom opsegu koji modulišu $2h$ osnovnog signala (NI2 signali) opisan u sekciji §3.2.4.2 primenjen je na dvostepeni asimetrični DPA projektovan u standardnoj konfiguraciji [108, 109] sa dva četvrttalasna transformatora impedanse čije su karakteristične impedanse $R_0 = 50 \Omega$ i $R_t = R_0 \sqrt{2} \Omega$ na izlazu DPA. Faznu razliku od 90° koja nastaje zbog četvrttalasnog transformatora impedanse od 50Ω na izlazu kompenzuje 3 dB-ski hibridni kvadraturni sprežnik na ulazu DPA. Glavnu razliku između simetričnog i asimetričnog *Doherty* kola predstavlja upotreba oslabljivača koji se postavlja ispred glavnog PA u DPA konfiguraciji.

Na Slici 5.34 dat je šematski prikaz linerizacionog pristupa primenjenog na asimetrični DPA na kome se može videti kako se formiraju željeni signali oblika $I_{NI2} = I^2 - Q^2$ i $Q_{NI2} = 2IQ$, koji se zatim se podešavaju po amplitudi $a_{\{u2h|i2h\}}$ i fazi $\theta_{\{u2h|i2h\}}$ i vode na IQ modulatore centralne frekvencije $2f_0$. Modulirani signali na ovaj način se na kraju dovode na drejn i gejst glavnog tranzistora PA u *Doherty* kolu preko idealnih POF čija je $f_0 = f_c$. Prefiksi $u2h$ i $i2h$ odnose se na pripremljene signale za ubacivanje na ulaz i/ili izlaz tranzistora glavnog PA.

Procena uticaja predloženog standardnog digitalnog linearizacionog pristupa na realizovani asimetrični DPA izvedena je za QAM signal i razmatrani su rezultati za tri načina dovođenja NI2 signala: 1) NI2 signali se dovode samo na ulaz glavnog PA, 2) NI2 signali se dovode samo na izlaz glavnog PA i 3) NI2 signali se istovremeno dovode na ulaz i izlaz glavnog PA u *Doherty* kolu.

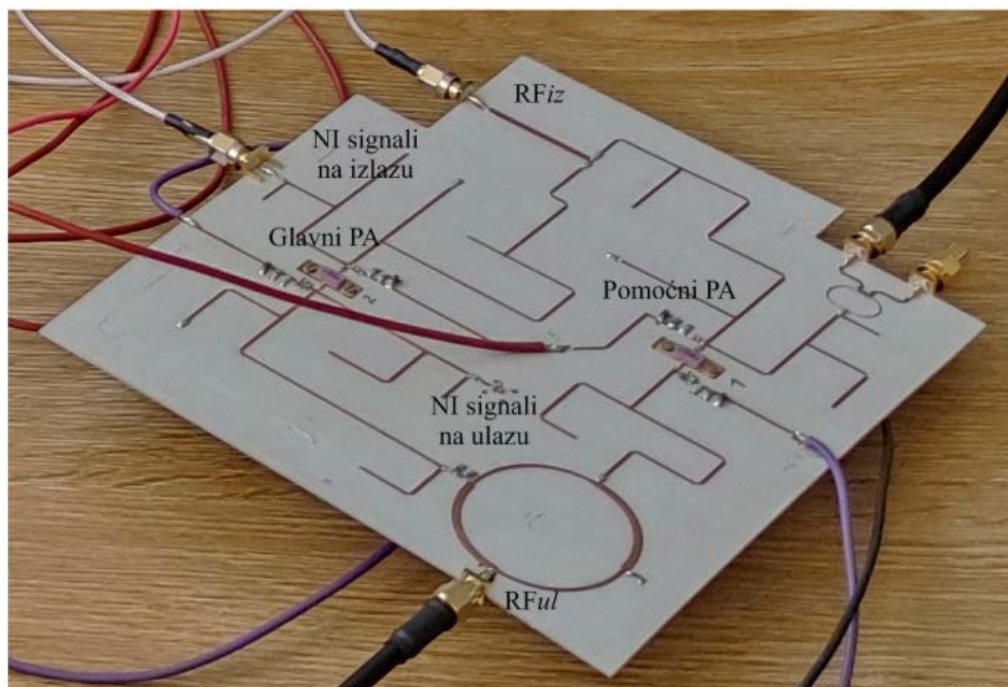


Slika 5.34 Šematski prikaz asimetričnog DPA sa primenom standardnog digitalnog linearizacionog pristupa koji koristi NI2 signale

5.3.1 ADPA model

Glavni i pomoćni PA u asimetričnom DPA kolu dizajnirani su korišćenjem AP602A-2 GaAs MESFET-a. Asimetričnost u kolu obezbeđena je tako što je ispred glavnog PA postavljen P_i oslabljivač koji je realizovan pomoću otpornika iz standardne E24 serije: redna otpornost vrednosti 12Ω i paralelna otpornost od 430Ω [110]. Za projektovanje glavnog i pomoćnog PA korišćen je nelinearni *Statz*-ov model tranzistora i z_s i z_l na $f_0 = 0.9 \text{ GHz}$ dobijene *source/load-pull* analizom, za tranzistor glavnog PA su $z_{sg} = (0.35 + j1.8) \Omega$ i $z_{lg} = (1.062 + j0.576) \Omega$, dok za tranzistor pomoćnog PA one iznose $z_{sp} = (2.028 + j3.516) \Omega$ i $z_{lp} = (1.456 + j2.454) \Omega$, respektivno. Asimetrični DPA realizovan je na Rogers 3010 supstratu debljine 1.28 mm i metalizacionog sloja od $17 \mu\text{m}$. Glavni PA radi u klasi AB ($V_D = 5 \text{ V}$, $V_{GG} = -3 \text{ V}$), pomoćni u klasi C ($V_D = 5 \text{ V}$, $V_{GP} = -5 \text{ V}$) i merenja izvršena na realizovanom asimetričnom DPA daju maksimalno pojačanje od 9 dB ,

maksimalnu P_{iz} od 18 dBm i 1 dB-sku tačku kompresije na 15 dBm P_{iz} . Izgled realizovane asimetrične Doherty strukture dat je na Slici 5.35.



Slika 5.35 Realizovani dvostepeni asimetrični DPA

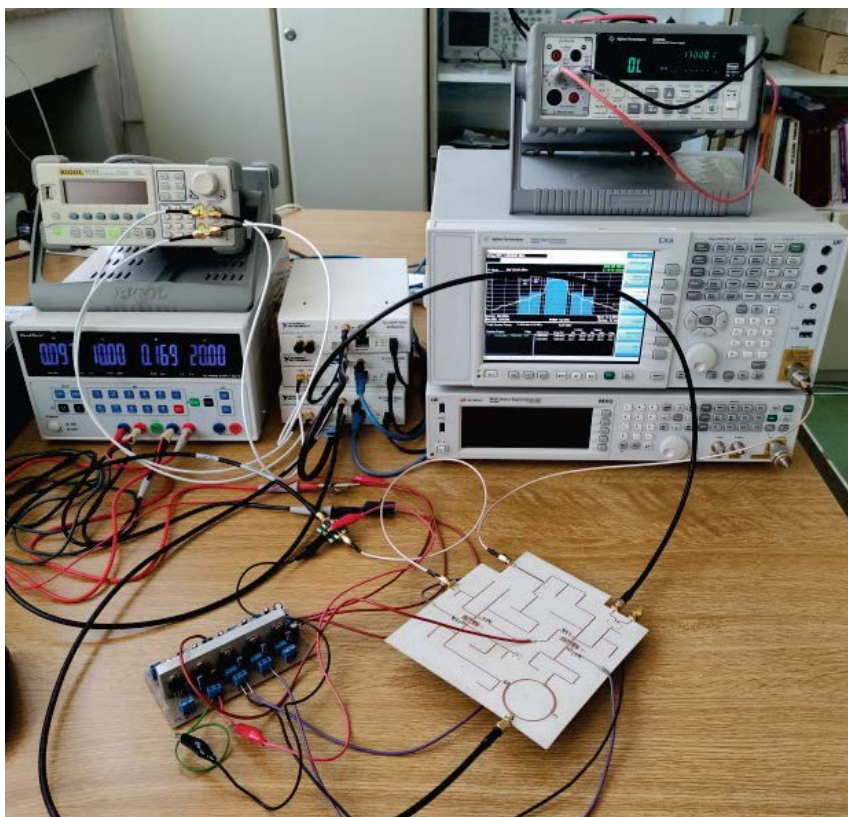
5.3.2 Eksperimentalni rezultati

Eksperimentalna implementacija digitalnog linearizacionog pristupa izvršena je na fabrikovanom dvostepenom ADPA korišćenjem platforma za softverski radio (*Software Defined Radio Platforms* – SDR platforma) [66].

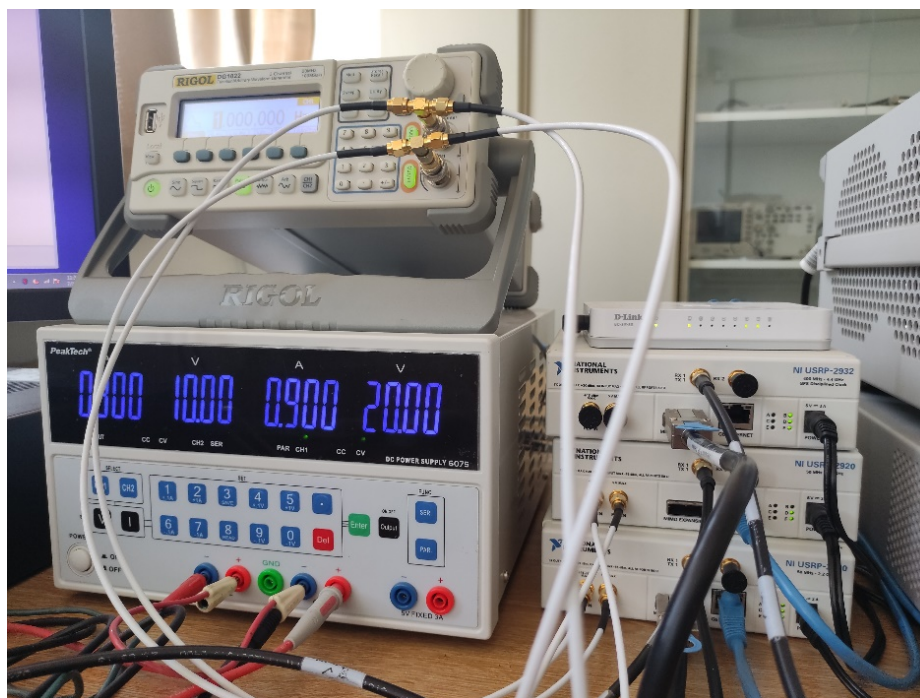
Na Slici 5.36 prikazana je postavka merne opreme korišćene za validaciju digitalnog linearizacionog pristupa koji koristi NI2 signale njegovom primenom na realizovani asimetrični dvostepeni Doherty PA. Sva merenja izvršena su u okviru laboratorije za mikrotalasnu tehniku i bežične komunikacije na Elektronskom fakultetu, Univerziteta u Nišu.

Merenja su izvršena za 64QAM signal na ulazu, noseće frekvencije od 900 MHz, propusnog opsega od 2 MHz i PAPR parametra od 3.7 dB. Korisni signal i NI signali generisani su korišćenjem NI USRP platforme 292x [113] (Slika 5.37). USRP platforme programirane su u softveru *LabVIEW* (*Laboratory Virtual Instrument Engineering Workbench*) [114] tako da generišu korisni 64QAM signal, NI2 signale za potrebe primene linearizacionog pristupa i vrše kontrolu parametara linearizacije - faze i amplitude NI2

signala. Jedinствен izazov tokom implementacije mernog sistema bila je sinhronizacija NI USRP uređaja.

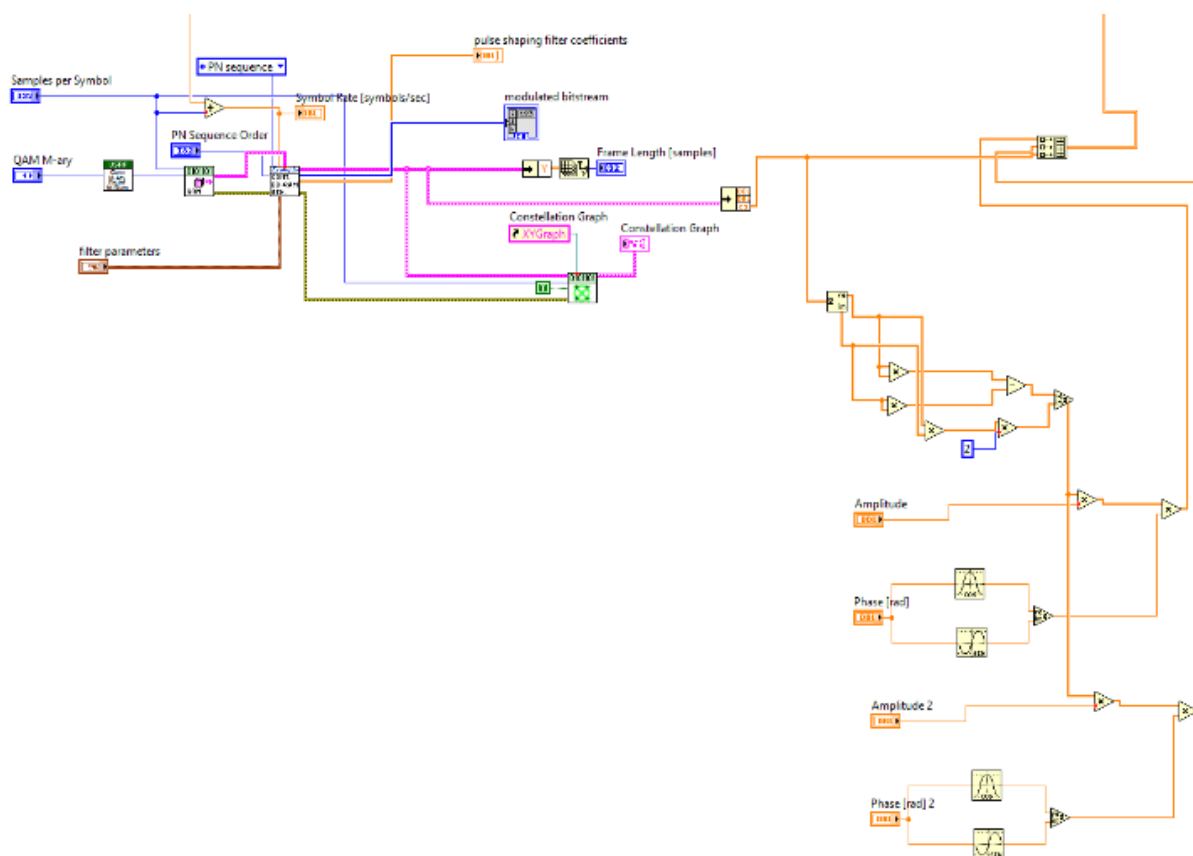


Slika 5.36 Izgled merne opreme [107],[108]

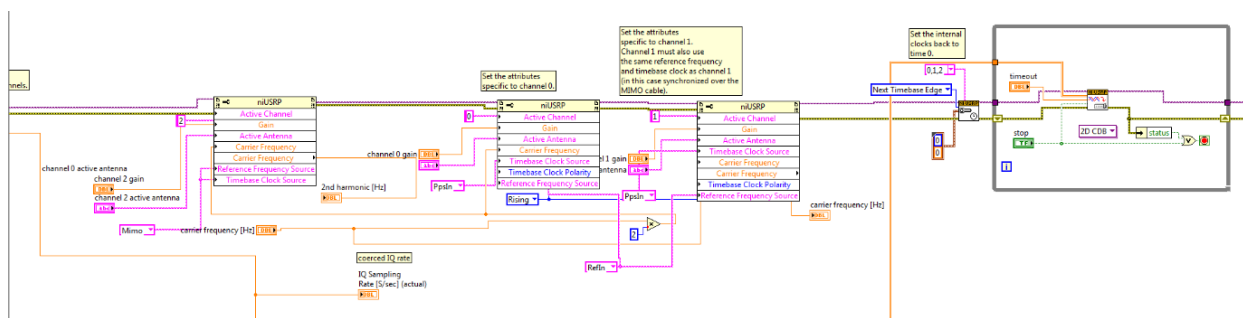


Slika 5.37 Detalji NI USRP sinhronizacije

U skladu sa preporukama proizvođača, sinhronizacija NI USRP uređaja je obavljena kombinacijom MIMO kabla (koji je korišćen za sinhronizaciju dva od tri USRP uređaja – korišćenjem MIMO EKSPANSION ulaza), dok je treći uređaj sinhronizovan sa prethodna dva uređaja preko eksternog referentnog 10 MHz i 1 PPS signala. Kao generator ovih signala korišćen je dvokanalni generator funkcije proizvoljnog talasnog oblika (RIGOL DG1022), pri čemu su izlazi iz generatora funkcija raspoređeni na odgovarajuće ulaze NI USRP uređaja (REF IN i PPS IN). Na Slici 5.38 prikazan je deo mernog sistema gde se može videti kako su NI USRP uređaji sinhronizovani, dok je na Slici 5.39 prikazan blok dijagram *LabVIEW* koji prikazuje detalje kako je sinhronizacija realizovana. Merenje je izvedeno za dva različita nivoa P_{iz} : 11 dBm i 12.5 dBm. Izlazni spektri sa i bez linearizacije za 64QAM signal širine spektra od 2 MHz za tri načina dovođenja NI2 signala predstavljani su na Slici 5.40: 1. NI2 signali vođeni samo na ulaz tranzistora glavnog PA, 2. NI2 signali vođeni samo na izlaz tranzistora glavnog PA i 3. NI2 signali vođeni istovremeno na ulaz i izlaz glavnog PA [66].



Slika 5.38 Blok dijagram implementiranog interfejsa



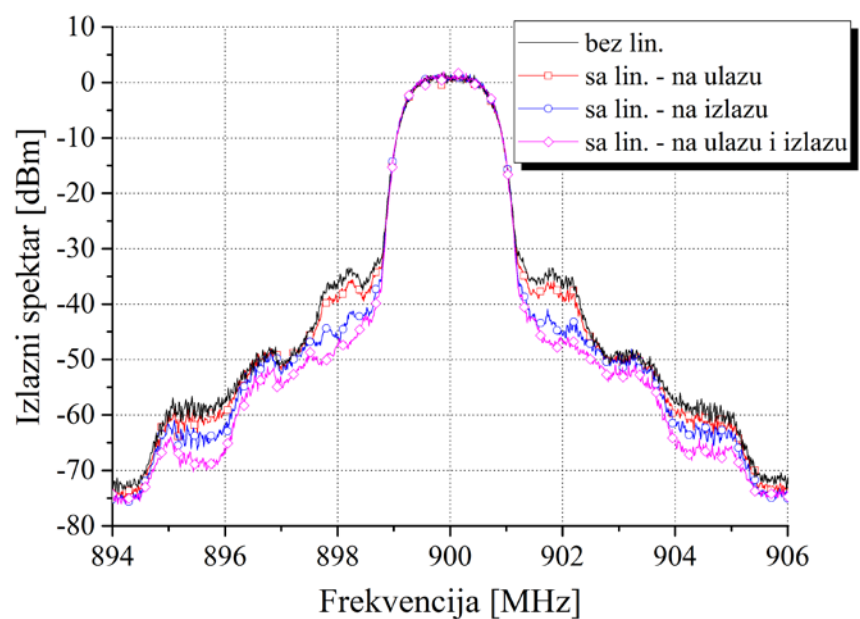
Slika 5.39 Blok dijagram sa detaljima sinhronizacije

Izmerene vrednosti ACPR parametra za opseg frekvencija od 2 MHz za P_{iz} korisnog signala od 11 dBm i 12.5 dBm, sa i bez linearizacije za razmatrana tri slučaja primene NI2 signala predstavljene su u Tabeli 5.1 [66]. ACPR se posmatra na pomeraju od ± 2 MHz od nosioca gde su NI3 izobličenja dominantna, i na pomeraju od ± 4 MHz, gde se NI5 izobličenja mogu smatrati dominantnim.

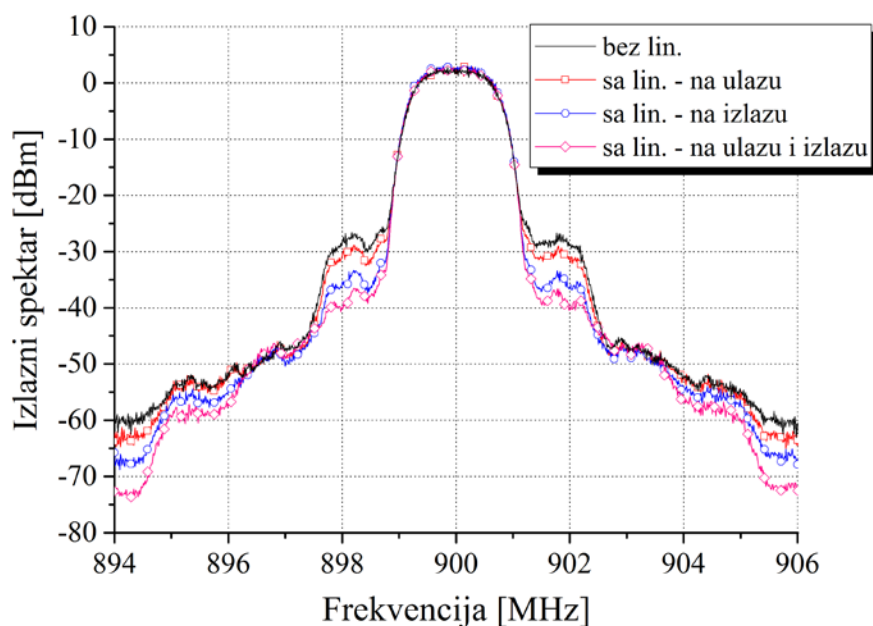
Može se primetiti da je maksimalno poboljšanje ACPR-a za NI3 proizvode postignuto u trećem slučaju kada se NI2 signali istovremeno dovode na ulaz i izlaz tranzistora glavnog PA i iznosi 11 dB za razmatrane nivoe P_{iz} . Kada su u pitanju NI5 proizvodi, najbolje poboljšanje ACPR-a je oko 7 dB i 4 dB, dobijeno takođe u trećem slučaju za istovremeno dovođenje NI2 signala na ulaz i izlaz glavnog PA za 11 dBm i 12.5 dBm P_{iz} , respektivno.

Mereni rezultati linearizacije postignuti digitalnim postupkom razmatrani u ovoj sekciji upoređuju se sa rezultatima dobijenim u [110], gde je nad istim ADPA modelom linearizacija ostvarena analognim postupkom. Analogni postupak koristi NI2 signale, formira ih i oblikuje njihove faze i amplitude u analognom RF domenu kroz grane dodatnog NI kola. Dobijeni rezultati digitalnim linearizacionim postupkom se ne mogu direktno porediti sa rezultatima dobijenim analognim postupkom jer su merenja vršena pod malo drugačijim uslovima. U ovoj sekciji su merenja izvedena za 64QAM signal opsega 2 MHz usled ograničenja raspoložive opreme, dok je u [110] širina opsega QAM signala 3 MHz i više. Ipak, treba napomenuti da su rezultati dobijeni u ovoj sekciji korišćenjem DSP signala u osnovnom opsegu bolji od rezultata dobijenih analognim pristupom linearizacije, gde je u slučaju 64QAM signala širine 3 MHz i 11 dBm P_{iz} , ACPR za dominantna NI3 izobličenja poboljšan za 8 dB, dok je poboljšanje od 6 dB ostvareno pri istim uslovima za 12.5 dBm P_{iz} . Pored toga, analogni linearizacioni pristup zahteva komplikovanije hardversko rešenje NI kola za generisanje i obradu NI2 signala. Drugo zapažanje je da linearizacija dvostepenog DPA u analognom domenu koristi NI signale ekstrahovane na izlazu pomoćnog PA, čime se

zahteva specifičan dizajn DPA. U slučaju digitalnog linearizacionog pristupa, NI signali se generišu i prilagođavaju se optimalno njihove faze i amplitude u osnovnom opsegu korišćenjem USRP rešenja, nezavisno od topologije PA.



a)



b)

Slika 5.40 Mereni spektar nelinearizovanog i linearizovanog asimetričnog DPA za 64QAM signal za nivoe P_{iz} =: a) 11 dBm i b) 12.5 dBm

Tabela 5.1 ACPR parametar za 64QAM signal za 11 dBm i 12.5 dBm P_{iz} za 2 MHz opsega posmatran na ± 2 MHz i ± 4 MHz pomeraja od nosioca

P_{iz} [dBm]	11				12.5			
	bez lin.	NI2-ul.	NI2-izl.	NI2-ul.izl.	bez lin.	NI2-ul.	NI2-izl.	NI2-ul.izl.
ACPR3- [dBc]	-38.46	-40.75	-47.58	-49.86	-31.78	-34.43	-39.84	-43.21
ACPR3+ [dBc]	-38.12	-40.49	-47.19	-48.94	-31.99	-34.63	-40.00	-43.01
ACPR5- [dBc]	-59.40	-60.91	-64.1	-68.21	-54.94	-55.73	-58.63	-60.30
ACPR5+ [dBc]	-59.55	-60.94	-63.41	-66.73	-55.50	-56.11	-58.11	-59.64

6. PROJEKTOVANJE I LINEARIZACIJA PA ZA RAD U DVA FREKVENCIJSKA OPSEGA

Brz razvoj savremenih bežičnih komunikacionih sistema nameće upotrebu novih generacija komunikacionih tehnologija koje zahtevaju primenu nekoliko različitih komunikacionih standarda koji se odnose na rad elektronske opreme u više frekvencijskih opsega istovremeno. To povećava potrebu za razvojem predajnika i prijemnika koji mogu obrađivati različite vrste signala na različitim frekvencijama, istovremeno ispunjavajući zahteve u pogledu kvaliteta signala i efikasnosti. Opšte je poznato da je RF PA jedan od najkritičnijih elemenata u radio predajnicima jer njegove performanse značajno utiču na ukupne karakteristike sistema u pogledu širine propusnog opsega, P_{iz} i efikasnosti. Zbog toga je PA ključna komponenta u višekanalnim rešenjima koji podležu i različitim standardima, a razvoj PA koji može raditi u više opsega postao je zanimljiva tema istraživanja u oblasti bežičnih mikrotalasnih sistema. U literaturi postoji nekoliko rešenja višekanalnih PA [115-117].

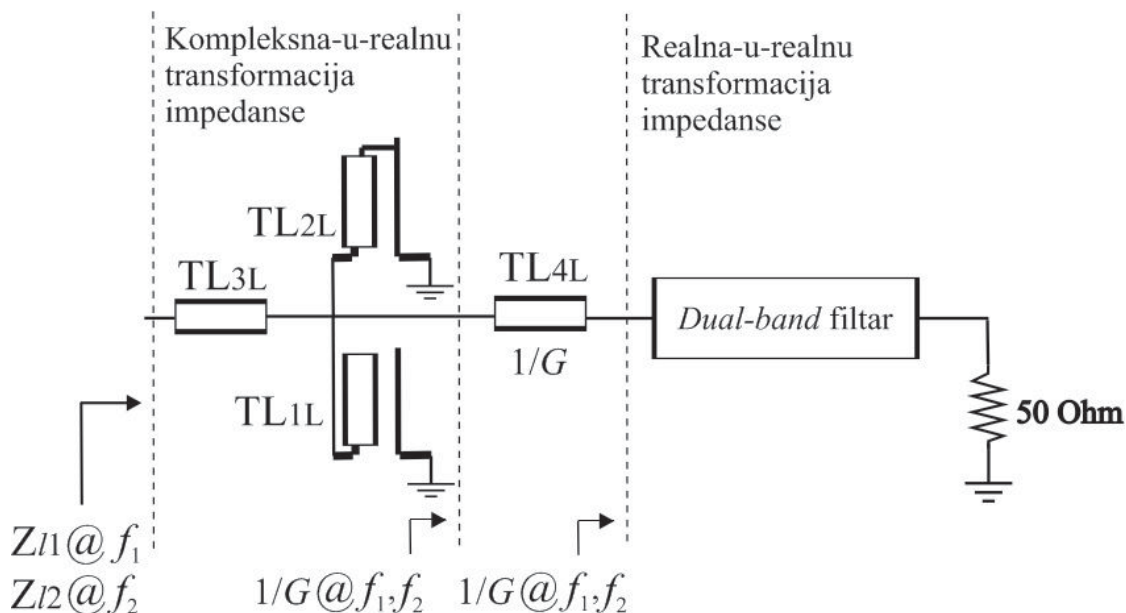
Istraživanje u ovom poglavlju usmereno je na projektovanje dvokanalnog PA (*dual-band* – DB PA) koji može raditi u dva frekvencijska opsega istovremeno postižući zadovoljavajuću efikasnost i linearnost. Postupak projektovanja zasniva se na

source/load-pull ADS tehnici [48] sa ciljem da se postigne visoka efikasnost na dve različite frekvencije. Za postizanje zadovoljavajućeg nivoa linearnosti na projektovani DB PA biće primenjena dva linearizaciona postupka predstavljena u sekcijama §3.2.3 i §3.2.4.2, najpre analogni a zatim i digitalni linearizacioni postupak.

6.1 PROJEKTOVANJE PA ZA RAD U DVA FREKVENCIJSKA OPSEGA

ADS simulator korišćen je za projektovanje DB PA čiji je izgled predloženog KP dat na Slici 6.1. Sinteza ulaznih i izlaznih *dual-band* KP zasniva se na *Cree*-ovom modelu tranzistora CGH40025F GaN sa ciljem da pojačavač radi na dve udaljene frekvencije, $f_1 = 2.1$ GHz i $f_2 = 5$ GHz [67].

Dual-band prilagođenje ostvareno je kroz dve glavne faze transformacije impedanse: A. kompleksna-u-realnu i B. realna-u-realnu [118-120]. Svaka od ovih faza sastoji se od nekoliko koraka koji će biti detaljno objašnjeni kroz sledeće odeljke. Dodatna TL (Slika 6.1) umetnuta je između ova dva transformaciona bloka i služi za podešavanje impedansi 2. i 3. harmonika, pri čemu ne utiče na promene impedansi na osnovnim frekvencijama.



Slika 6.1 Topologija predloženog kola za prilagođenje DB pojačavača

6.1.1 Kompleksna-u-realnu transformacija impedanse

Prvi korak u ovoj fazi je određivanje dve optimalne impedanse koje tranzistor vidi prema izvoru ili opterećenju na dve željene frekvencije, 2.1 GHz i 5 GHz. Ove impedanse su izabrane tako da se nalaze blizu istih krugova konstantne konduktanse G , u *Smith*-ovom dijagramu, kako bi se olakšala transformacija kompleksne u realnu vrednost. Vrednost konduktanse G utiče na ukupan propusni opseg projektovanog KP. Izbor G vrednosti je određen tako da celim propusnim opsegom dominira realna-u-realnu transformacija impedanse.

Normalizovane impedanse izvora (z_s) i potrošača (z_l) dobijene *source/load-pull* analizom na frekvenciji 2.1 GHz iznose $z_{sf_1} = (0.124 + j0.096) \Omega$ i $z_{lf_1} = (0.188 + j0.114) \Omega$, respektivno. U slučaju druge frekvencije 5 GHz izabrane impedanse su $z_{sf_2} = (0.174 - j0.086) \Omega$ i $z_{lf_2} = (0.166 - j0.088) \Omega$. DB PA napaja se sa $V_D = 28 \text{ V}$ i $I_{DQ} = 350 \text{ mA}$.

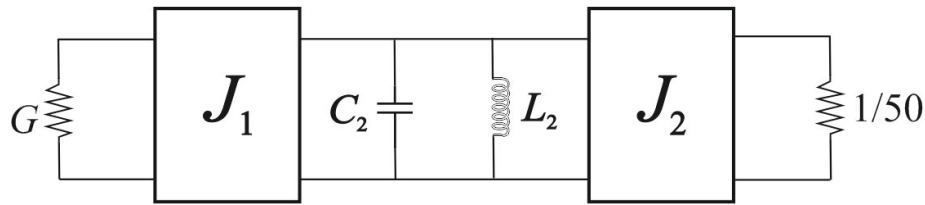
Deo kola *dual-band* PA koji je na Slici 6.1 označen kao kompleksna-u-realnu transformacija impedanse služi za konverziju dve kompleksne impedanse na dve radne frekvencije, 2.1 GHz i 5 GHz, na srednju realnu impedansu vrednosti $R=1/G$ (u slučaju ulaznog KP ove impedanse su Z_{s_1} i Z_{s_2} , dok su kod izlaznog KP u pitanju impedanse Z_{l_1} i Z_{l_2}).

Topologija koja sadrži otvoreni stab (TL_{1L}), kratkospojeni stab (TL_{2L}) i klasičnu TL liniju (TL_{3L}) sa Slike 6.1 je ovde odabrana jer se njome postiže minimalni stepen transformacija uz zadržavanje fleksibilnosti dizajna. Takođe, ova topologija je i relativno jednostavna i kompaktna.

6.1.2 Realna-u-realnu transformacija impedanse

Deo kola PA koji se odnosi na realna-u-realnu transformaciju impedanse projektovan je pomoću *dual-band* teorije filtra kako bi se omogućila transformacija vrednosti R ($1/G$) na 50Ω na dve radne frekvencije, 2.1 GHz i 5 GHz. Prvi korak u projektovanju je modifikacija prototipa NF filtra u *single-band* PO filter čija centralna frekvencija f_0 predstavlja srednju

vrednost dve radne frekvencije f_1 i f_2 ($f_0 = \frac{f_1 + f_2}{2}$). Najpre su izabrane vrednosti elemenata NF filtra prototipa, g_i , iz tabele Čebiševljevog filtra za red $n=1$ [120]. Zatim je izvršena transformacija rednog L_1 elementa u redno LC kolo rezonantne frekvencije f_0 . Nakon toga je redno LC kolo, koje je deo *single-band* PO filtra, transformisano u paralelno LC kolo pomoću dva J invertora admitansi radi boljih mogućnosti za praktičnu realizaciju (Slika 6.2). Vrednosti invertora admitansi izračunate su pomoću jednačina (6.1) i (6.2) dok se ω_0 ($f_0 = \omega_0/2\pi$) i b_2 u jednačinama (6.3) i (6.4) odnose na rezonantnu frekvenciju i susceptansu za L_2 i C_2 elemente u rezonatoru, respektivno.


 Slika 6.2 Prototip *single-band* POF

$$J_1 = \sqrt{\frac{(FBW_s G b_2)}{g_0 g_1}}, \quad (6.1)$$

$$J_2 = \sqrt{\frac{(FBW_s \frac{1}{50} b_2)}{g_1 g_2}}, \quad (6.2)$$

$$b_2 = \omega_0 C_2 = \frac{1}{\omega_0 L_2}, \quad (6.3)$$

$$\omega_0 = 2\pi f_0. \quad (6.4)$$

U sledećem koraku izvršena je transformacija *single-band* PO filtra u konfiguraciji sa elementima sa koncentrisanim parametrima u *dual-band* PO filter sa elementima sa raspodeljenim parametrima centralnih frekvencija f_1 i f_2 [120]. Paralelni rezonator na jednoj frekvenciji sa Slike 6.2 kovertovan je u *dual-band* rezonator koji čine $\lambda/4$ otvoreni stab, koji se ponaša kao redno LC kolo, u paraleli sa $\lambda/4$ kratkospojenim stabom, koji se ponaša kao paralelno LC kolo. Takođe, invertori admitanse konvertovani su u *dual-band* invertore koji se zasnivaju na mreži *Pi* oblika (dva $\lambda/4$ otvorena staba postavljena paralelno sa klasičnom $\lambda/4$

linijom). Vrednosti impedansi i električnih dužina stabova izračunati su na osnovu jednačina (6.5)-(6.8) iz [121]:

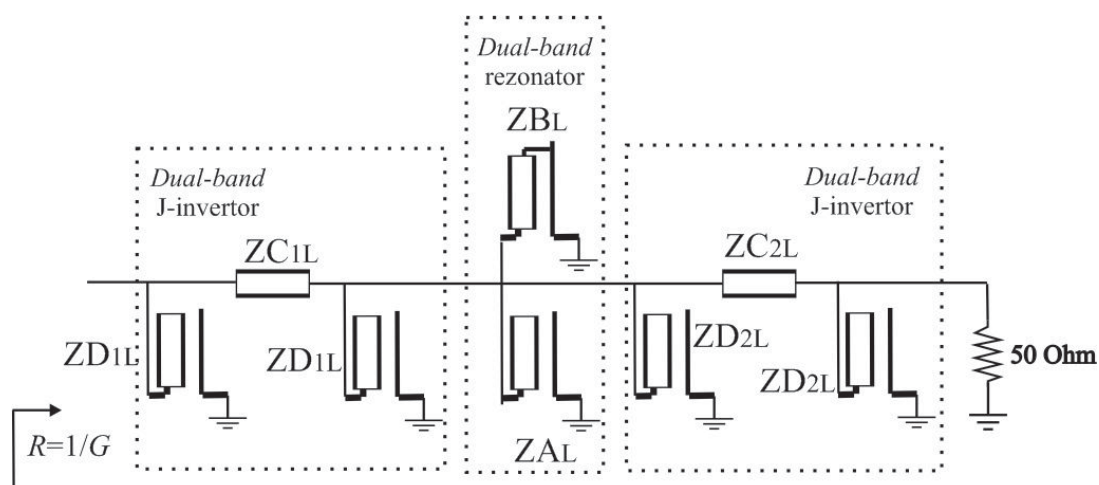
$$Z_A = \frac{1}{4f_0C_2} \operatorname{cosec}^2 \left(\frac{\pi f_2 - f_1}{2 f_2 + f_1} \right), \quad (6.5)$$

$$Z_B = \frac{1}{4f_0C_2} \operatorname{sec}^2 \left(\frac{\pi f_2 - f_1}{2 f_2 + f_1} \right), \quad (6.6)$$

$$Z_C = \frac{1}{J \cos \left(\frac{\pi f_2 - f_1}{2 f_2 + f_1} \right)}, \quad (6.7)$$

$$Z_D = \frac{1}{J \sin \left(\frac{\pi f_2 - f_1}{2 f_2 + f_1} \right) \tan \left(\frac{\pi f_2 - f_1}{2 f_2 + f_1} \right)}. \quad (6.8)$$

Dobijeni *dual-band* filter za izlazno KP sa elementima sa raspodeljenim parametrima ima izgled kao na Slici 6.3.



Slika 6.3 *Dual-band* filter sa elementima sa raspodeljenim parametrima za IKP

6.1.3 *Dual-band* PA model

Prethodno opisane transformacije primenjene su pri projektovanju ulaznog i izlaznog KP kod DB pojačavača [67]. Vrednost srednje konduktanse $G=1/R$ sračunata je da bude $1/10.4$ S za ulaznu i $1/11.6$ S za izlaznu stranu. Za vrednost FBW uzeto je 0.2, dok je za C_2

odabrana vrednost 3.93 nF, za obe strane projektovanih KP. Sračunate vrednosti ostalih neophodnih elemenata na osnovu prethodno datih formula predstavljene su u Tabeli 6.1. Sve dobijene vrednosti impedansi i električnih dužina elemenata koje čine UKP i IKP *dual-band* PA date su u Tabeli 6.2.

Transmisiona linija TL_4 karakteristične impedanse $Z_0 = 1/G$ ubačena je između blokova kompleksna-u-realnu i realna-u-realnu transformacija impedanse i služi za podešavanje impedansi 2. i 3. harmonika odabirom njene odgovarajuće električne dužine.

Tabela 6.1 Vrednosti parametara ulaznog i izlaznog KP

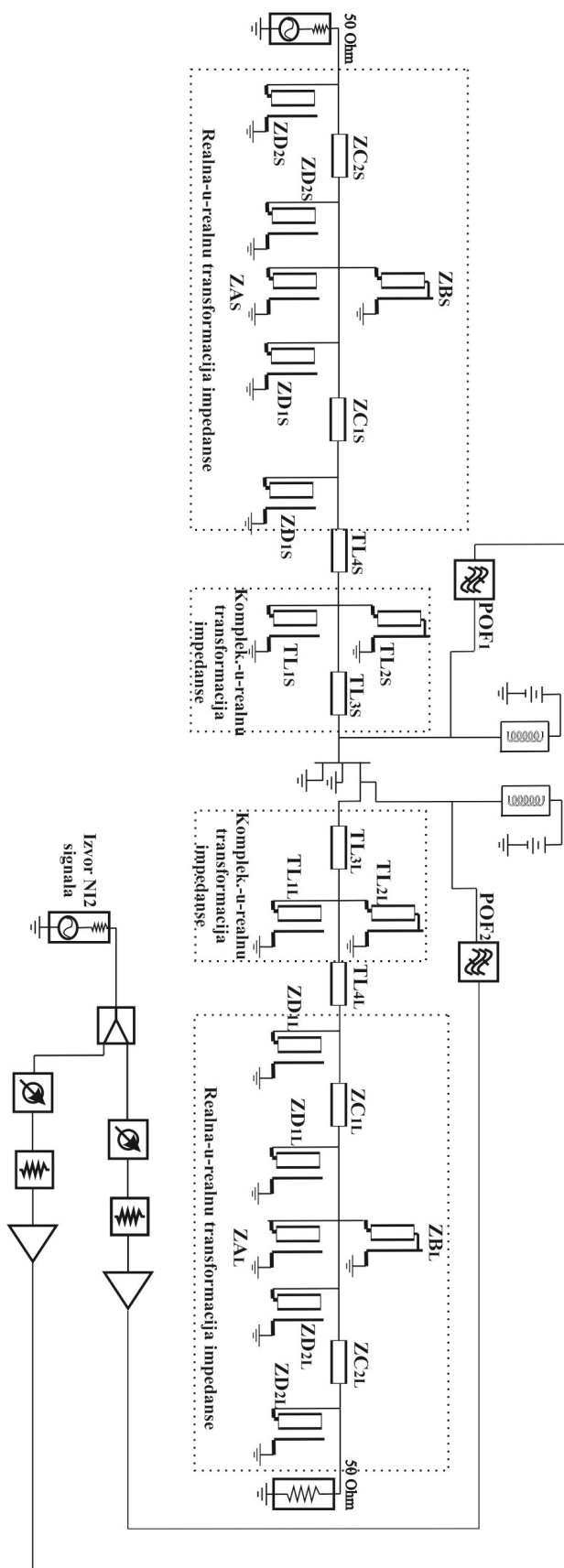
G_s [S]	G_l [S]	J_{1s} [S]	J_{2s} [S]	J_{1l} [S]	J_{2l} [S]
1/10.4	1/11.6	0.1225	0.0558	0.1157	0.0558

Tabela 6.2 Karakteristične impedanse i električne dužine UKP i IKP kod *dual-band* PA

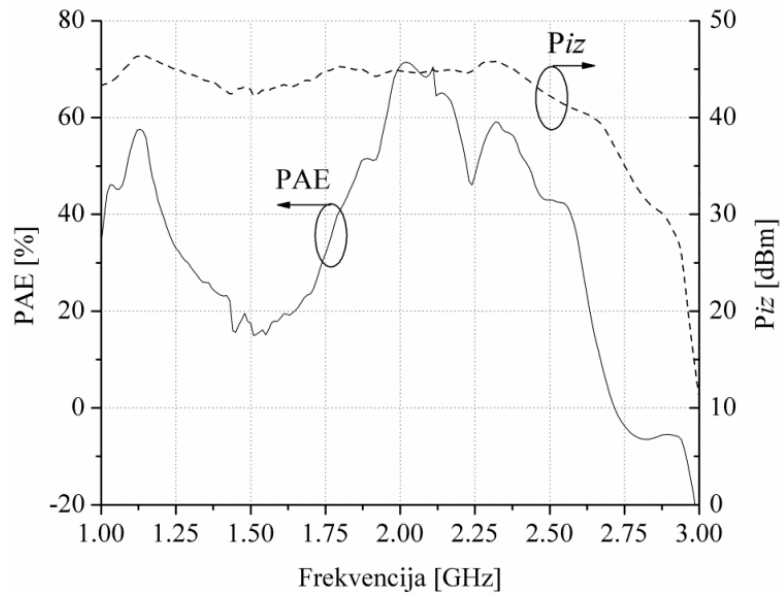
Ulazno kolo	Karakt. impedansa [Ω]	Elektr. dužina [$^\circ$]	Izlazno kolo	Karakt. impedansa [Ω]	Elektr. dužina [$^\circ$]
TL_{1S}	78.12	57.45	TL_{1L}	44.08	48.76
TL_{2S}	54.52	16.69	TL_{2L}	29.45	44.94
TL_{3S}	10	10	TL_{3L}	10	10
TL_{4S}	10.4	20	TL_{4L}	11.6	20
ZA_S	50	90	ZA_L	50.03	90
ZB_S	27.92	90	ZB_L	27.92	90
ZC_{1S}	10.21	90	ZC_{1L}	10.78	90
ZC_{2S}	22.39	90	ZC_{2L}	22.39	90
ZD_{1S}	18.3	90	ZD_{1L}	19.32	90
ZD_{2S}	40.12	90	ZD_{2L}	40.12	90

Konačan izgled kola DB PA zajedno sa NI kolom koje se koristi kod analognog postupka predstavljeno je na Slici 6.4 [67].

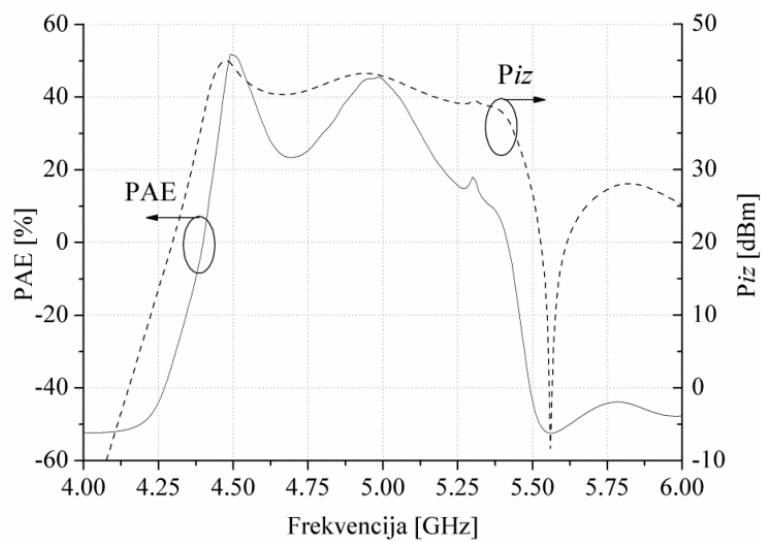
Slike 6.5 i 6.6 prikazuju P_{iz} i PAE projektovanog DB PA u zavisnosti od frekvencije osnovnog signala za oba posmatrana opsega. Simulirani rezultati pokazuju efikasnost od 69.1% na 2.1 GHz i 44.9% na 5 GHz za maksimalnu P_{ul} od 37 dBm [67].



Slika 6.4 Šematski prikaz PA koji radi u dva frekvenzijska opsega sa primenom analognog linearizacionog postupka



Slika 6.5 Piz i PAE za donji opseg



Slika 6.6 Piz i PAE za gornji opseg

6.2 LINEARIZACIJA PA ZA RAD U DVA FREKVENCIJSKA OPSEGA ANALOGNIM POSTUPKOM

U ovoj sekciji izvršena je primena analognog linearizacionog postupka, prethodno opisanog u sekciji §3.2.3, koji koristi NI2 signale 2. reda u cilju linearizacije projektovanog DB PA iz sekcije §6.1 (Slika 6.4).

6.2.1 Primena analognog linearizacionog postupka koji koristi NI2 signale

Primenjeni linearizacioni postupak koristi nelinearne signale 2. reda, NI2 signale, na frekvencijama oko $2h$ osnovnih signala. Za potrebe linearizacionog postupka, NI2 signali su generisani u analognom RF domenu pomoću dodatnog nelinearnog izvora koji stvara NI signale sa proizvoljnim amplitudama i fazama. Ovi signali se zatim podešavaju po amplitudi i fazi u NI kolu i zatim vode na gejt i drejn DB PA tranzistora preko PO filtera koji su okarakterisani centralnom frekvencijom $2h$ osnovnih signala za određeni frekvencijski opseg.

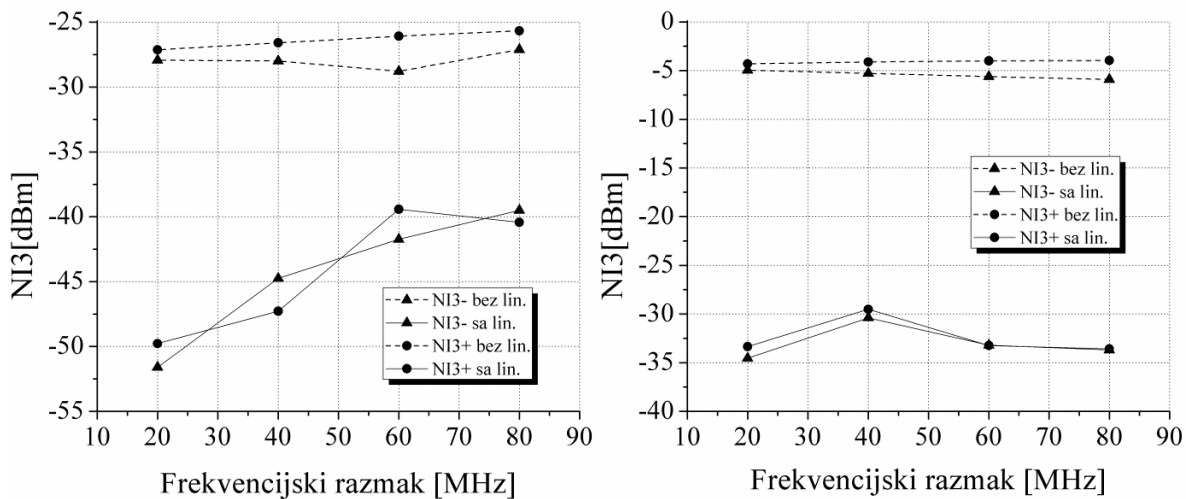
Za potrebe verifikacije analognog linearizacionog postupka, izvršeno je dvotonsko testiranje gde se dva sinusoidna signala dovode istovremeno na ulaz DB PA sa frekvencijskim razmakom (Δf) od 20 MHz do 80 MHz u odnosu na centralne frekvencije 2.1 GHz ili 5 GHz za različite nivoe P_{iz} : 25 dBm, 30 dBm i 35 dBm.

NI3 i NI5 proizvodi za oba posmatrana frekvencijska opsega, 2.1 GHz i 5 GHz, sa i bez primene linearizacije, u funkciji Δf , prikazani su na Slikama 6.7-6.10 za različite nivoe snage osnovnih signala na izlazu pojačavača [67].

Za donji opseg frekvencija, značajno smanjenje NI3 proizvoda postignuto je nakon procesa linearizacije za razmatrani opseg snaga. NI3 proizvodi smanjuju se za 23 dB u slučaju 25 dBm P_{iz} i razmaka od 20 MHz, dok sa porastom Δf njihovo potiskivanje pada na 12 dB za 80 MHz. U slučaju kada je P_{iz} 30 dBm, NI3 proizvodi se smanjuju za oko 25 dB za posmatrane razmake između signala. Za najveću posmatranu snagu od 35 dBm, potiskivanje NI3 proizvoda smanjuje se sa 30 dB za 20 MHz na 19 dB za 80 MHz razmaka.

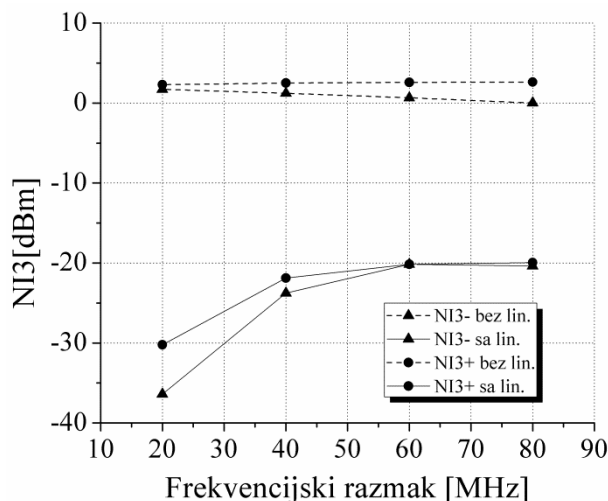
Najveće potiskivanje NI5 proizvoda postiže se za nižu P_{iz} od 25 dBm i iznosi oko 10 dB za skoro sve razmatrane Δf . Takođe, ovaj rezultat se postiže i za 35 dBm P_{iz} i 20 MHz razmaka. Međutim, s porastom razmaka, nivo linearizacije NI5 proizvoda pada na nekoliko decibela. U slučaju kada je P_{iz} 30 dBm, nivoi NI5 proizvoda zadržavaju se na nivoima na kojima su bili i bez primene linearizacionog postupka.

Za slučaj gornjeg frekvencijskog opsega, može se primetiti značajno smanjenje NI3 proizvoda za sve posmatrane nivoe P_{iz} . U slučaju razmaka od 20 MHz, NI3 proizvodi se potiskuju za 25 dB za P_{iz} od 25 dBm, dok porast P_{iz} na 35 dBm dovodi do manjeg stepena smanjenja NI3 proizvoda za oko 5 dB, tj. iznosi oko 20 dB. Kada su frekvencije dva signala razmaknute za 80 MHz, NI3 proizvodi se smanjuju za približno 12 dB za 25 dBm P_{iz} , 7 dB za 30 dBm P_{iz} i oko 2 dB za 35 dBm na izlazu.



a)

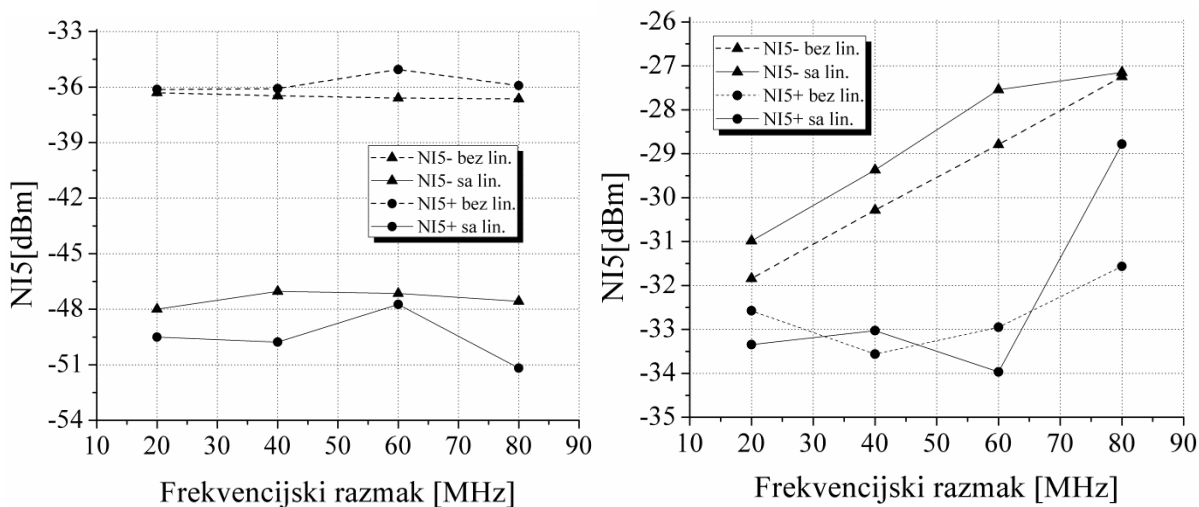
b)



c)

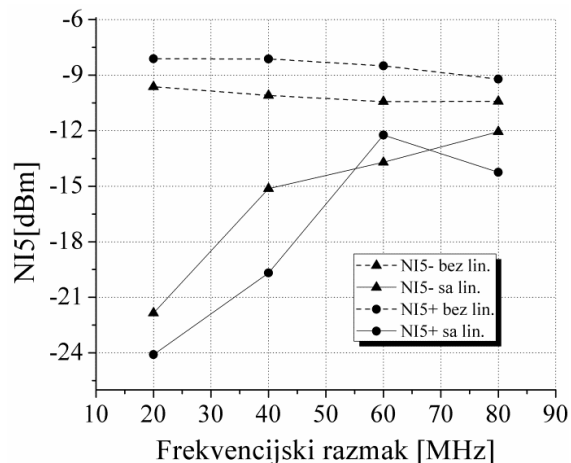
Slika 6.7 NI3 proizvodi za *dual-band* PA na 2.1 GHz za različite nivoe

P_{iz} =: a) 25 dBm, b) 30 dBm, c) 35 dBm



a)

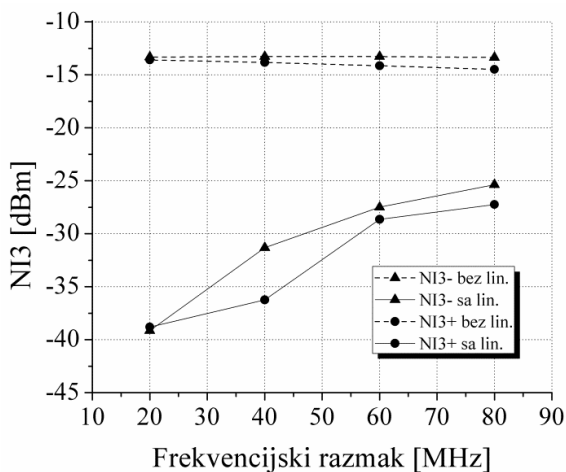
b)



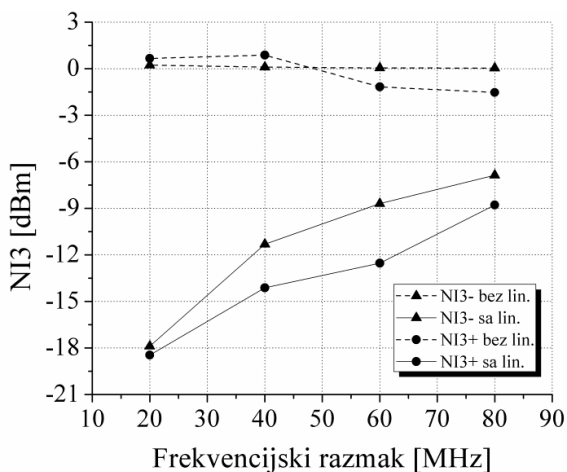
c)

Slika 6.8 NI5 proizvodi za *dual-band* PA na 2.1 GHz za različite nivoe

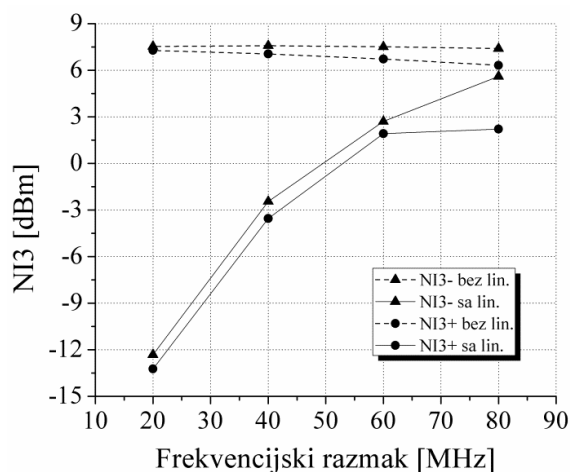
P_{iz} =: a) 25 dBm, b) 30 dBm, c) 35 dBm



a)



b)

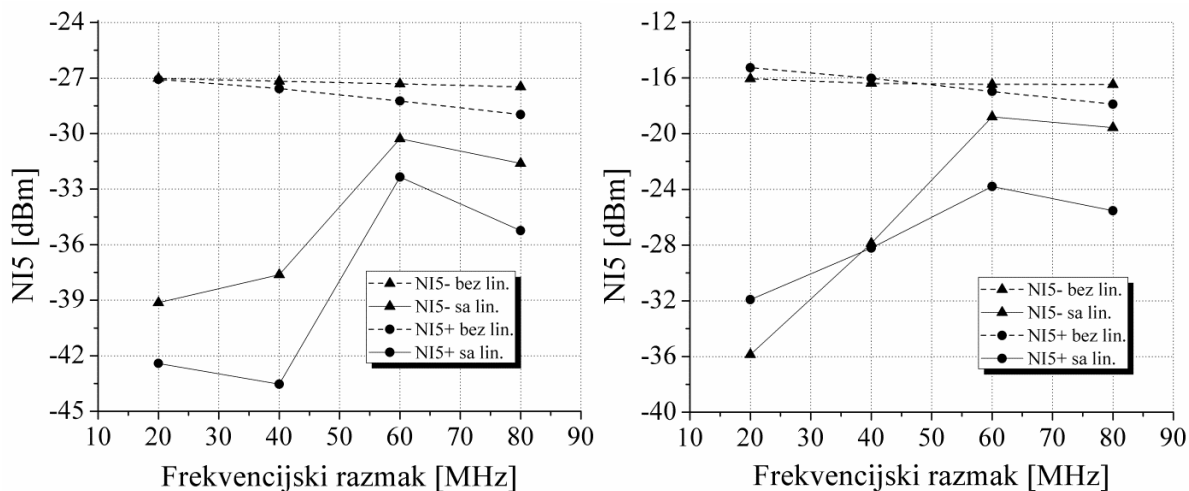


c)

Slika 6.9 NI3 proizvodi za *dual-band* PA na 5 GHz za različite nivoe

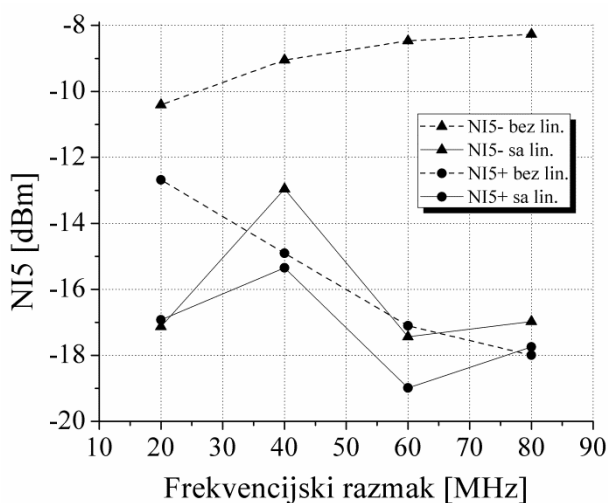
P_{iz} =: a) 25 dBm, b) 30 dBm, c) 35 dBm

Međutim, potiskivanje NI5 proizvoda je zadovoljavajuće za slučaj kada je P_{iz} 25 dBm i 30 dBm za Δf do 50 MHz, dok njihovo smanjenje iznosi samo nekoliko decibela za veće razmake i u slučaju P_{iz} od 35 dBm. NI5 proizvodi se smanjuju za oko 12 dB u slučaju 25 dBm P_{iz} i za 16 dB u slučaju 30 dBm P_{iz} za razmak od 20 MHz. Sa porastom Δf , njihov nivo supresije opada na oko 4 dB za 80 MHz.



a)

b)



c)

Slika 6.10 NI5 proizvodi za *dual-band* PA na 5 GHz za različite nivoe

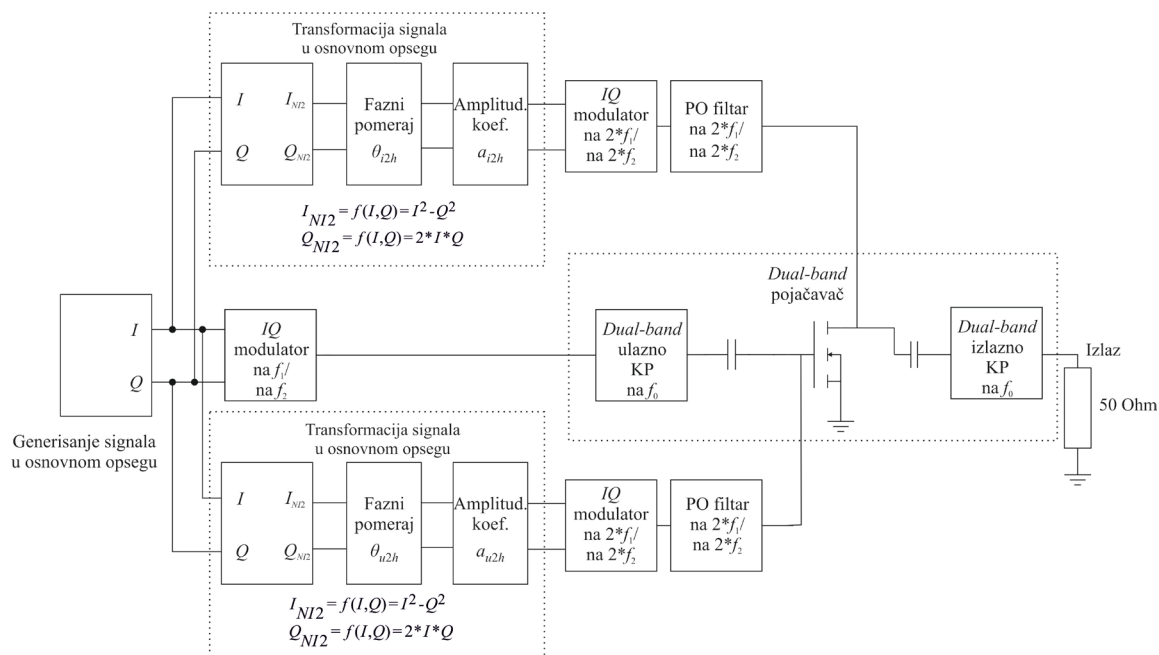
P_{iz} =: a) 25 dBm, b) 30 dBm, c) 35 dBm

6.3 LINEARIZACIJA PA ZA RAD U DVA FREKVENCIJSKA OPSEGA DIGITALNIM POSTUPKOM

U ovoj sekciji izvršena je primena digitalnog linearizacionog pristupa koji koristi NI2 signale iz sekcije §3.2.4.2 na prethodno projektovani model DB pojačavača koji radi na dve frekvencije, $f_1 = 2.1$ GHz i $f_2 = 5$ GHz, čiji je detaljan postupak projektovanja predstavljen u sekciji §6.1.

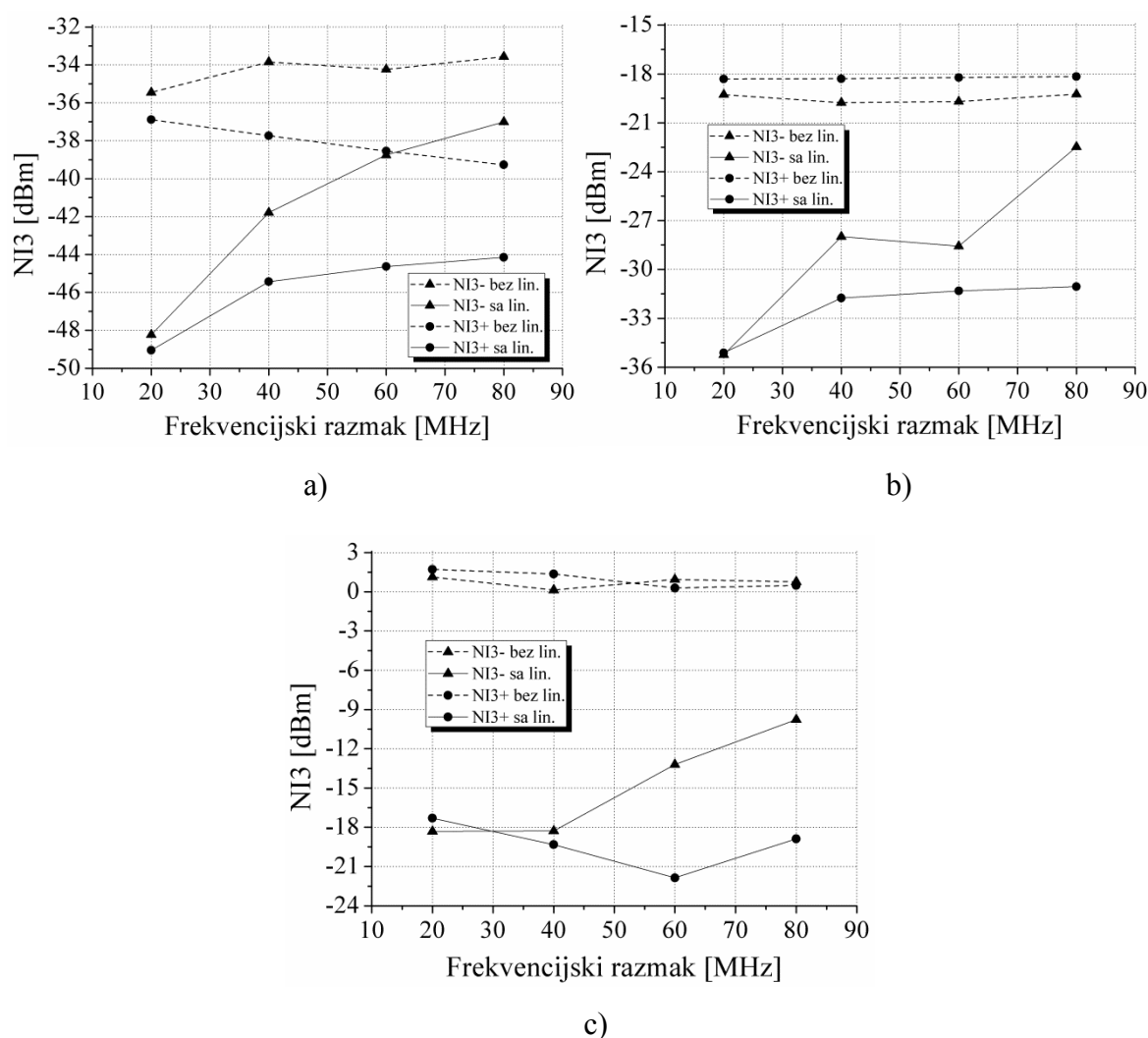
6.3.1 Primena digitalnog linearizacionog pristupa koji koristi NI2 signale

Za potrebe linearizacionog pristupa korišćen je digitalni pristup koji koristi modifikovane signale u osnovnom opsegu koji modulišu $2h$ osnovnog signala (NI2 signali). Na Slici 6.11 dat je šematski prikaz linerizacije DB PA na kome se može videti kako se generišu željeni signali oblika $I_{NI2} = I^2 - Q^2$ i $Q_{NI2} = 2IQ$, zatim se podešavaju po amplitudi $a_{\{u2h|i2h\}}$ i fazi $\theta_{\{u2h|i2h\}}$ i vode na IQ modulatore centralnih frekvencija $2h$ osnovnog signala [68]. Prefiksi $u2h$ i $i2h$ odnose se na pripremljene signale za ubacivanje na ulaz i izlaz tranzistora DB pojačavača. Ovako formirani signali se na kraju vode na gejt i drejn tranzistora DB pojačavača preko idealnih POF filtara čija f_c iznosi $2f_1$ ili $2f_2$ GHz.



Slika 6.11 Šematski prikaz primene digitalnog linearizacionog pristupa na PA koji radi u dva frekvencijska opsega

Procena primenjenog linearizacionog pristupa na projektovani DB PA izvršena je za QAM izvor signala u osnovnom opsegu u ADS-u. Razmak frekvencija između I i Q komponenti (Δf) u osnovnom opsegu kreće se od 20 MHz do 80 MHz u odnosu na $f_1 = 2.1$ GHz i $f_2 = 5$ GHz. Ovi signali se istovremeno dovode na ulaz DB PA za različite nivoe P_{iz} : 25 dBm, 30 dBm i 35 dBm. NI3 i NI5 proizvodi za oba razmatrana frekvencijska opsega, sa i bez primene linearizacije, prikazani su na Slikama 6.12-6.15, za različite nivoe P_{iz} i različite Δf [68]. Treba istaći da su prikazani rezultati za sve analizirane nivoe P_{iz} dobijeni u slučaju kada je izvršena optimizacija parametara linearizacije (faza i amplituda NI signala u osnovnom opsegu) za 40 MHz razmaka između komponenti.

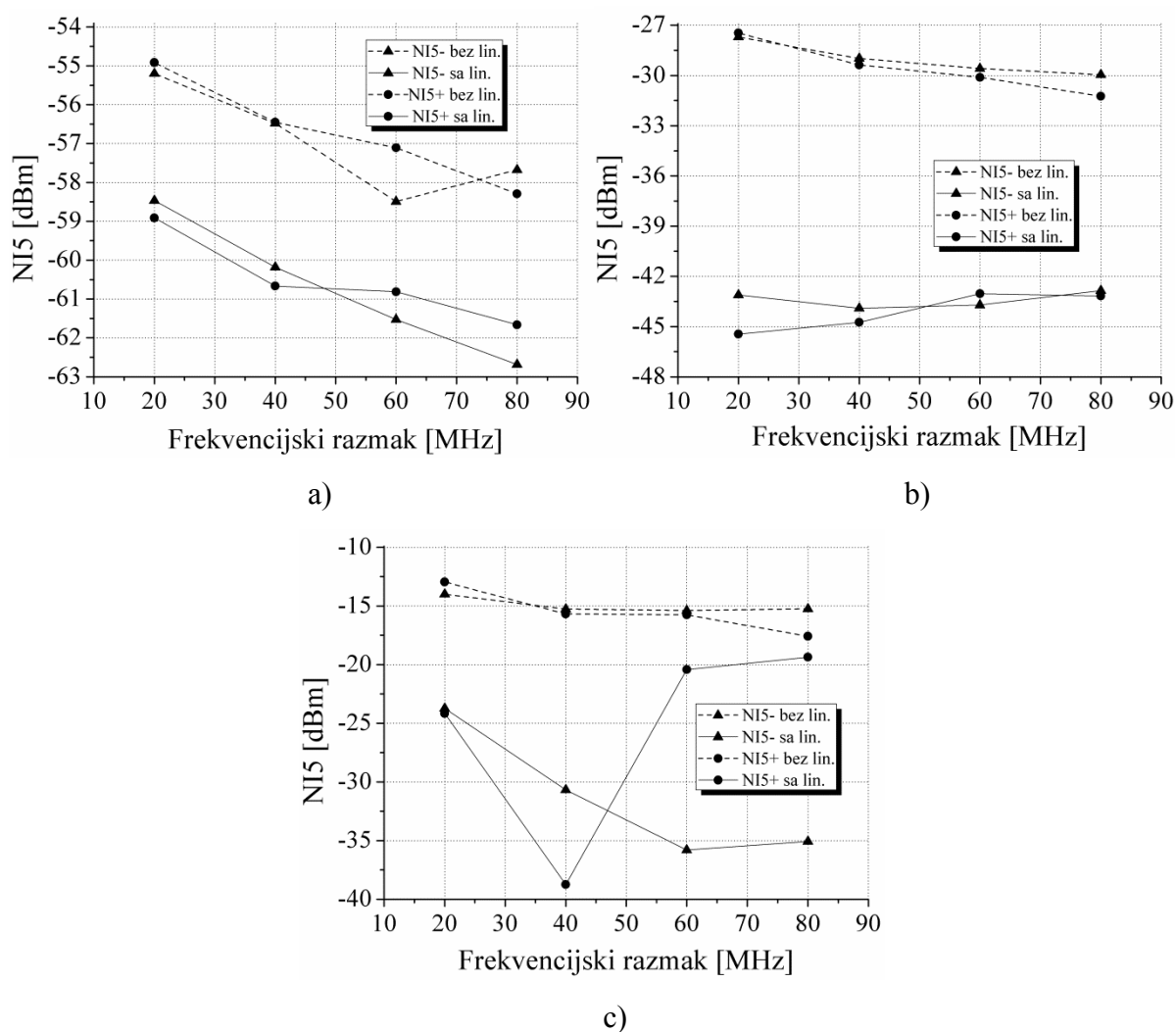


Slika 6.12 NI3 proizvodi QAM signala za *dual-band* PA na 2.1 GHz za različite nivoe P_{iz} =: a) 25 dBm, b) 30 dBm, c) 35 dBm

Za niži opseg, oko 2.1 GHz, najveće potiskivanje NI3 proizvoda postiže se za razmak od 20 MHz za sve razmatrane nivoe P_{iz} . U slučaju 25 dBm P_{iz} , postignuto je zadovoljavajuće

zmanjenje NI3 proizvoda do razmaka od 50 MHz. NI3 nivoi smanjuju se za 16 dB za razmak od 20 MHz, a sa porastom Δf , njihovo smanjenje opada na 3 dB za razmak od 80 MHz u slučaju P_{iz} od 30 dBm. Takođe, NI3 nivoi se smanjuju za 18 dB za P_{iz} od 35 dBm i Δf od 20 MHz, dok za razmak od 80 MHz njihov nivo smanjenja pada na 9 dB.

Veoma simetričan stepen potiskivanja postignut je za slučaj NI5 proizvoda, za 25 dBm i 30 dBm P_{iz} . Nivoi NI5 opadaju za oko 3 dB za 25 dBm P_{iz} za sve razmatrane Δf , dok za 30 dBm P_{iz} njihove vrednosti smanjenja idu od 15 dB za razmak od 20 MHz do 12 dB za razmak od 80 MHz. Za najveću posmatranu P_{iz} od 35 dBm, NI5 nivoi padaju za 10 dB u slučaju razmaka od 20 MHz i za 2 dB pri razmaku komponenti od 80 MHz.

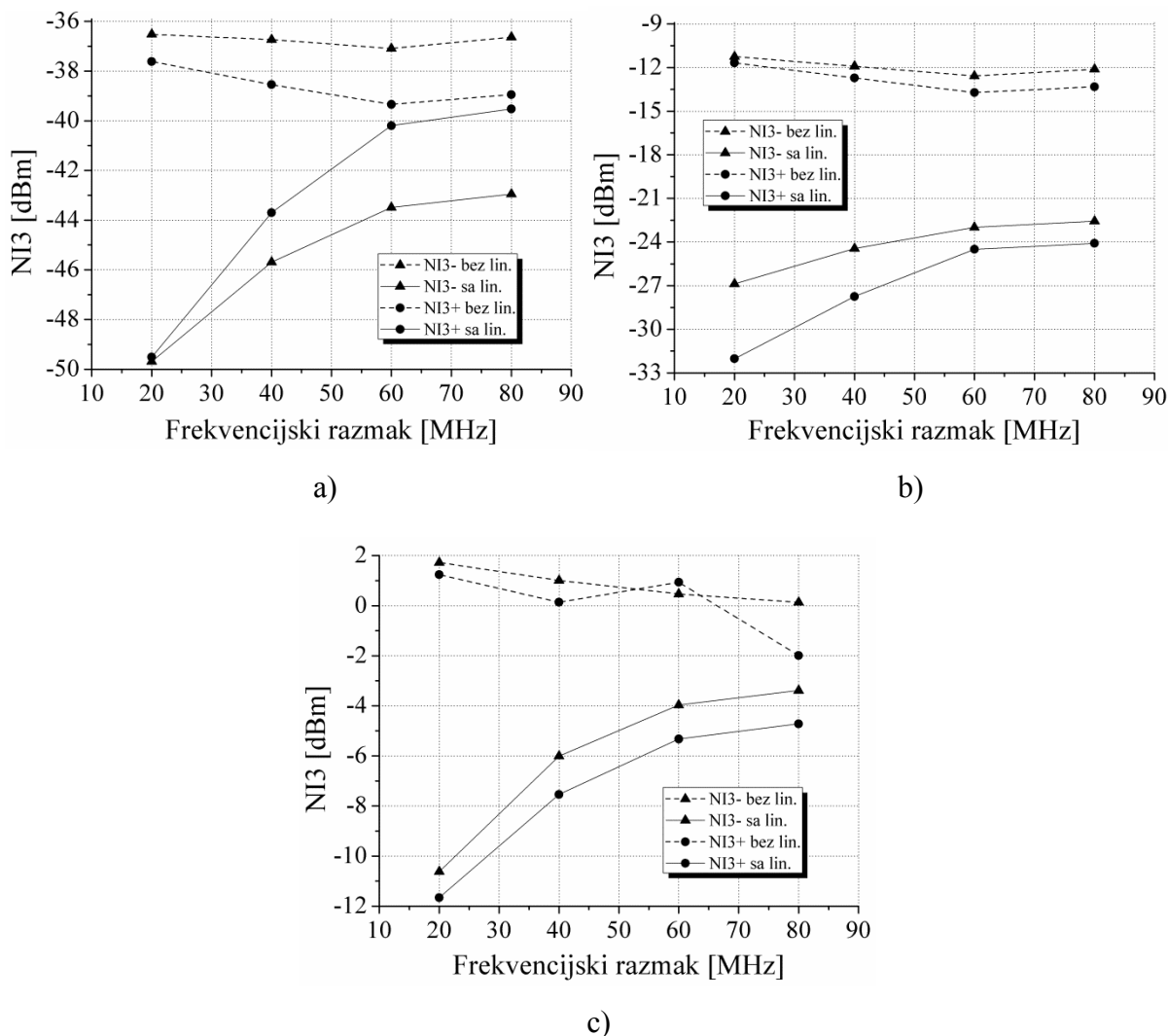


Slika 6.13 NI5 proizvodi QAM signala za *dual-band* PA na 2.1 GHz za različite nivoe P_{iz} =: a) 25 dBm, b) 30 dBm, c) 35 dBm

Za viši opseg, oko 5 GHz, kada je P_{iz} 25 dBm, NI3 proizvodi opadaju za 12 dB za razmak od 20 MHz, dok vrednost njihovog potiskivanja za 80 MHz razmaka pada na 1 dB.

Za P_{iz} od 30 dBm, NI3 nivoi opadaju za 15 dB za razmak od 20 MHz do vrednosti od 10 dB za razmak od 80 MHz. U slučaju P_{iz} 35 dBm, nivo smanjenja NI3 izobličenja pada sa 9 dB za 20 MHz razmaka na 3 dB za Δf od 80 MHz.

Nivo smanjenja NI5 proizvoda za P_{iz} od 25 dBm iznosi oko 8 dB, a za P_{iz} od 30 dBm je oko 12 dB za sve posmatrane Δf , dok je za P_{iz} od 35 dBm postignuto zadovoljavajuće potiskivanje samo za najmanji razmak.

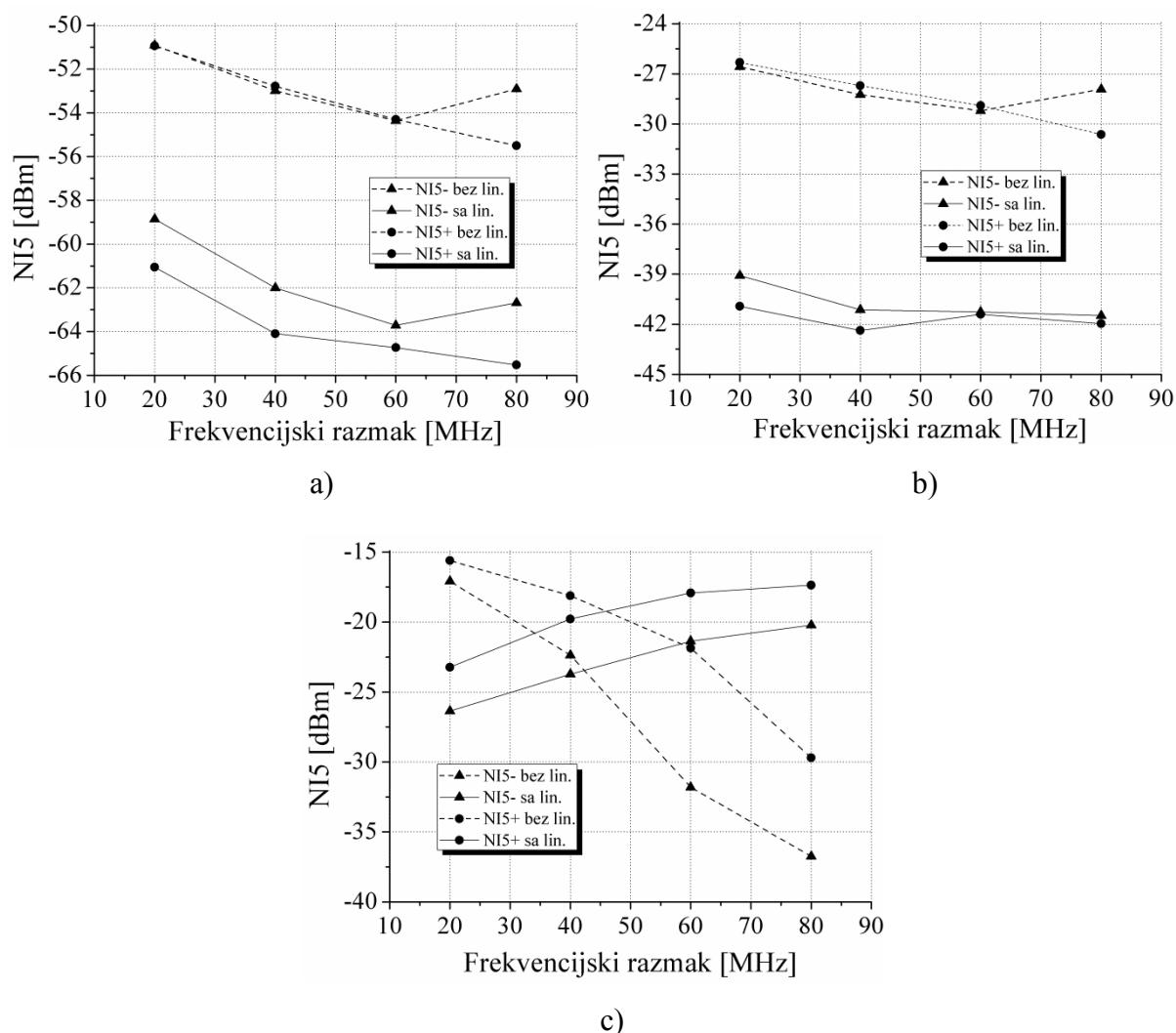


Slika 6.14 NI3 proizvodi QAM signala za *dual-band* PA na 5 GHz za različite nivoe P_{iz} =: a) 25 dBm, b) 30 dBm, c) 35 dBm

Rezultati postignuti linearizacijom DB PA u ovoj sekciji primenom digitalnog postupka linearizacije poređeni su sa rezultatima dobijenim primenom analognog linearizacionog postupka iz prethodne sekcije §6.2. Posmatrajući rezultate analogne linearizacije DB PA prikazane u sekcije §6.2, najpre se može uočiti da se nivoi snage NI3 i NI5 proizvoda razlikuju i pre same primene linearizacije u poređenju sa digitalnim

postupkom linearizacije. Objašnjenje za to pronađeno je u korišćenju različitih ADS analiza tokom simulacije analognog i digitalnog postupka. Kod analognog postupka korišćena je *Harmonic Balance* analiza, dok se kod digitalnog postupka primenjivala analiza *Data flow*. Iako je stepen potiskivanja NI3 proizvoda veći kod analognog nego kod digitalnog linearizacionog postupka, posebno za signale iz opsega frekvencija oko 2.1 GHz, kod NI5 proizvoda postignuto je približno isto potiskivanje za oba razmatrana postupka.

Digitalni postupak linearizacije ne zahteva dodatne izvore NI2 signala i pojačavače u NI kolu kao što je to slučaj kod analognog postupka. NI2 signali formiraju se u osnovnom opsegu korišćenjem DSP-a i odgovarajućeg hardvera, čija je potrošnja energije optimalnija od uređaja koji se koriste u NI kolu kod analognog postupka.



Slika 6.15 NI5 proizvodi QAM signala za *dual-band* PA na 5 GHz za različite nivoe P_{iz} : a) 25dBm, b) 30 dBm, c) 35 dBm

Kod primene oba linearizaciona postupka, i analognog i digitalnog, na projektovani DB PA za obe centralne frekvencije istovremeno, u rezultatima se javlja određeni broj dodatnih unakrsnih NI proizvoda između svaka dva signala iz različitih opsega koji se ne mogu istovremeno potisnuti. U budućim istraživanjima fokus će biti usmeren na otkrivanju rešenja za istovremeno smanjenje svih NI proizvoda koji se javljaju u spektru. Jedna od ideja je uključivanje određenih sklopova na dregnju i gejtu PA tranzistora koji će kratkospojiti signale na frekvencijama razlike između dva operativna opsega PA.

7. LINEARIZACIJA MEŠAČA

Mešači pružaju funkciju konverzije frekvencije i modulaciju/demodulaciju digitalnih podataka u RF i mikrotalasnom predajniku/prijemniku. *Gilbert-ov* mešač se odlikuje dobrim konverzionim pojačanjem u širem opsegu frekvencija i zato se u prijemniku primenjuje za konverziju frekvencija nadole.

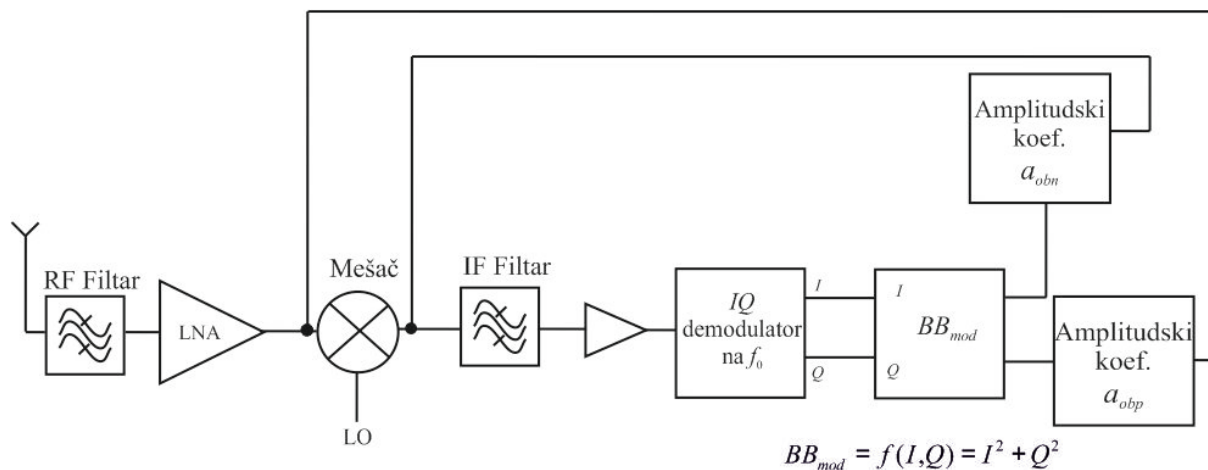
U literaturi postoje različite metode kojima se može izvršiti linearizacija mešača kao što su *predistortion*, *feedforward*, metoda koja se bazira na transkoduktansi 3. reda, postupak kojim se u analognom domenu ubacuju 2. harmonik i signal koji je razlika frekvencija ulaznih signala [123-128].

Za potrebe linearizacije mešača u ovom poglavlju korišćeni su digitalni linearizacioni pristupi opisani u sekciji §3.2.4 sa odgovarajućim modifikacijama koje su primenjene u ADS simulatoru [48].

7.1 LINEARIZACIJA *GILBERT*-OVOG MEŠAČA POMOĆU *BB* SIGNALA

Digitalni linearizacioni pristup koji koristi modifikovane signale 2. reda u osnovnom opsegu (*bb* signale) opisan u sekciji §3.2.4.1 primenjen je na *Gilbert*-ov mešač koji se koristi kao konvertor nadole. U okviru poglavlja §4 predstavljeni su rezultati primene ovog linearizacionog pristupa koji koristi modifikovane signale u osnovnom opsegu (*bb* signale) na projektovane jednopstepene PA u predajniku. U ovoj sekciji *bb* signali se formiraju procesiranjem *I* i *Q* signala u osnovnom opsegu koji se ekstrahuju na izlazu demodulatora u prijemniku, podešavaju u digitalnom domenu po amplitudi i polaritetu i ubacuju u kolo mešača (Slika 7.1). Pomoću kola za transformaciju signala u osnovnom opsegu formira se željeni signal oblika $BB_{mod} = I^2 + Q^2$ koji se množi odgovarajućim koeficijentom $a_{\{obn|obp\}}$ sa ciljem podešavanja amplitude i polariteta. Signali modifikovani na ovaj način se zatim vode na mešač, a indeksi *obn* i *obp* odnose se na pripremljene signale za ubacivanje pri negativnoj i pozitivnoj pobudi mešača, respektivno.

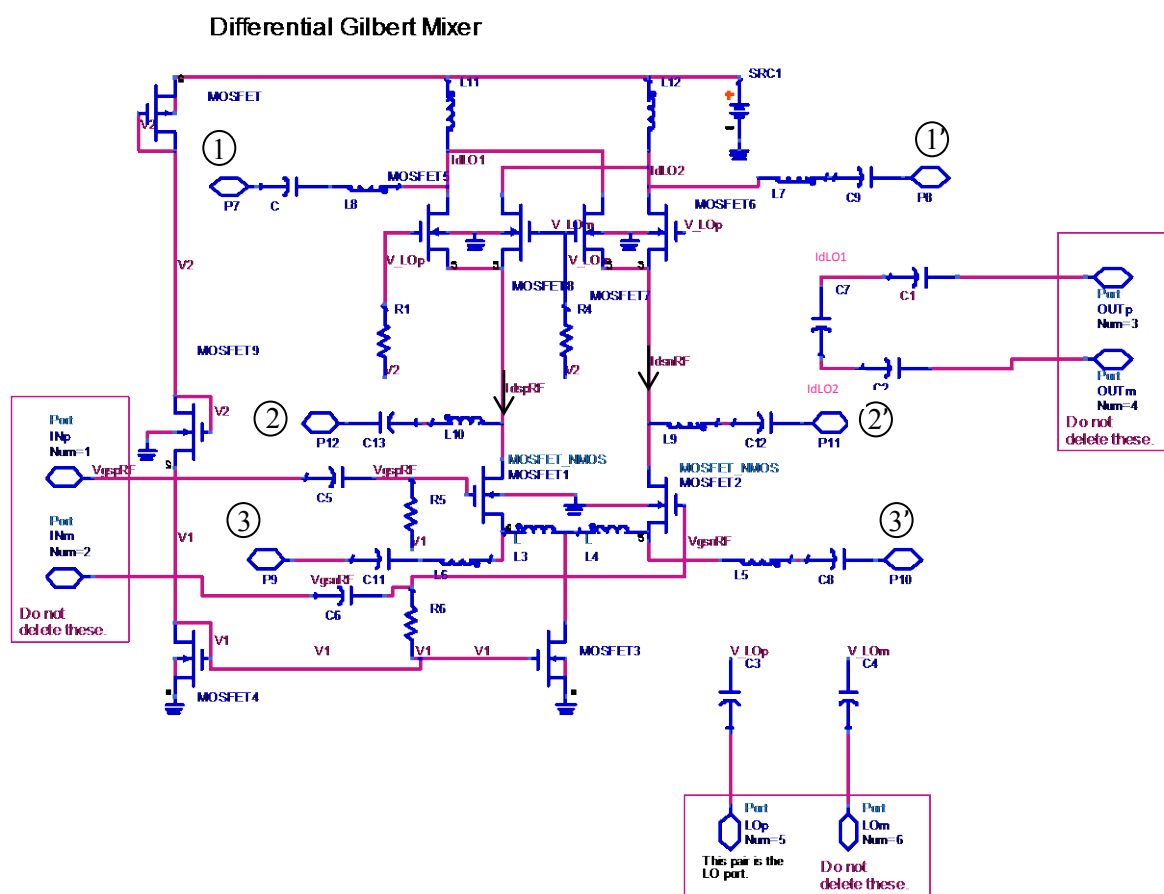
Na osnovu prethodno izvršene analize u [14-16], dolazi do mešanja ubačenih *bb* signala iz osnovnog opsega i željenih signala u *Gilbert*-ovom mešaču usled nelinearnosti 2. reda tranzistora. Formiraju se dodatni NI proizvodi 3. reda kojima se mogu smanjiti originalni NI proizvodi 3. reda koji nastaju u kolu mešača zbog njegove nelinearne karakteristike.



Slika 7.1 Šematski prikaz prijemnika sa kolom za formiranje *bb* signala potrebnih za linearizaciju *Gilbert*-ovog mešača

Ispitivana su tri načina dovođenja pripremljenih *bb* signala u mešač (Slika 7.2). Kod prvog načina formirani *bb* signali se dovode u kolo LO stepena, na drejn njegovog diferencijalnog para, preko prilaza označenih sa 1-1' (slučaj A). Kod drugog načina se *bb* signali vode na RF stepen, takođe na drejn njegovog diferencijalnog para, preko prilaza 2-2' (slučaj B), dok se kod trećeg načina *bb* signali ubacuju na RF stepen, tj. na njegov sors, preko prilaza 3-3' (slučaj C) [69].

Izrazi za struje NI3 i NI5 proizvoda na izlazu *Gilbert*-ovog mešača su po prvi put izvedeni u ovoj disertaciji za sva tri načina dovođenja *bb* signala u mešač i nalaze se u Prilogu A.



Slika 7.2 *Gilbert*-ov mešač sa označenim prilazima preko kojih se ubacuju odgovarajući *bb* signali

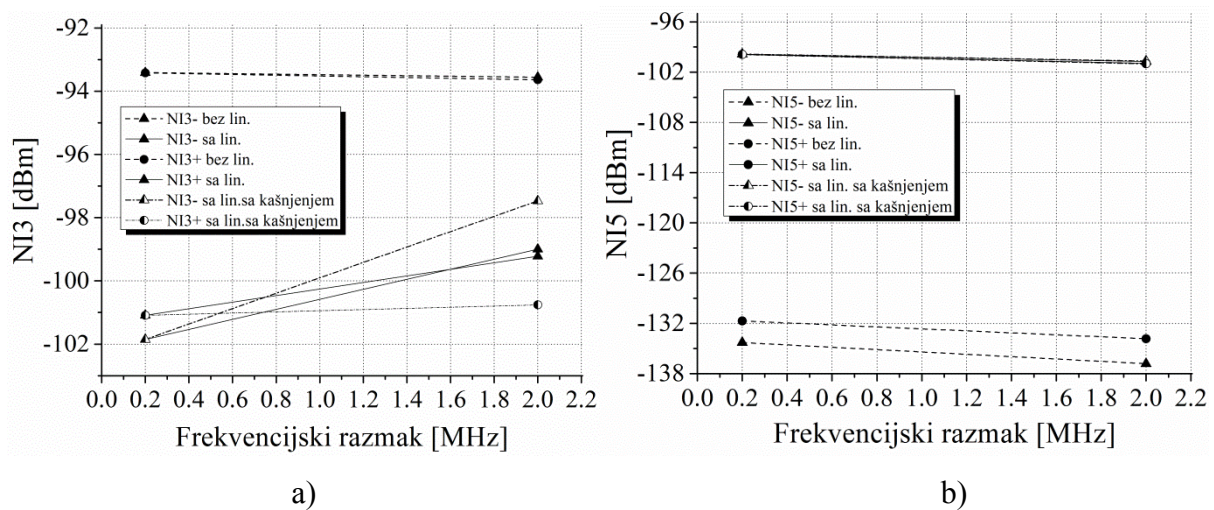
Validacija predloženog linearizacionog pristupa ostvarena je za slučaj mešača sa Slike 7.1 koji sadrži kolo za formiranje *bb* signala i nalazi se u heterodinskom prijemu. Razmatrani mešač je *Gilbert*-ova ćelija kojom se vrši konverzija frekvencija nadole, sa 1 GHz (frekvencija signala na prijemu) na 200 MHz. Za potrebe simulacije i evaluacije u ćeliji mešača korišćen je tranzistorski model MOSFET. *Gilbert*-ov mešač ima dobro

konverziono pojačanje i vrši konverziju QAM ulaznog signala frekvencije 1 GHz na 200 MHz.

Izvršeno je testiranje za QAM signal koji sadrži I i Q komponente u osnovnom opsegu. Razmatrani su signali čiji spektar sadrži dve frekvencijske komponente rasporedene oko frekvencije nosioca (1 GHz) i ispitivani su slučajevi kada su one razmaknute za 0.2 MHz i 2 MHz (Δf).

Linearizacija je primenjena za tri različita slučaja (A, B i C) pri čemu frekvencija LO mešača (f_{LO}) iznosi 1.2 GHz, dok je frekvencija nosioca signala na ulazu (f_{RF}) 1 GHz. Dodatno, za ulaznu snagu nosioca ($P_{ul_{RF}}$) izabrane su vrednosti -30 dBm ili -20 dBm, dok snaga signala LO ($P_{ul_{LO}}$) iznosi -3 dBm.

Linearizacija je primenjena sa ciljem da se redukuju NI3 proizvodi. Pri optimizaciji amplituda i polariteta bb signala uočava se povećanje snage NI5 proizvoda pri smanjenju NI3 proizvoda, pa su rezultati dobijeni za smanjenje NI3 proizvoda postignuti sa ciljem da se NI5 proizvodi ne povećaju iznad linearizovane snage NI3 proizvoda [69].

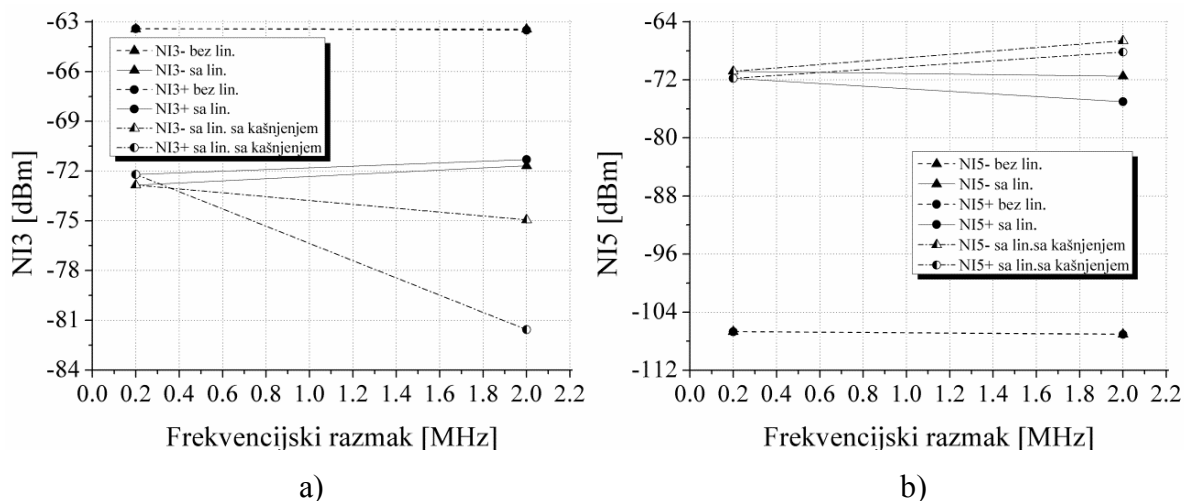


Slika 7.3 NI proizvodi sa i bez linearizacije za slučaj A
za $P_{ul_{RF}} = -30$ dBm, $P_{ul_{LO}} = -3$ dBm: a) NI3, b) NI5

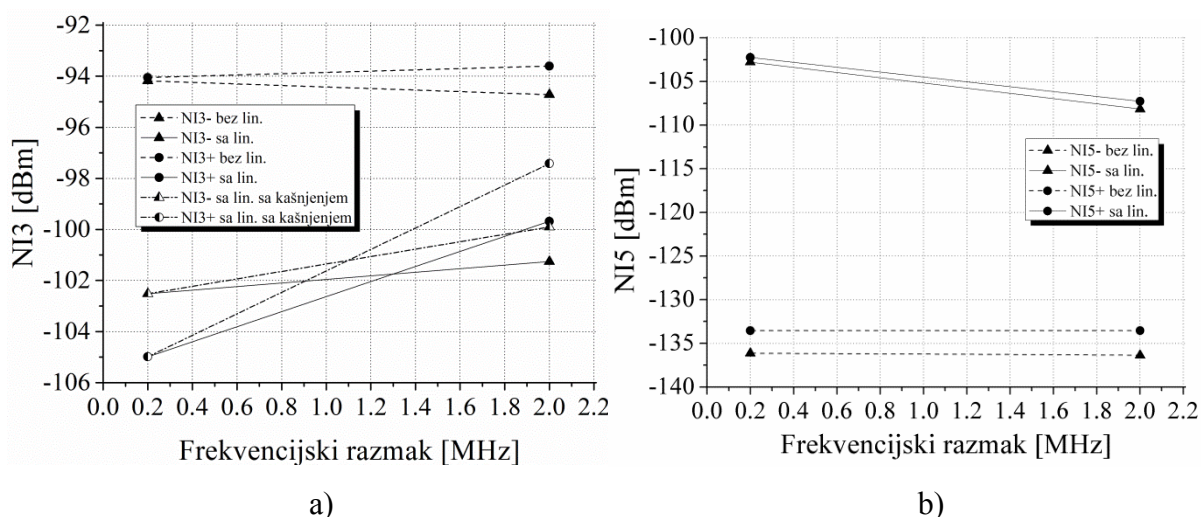
Slike 7.3 do 7.8 prikazuju dobijene rezultate nakon primene linearizacionog pristupa za tri opisana slučaja dovođenja bb signala u mešač. Sa grafika se može uočiti da su postignuti prilično slični rezultati za sva tri razmatrana slučaja. Nivo potiskivanja NI3 proizvoda iznosi maksimalno 10 dB sa primenom linearizacionog pristupa i to za Δf od 0.2 MHz. Sa porastom razmaka smanjuje se stepen potiskivanja NI3 proizvoda naročito kada

su u pitanju niže snage. Na primer, kada posmatramo slučaj C gde je razmak 2 MHz, $Pul_{RF} = -30$ dBm i $Pul_{LO} = -3$ dBm, NI3 proizvodi su potisnuti za 5 dB.

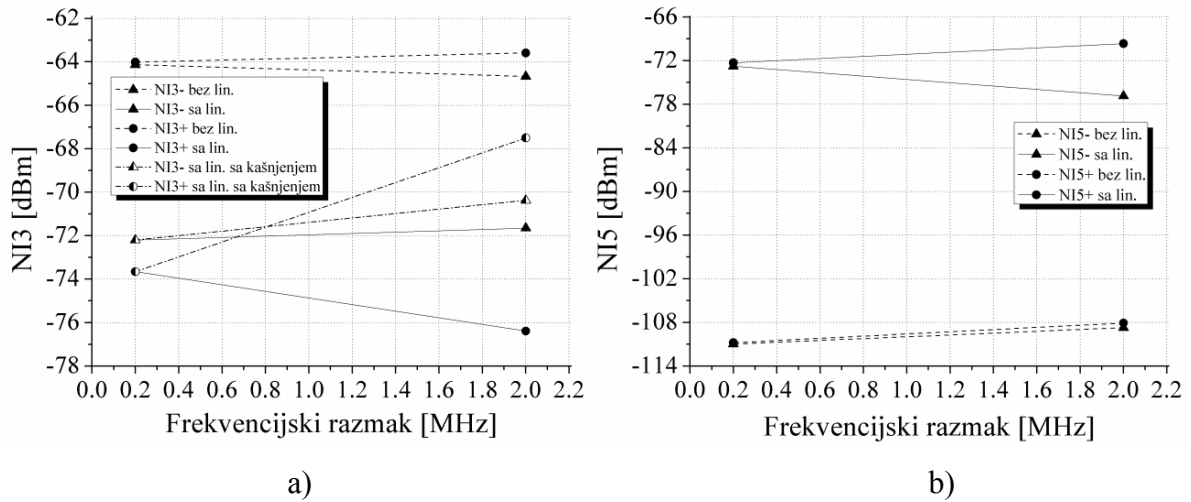
Kada se posmatraju NI5 proizvodi, može se uočiti da njihova snaga raste u odnosu na nivoe pre primene linearizacionog pristupa za oba razmatrana nivoa Pul_{RF} i oba razmaka između komponenti. Međutim, njihova snaga se zadržava na nivoima koji su po vrednostima istog reda veličine kao nivoi linearizovanih NI3 proizvoda.



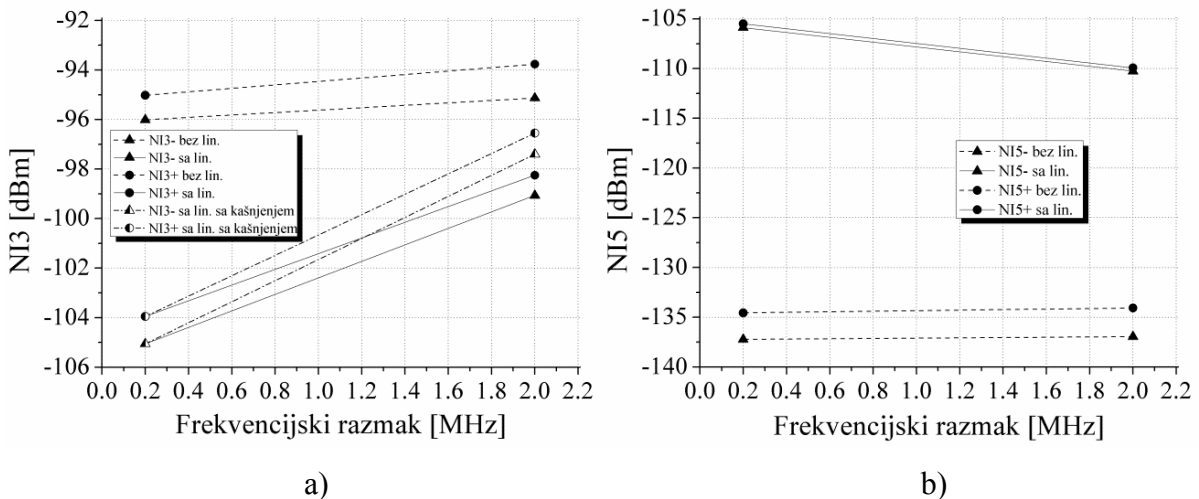
Slika 7.4 NI proizvodi sa i bez linearizacije za slučaj A za $Pul_{RF} = -20$ dBm, $Pul_{LO} = -3$ dBm: a) NI3, b) NI5



Slika 7.5 NI proizvodi sa i bez linearizacije za slučaj B za $Pul_{RF} = -30$ dBm, $Pul_{LO} = -3$ dBm: a) NI3, b) NI5



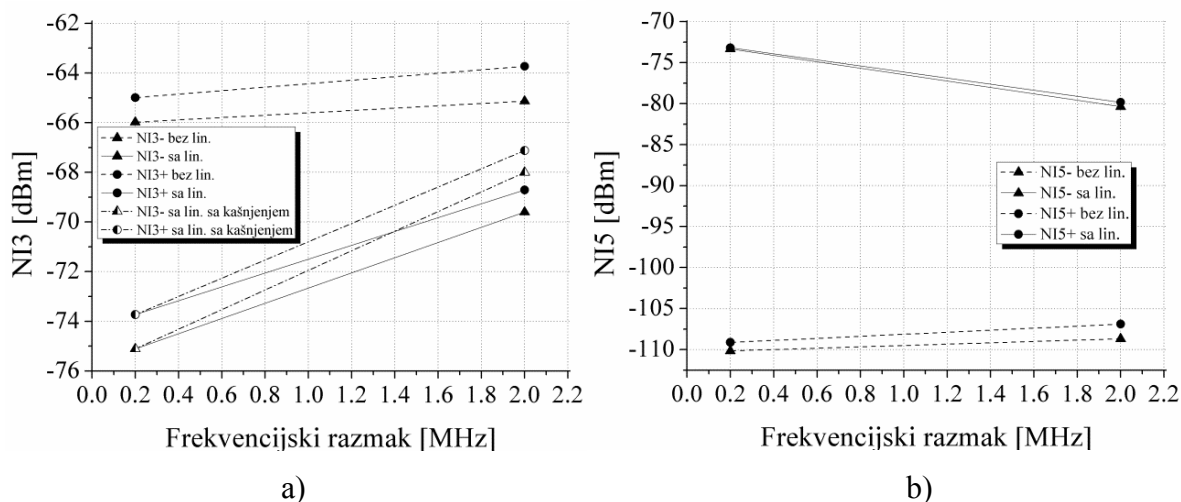
Slika 7.6 NI proizvodi sa i bez linearizacije za slučaj B
za $Pul_{RF} = -20$ dBm, $Pul_{LO} = -3$ dBm: a) NI3, b) NI5



Slika 7.7 NI proizvodi sa i bez linearizacije za slučaj C
za $Pul_{RF} = -30$ dBm, $Pul_{LO} = -3$ dBm: a) NI3, b) NI5

Ispitivano je i kako kašnjenje *bb* signala u odnosu na ulazne signale u mešaču utiče na linearizaciju. Uočava se da za razmak od 0.2 MHz, kašnjenje *bb* signala do 50 ns ne utiče na rezultate redukcije NI3 proizvoda. Za slučaj razmaka od 2 MHz, kašnjenje od 1 ns nema uticaja na rezultate, ali sa porastom kašnjenja opada stepen smanjenja NI3 proizvoda. Za analizirani slučaj A, kada je kašnjenje *bb* signala 20 ns, ne može se postići nikakvo potiskivanje NI3 proizvoda. Slična situacija dešava se za slučaj B i C kada je kašnjenje 50 ns. Generalno, rezultati pokazuju da je uticaj kašnjenja *bb* signala isti za analizirane slučajeve B i C. Slike 7.3a) do 7.8a) prikazuju rezultate primene linearizacionog pristupa za NI3 proizvode za sva tri analizirana slučaja kada je kašnjenje *bb* signala 10 ns. Sa prisutnim

razmatranim kašnjenjem, samo u slučaju A, i to za viši nivo Pul_{RF} dolazi do smanjenja NI3 i porasta nivoa NI5 proizvoda u odnosu na slučaj bez kašnjenja, što se vidi na Slici 7.4. NI5 proizvodi se ne menjaju u slučaju B i C sa uključivanjem uticaja kašnjenja bb signala u odnosu na vrednosti koje su postignute primenom linearizacionog pristupa (Slike 7.5b do 7.8b) [69].



Slika 7.8 NI proizvodi sa i bez linearizacije za slučaj C za $Pul_{RF} = -20$ dBm, $Pul_{LO} = -3$ dBm: a) NI3, b) NI5

7.2 LINEARIZACIJA GILBERT-OVOG MEŠAČA POMOĆU BB I NI2 SIGNALA

U ovoj sekciji analiziran je uticaj i izvršeno je poređenje dva različita linearizaciona pristupa iz §3.2.4.1 i §3.2.4.2 koja koriste modifikovane signale u osnovnom opsegu za linearizaciju Gilbert-ovog mešača koji se koristi kao konvertor nadole. Modifikovani signal u osnovnom opsegu je proizvod nelinearnosti 2. reda nelinearnog sistema indukovanog korisnim signalom u osnovnom opsegu. Kod oba pristupa, I i Q komponente u osnovnom opsegu se digitalno obrađuju i pripremaju za linearizaciju. Kod prvog pristupa, adekvatno formirani NI signali se podešavaju po amplitudi i polaritetu i vode u mešač (bb signali). Kod drugog linearizacionog pristupa koriste se adekvatno modifikovani NI signali koji se podešavaju po amplitudi i fazi u osnovnom opsegu i tako formirani modulišu $2h$. Modulisani signali (NI2 signali) se zatim dovode u mešač. Drugi digitalni linearizacioni pristup koji

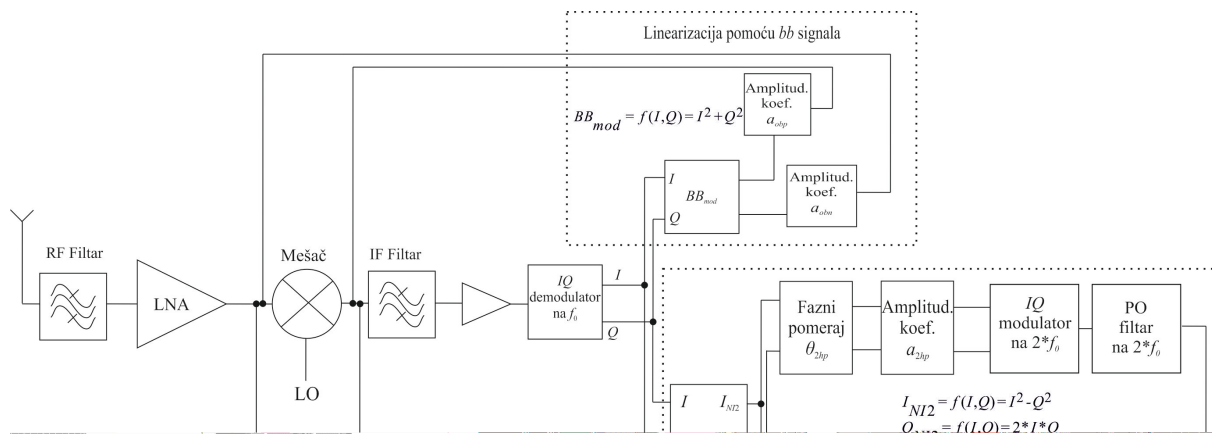
koristi NI2 signale prethodno je primenjivan na jednostepene, dvostepene i *dual-band* PA u predajniku kroz poglavlja §4, §5 i §6.

Za razmatrani slučaj *Gilbert*-ovog mešača u prijemniku, fazna I i kvadraturna Q komponenta se ekstrahuju na izlazu demodulatora da bi se adekvatno obradile u osnovnom opsegu kako bi se kreirali pomoćni NI signali.

Kod prvog linearizacionog pristupa, generisanje i ubacivanje bb signala u kolo mešača opisano je u prethodnoj sekciji §7.1.

Kod drugog pristupa, I i Q komponente su modifikovane u osnovnom opsegu kako bi se formirale fazna i kvadraturna komponenta NI signala sledećih oblika: $I_{NI2} = I^2 - Q^2$ i $Q_{NI2} = 2IQ$. Kreirani NI signali se odvojeno podešavaju po fazi i amplitudi pomoću $a_{\{2hn|2hp\}}$ i $\theta_{\{2hn|i2hp\}}$. Adekvatno podešeni signali modulišu signal na frekvenciji $2h$ (f_{2h}) nosioca i dovode se u mešač kroz POF koji su projektovani na $f_c = f_{2h}$.

Indeksi obn , obp , $2hn$ i $2hp$ odnose se na bb i NI2 signale pripremljene za ubacivanje u ćeliju mešača, kao što je prikazano na Slici 7.9. NI signali ubacuju se na drejn RF stepena diferencijalnog para *Gilbert*-ovog mešača [70].



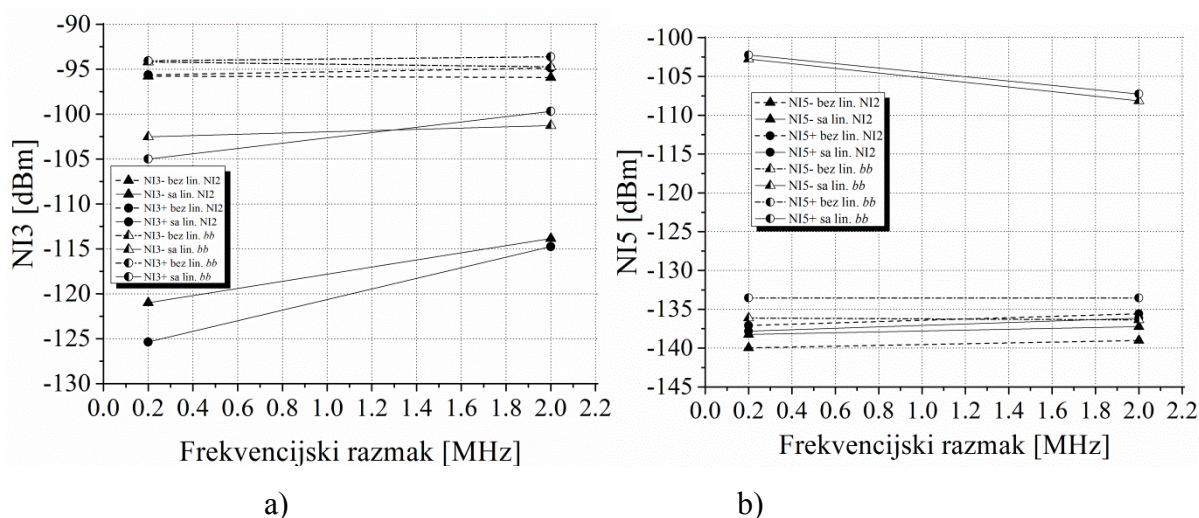
Slika 7.9 Šematski prikaz prijemnika sa kolima za formiranje bb i NI2 signala potrebnih za linearizaciju *Gilbert*-ovog mešača

Efekat primenjenih linearizacionih pristupa na redukciju NI proizvoda analiziran je za mešač u prijemniku sa Slike 7.9. Linearizacija je primenjena na *Gilbert*-ov mešač koji vrši konverziju f_{RF} sa 1 GHz na 200 MHz. Čelija mešača koristi MOSFET tranzistorski model za potrebe simulacija i analiza u ADS-u. Mešač je testiran za QAM modulisane signale koji sadrže I i Q komponente u osnovnom opsegu. Frekvencijski spektar takvog signala sadrži dve komponente koje su raspoređene oko frekvencije nosioca i ispitivani su slučajevi kada su spektralne komponente odvojene 0.2 MHz i 2 MHz (Δf).

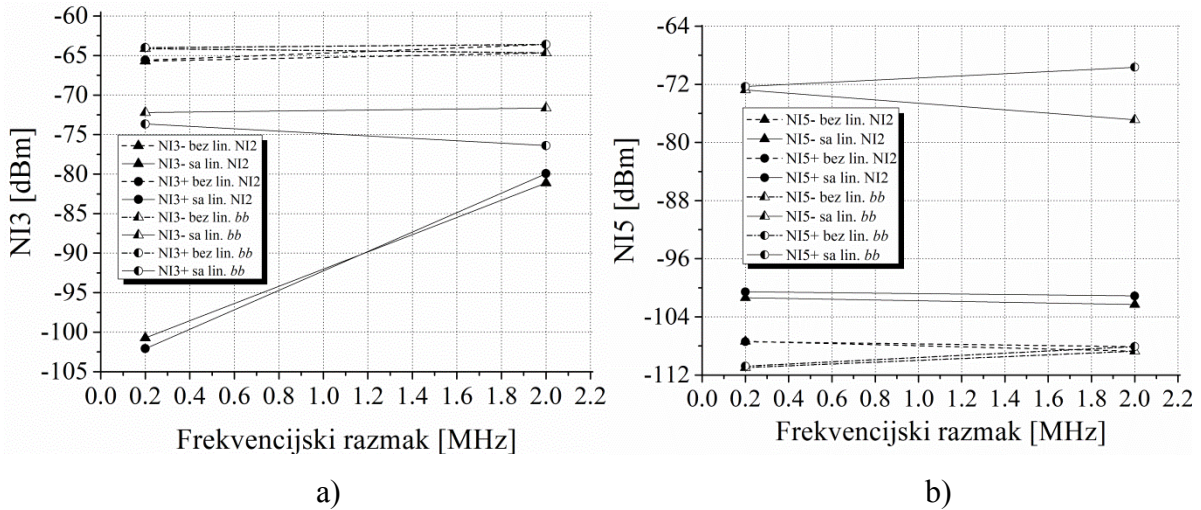
Linearizacija je izvedena za slučaj kada se NI signali dovode na RF stepen u *Gilbert*-ovoj ćeliji, tj. na drejn njegovog diferencijalnog para. Za f_{LO} uzeto je 1.2 GHz dok f_{RF} iznosi 1 GHz. Takođe, Pul_{RF} je -30 dBm i -20 dBm, dok Pul_{LO} iznosi -3 dBm [70].

Kod oba pristupa, izvršena je optimizacija podesivih parametara NI signala za smanjenje nivoa NI3 proizvoda i za ograničavanje nivoa NI5 proizvoda na nivoe ispod redukovanih NI3 proizvoda.

Na Slikama 7.10 i 7.11 prikazani su nelinearni proizvodi, NI3 i NI5, sa i bez linearizacije za oba linearizaciona pristupa. Grafici pokazuju da je veći stepen redukcije NI3 proizvoda postignut primenom drugog linearizacionog pristupa za oba nivoa Pul_{RF} . NI3 proizvodi smanjeni su za maksimalno 8 dB kod prvog linearizacionog pristupa, dok su nivou supresije kod drugog pristupa u rasponu od 15 do 35 dB za Pul_{RF} -20 dBm i maksimalno 25 dB za Pul_{RF} od -30 dBm. Međutim, trebalo bi istaknuti da je konverziono pojačanje mešača za 1 dB niže kod drugog pristupa linearizacije u poređenju sa prvim pristupom zbog POF koji su spojeni na mešač i preko kojih se dovode NI2 signali.



Slika 7.10 NI proizvodi sa i bez linearizacije za $Pul_{RF} = -30$ dBm, $Pul_{LO} = -3$ dBm: a) NI3, b) NI5



Slika 7.11 NI proizvodi sa i bez linearizacije za
 $Pul_{RF} = -20$ dBm, $Pul_{LO} = -3$ dBm: a) NI3, b) NI5

Kada su u pitanju NI5 proizvodi, može se primetiti da se dobijaju različiti rezultati primenom ova dva linearizaciona pristupa. Kod prvog pristupa, snaga NI5 proizvoda se značajno povećava u odnosu na nivoe pre njegove primene, ali se zadržava na nivoima istog reda kao i linearizovani NI3 proizvodi. Međutim, kod drugog pristupa, nivoi NI5 proizvoda u procesu linearizacije se nalaze blizu NI5 nivoa bez linearizacije.

Dodatno, analiziran je i uticaj kašnjenja NI signala na rezultate primene linearizacionih pristupa [70]. Analiza pokazuje da za kašnjenja do 50 ns i Δf od 0.2 MHz, rezultati dobijeni za supresiju NI3 proizvoda ostaju nepromenjeni. Kada je u pitanju razmak od 2 MHz, može se zaključiti da povećanje kašnjenja smanjuje sposobnost smanjenja NI3 proizvoda. Tabela 7.1 predstavlja nivoe NI3 proizvoda za oba linearizaciona pristupa, sa i bez primene linearizacije, kada je kašnjenje NI signala uključeno u proces simulacije. Ispitivani su efekti kašnjenja signala od 10, 30 i 50 ns za oba nivoa Pul_{RF} . Treba napomenuti da sa povećanjem kašnjenja, smanjenje NI3 proizvoda opada, tako da za 50 ns kašnjenja signala nivoi NI3 proizvoda jedva ostaju na nivoima pre primene linearizacionog pristupa u slučaju prvog pristupa, dok su u slučaju drugog pristupa ispod nivoa nepotisnutih NI3 proizvoda za nekoliko decibela.

Tabela 7.1. Uticaj kašnjenja NI signala za $\Delta f = 2$ MHz između ulaznih signala

Kašnjenje [ns]	$P_{ul_{RF}} = -20$ dBm				$P_{ul_{RF}} = -30$ dBm			
	NI3- [dBm] Lin. <i>bb</i> signali	NI3+ [dBm] Lin. <i>bb</i> signali	NI3- [dBm] Lin. NI2 signali	NI3+ [dBm] Lin. NI2 signali	NI3- [dBm] Lin. <i>bb</i> signali	NI3+ [dBm] Lin. <i>bb</i> signali	NI3- [dBm] Lin. NI2 signali	NI3+ [dBm] Lin. NI2 signali
Bez lin.	-64.67	-63.53	-64.67	-63.59	-94.72	-93.60	-95.9	-94.863
Sa lin.- bez kašn.	-71.65	-76.39	-81.115	-79.939	-101.26	-99.66	-113.849	-114.749
10	-70.37	-67.50	-75.783	-79.351	-99.9	-97.42	-107.1	-110.637
30	-67.875	-64.367	-70.095	-74.182	-97.677	-94.254	-101.058	-102.88
50	-65.82	-62.17	-67.331	-69.978	-95.82	-92.12	-97.933	-99.06

7.3 LINEARIZACIJA MEŠAČA KOJI SE KORISTI ZA DIREKTNU KONVERZIJU

Prijemnici sa direktnom konverzijom (*Direct-Conversion Receivers* – DCR), tokom poslednje decenije postali su popularni alternativni pristup klasičnoj heterodinskoj arhitekturi u razvoju RF integrisanih kola (*Integrated Circuits* – IC) u modernim bežičnim komunikacionim sistemima. DCR arhitektura je postala atraktivno rešenje za komercijalne aplikacije zbog svojih izuzetnih karakteristika, kao što su mala potrošnja, širok propusni opseg i sposobnost visoke integracija sa RF kolima.

Prijemnici sa direktnom konverzijom pretvaraju željeni RF spektar direktno u osnovni opseg koristeći LO čija je frekvencija jednaka frekvenciji RF nosioca željenog signala, tako da IF stepen nije potreban. Slika 7.12 prikazuje šematski dijagram prijemnika sa direktnom konverzijom, uključujući kolo za generisanje *bb* signala koji se koriste za potrebe linearizacije mešača.

Za potrebe linearizacije mešača sa direktnom konverzijom primenjen je digitalni linearizacioni pristup koji koristi modifikovane signale 2. reda u osnovnom opsegu (*bb* signale) opisan u sekciji §3.2.4.1 i §7.1.

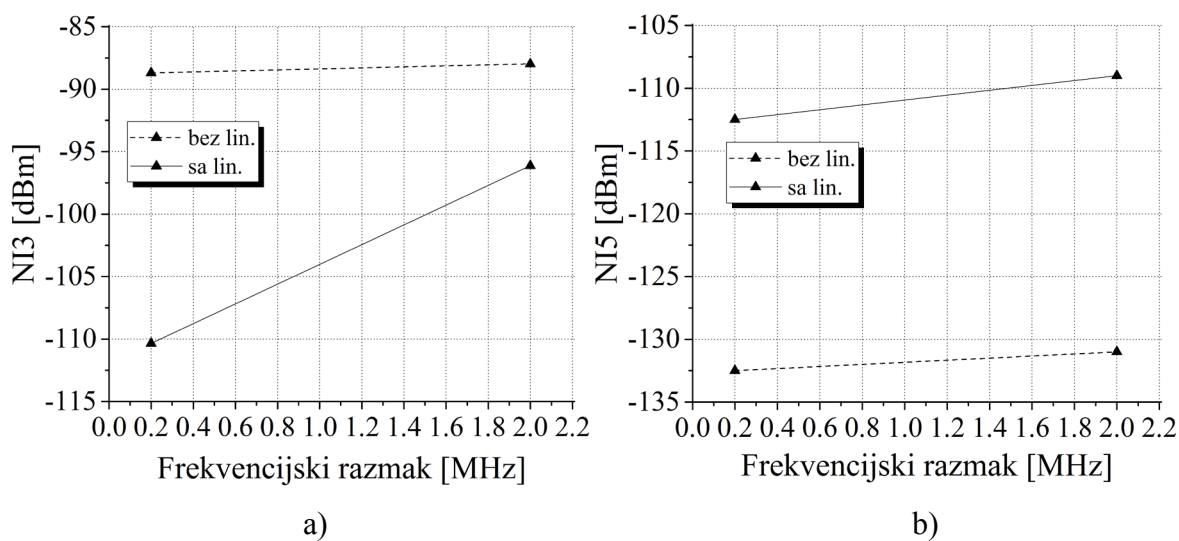
Linearizacija je primenjena na *Gilbert*-ov mešač koji se koristi u prijemniku sa direktnom konverzijom (Slika 7.12) [71]. Uticaj primenjenog linearizacionog pristupa na redukciju NI proizvoda analiziran je u procesu simulacije u ADS-u za ćeliju mešača koja

koristi tranzistorski MOSFET model. Linearizacija je izvedena za idealan slučaj gde I i Q komponente imaju jednake amplitude i faznu razliku od 90 stepeni.

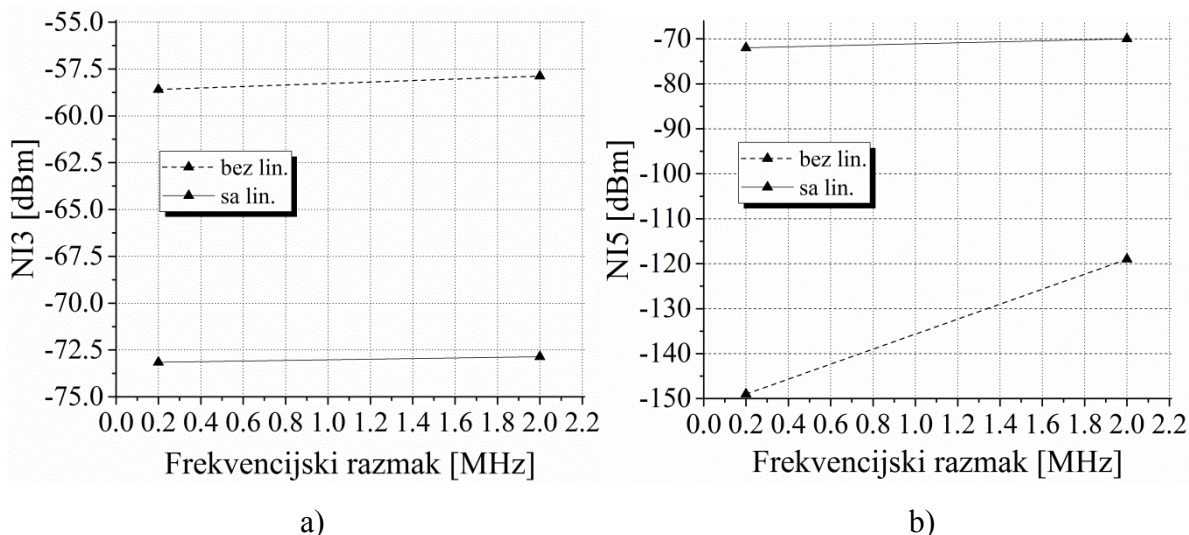
Ćelija mešača testirana je za QAM modulisane signale koji sadrže dve spektralne komponente, I i Q . Razmatrana su dva slučaja, kada su I i Q komponente razdvojene 0.2 MHz i 2 MHz. Vrednosti f_{RF} i f_{LO} su jednake i iznose 1 GHz. Linearizacija je izvršena u slučajevima kada Pul_{RF} ima vrednosti -30 dBm i -20 dBm, dok Pul_{LO} iznosi -3 dBm.



Slika 7.12 Šematski prikaz DRC-a sa kolom za generisanje bb signala koji se koriste za potrebe linearizacije mešača za direktnu konverziju



Slika 7.13 NI proizvodi sa i bez linearizacije za $Pul_{RF} = -30$ dBm, $Pul_{LO} = -3$ dBm: a) NI3, b) NI5



Slika 7.14 NI proizvodi sa i bez linearizacije za

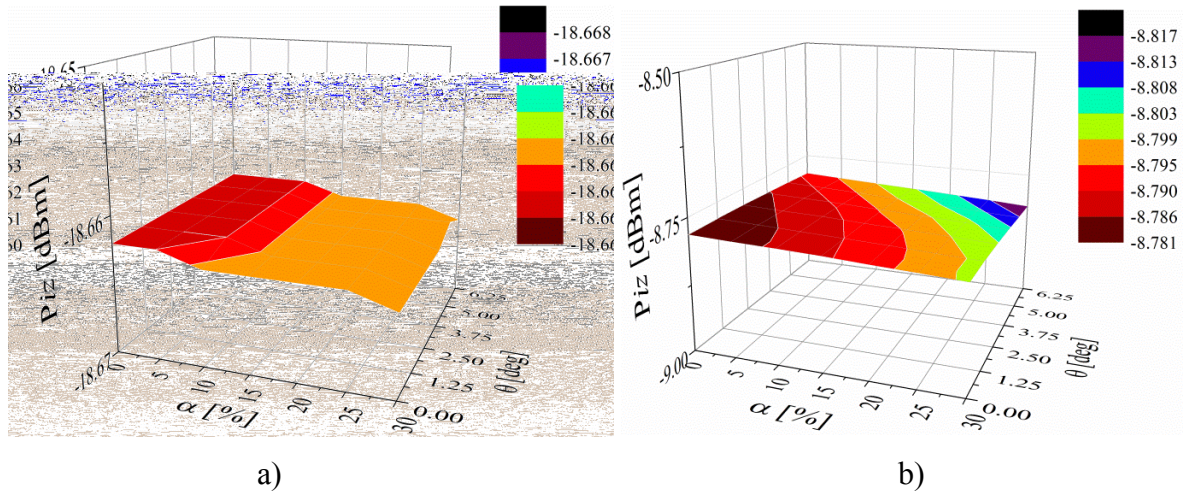
 $P_{ul_{RF}} = -20$ dBm, $P_{ul_{LO}} = -3$ dBm: a) NI3, b) NI5

Na Slikama 7.13 i 7.14 prikazani su nelinearni proizvodi, NI3 i NI5, sa i bez primene linearizacije. Nakon primene linearizacionog pristupa, postignuta supresija NI3 proizvoda iznosi oko 15 dB kada $P_{ul_{RF}}$ iznosi -20 dBm za oba razmaka. Za $P_{ul_{RF}}$ od -30 dBm, NI3 proizvodi su poboljšani za 22 dB za razmak od 0.2 MHz i 8 dB za razmak od 2 MHz. Sa druge strane, NI5 proizvodi su pogoršani, ali su i dalje ispod nivoa linearizovanih NI3 proizvoda.

7.3.1 Ispitivanje uticaja I/Q disbalansa

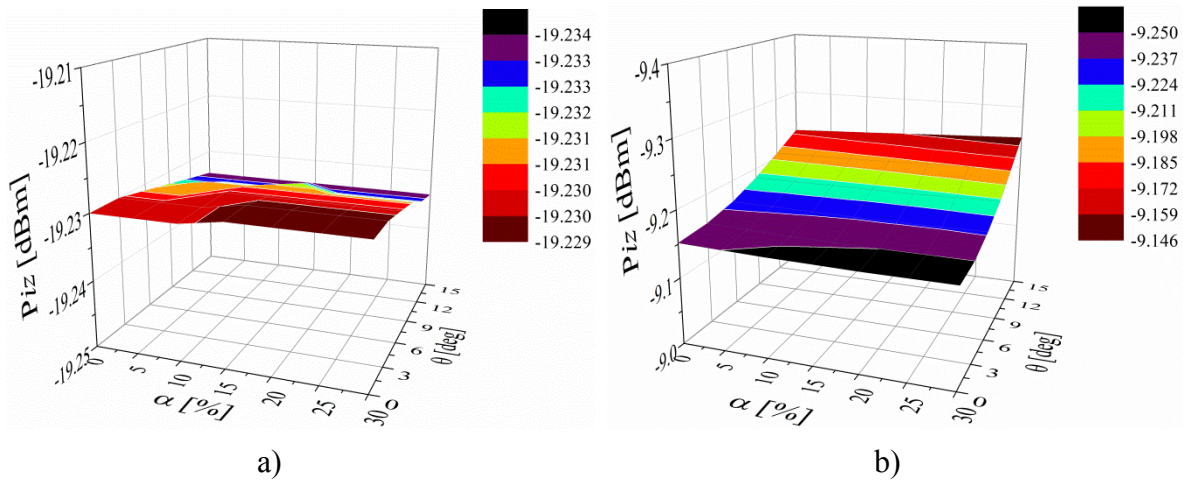
Dodatno je ispitivan i uticaj disbalansa I i Q signala na linearizaciju ćelije mešača. Izlazni nivoi snage osnovnog signala i nivoi NI3 i NI5 proizvoda, posmatraju se u pogledu amplitudskog i faznog disbalansa I i Q signala [71].

Analiza je izvršena za dve vrste signala - idealan I/Q signal u ravnoteži i I/Q signal sa efektom disbalansa (amplituda do 30% i fazni disbalans od 50°). U idealnom slučaju, signal iz LO u I i Q kanalima ima jednaku amplitudsku i faznu razliku od -90° , kao što je prikazano na Slici 7.12. Kada dođe do asimetrije, amplitude i faze LO signala u kanalima odstupaju od idealnih vrednosti. U praksi I kanal se definiše kao referenca (faza je 0° , dok je vrednost amplitude 1).



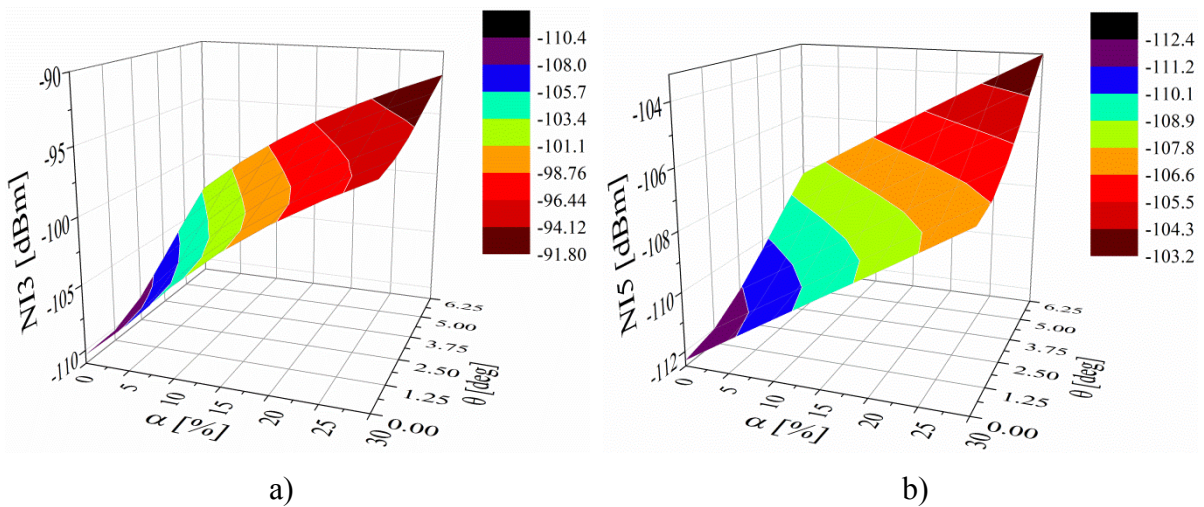
Slika 7.15 Piz osnovnog signala za $\Delta f = 0.2$ MHz u zavisnosti od I/Q disbalansa:

a) $P_{ul_{RF}} = -30$ dBm, $P_{ul_{LO}} = -3$ dBm, b) $P_{ul_{RF}} = -20$ dBm, $P_{ul_{LO}} = -3$ dBm



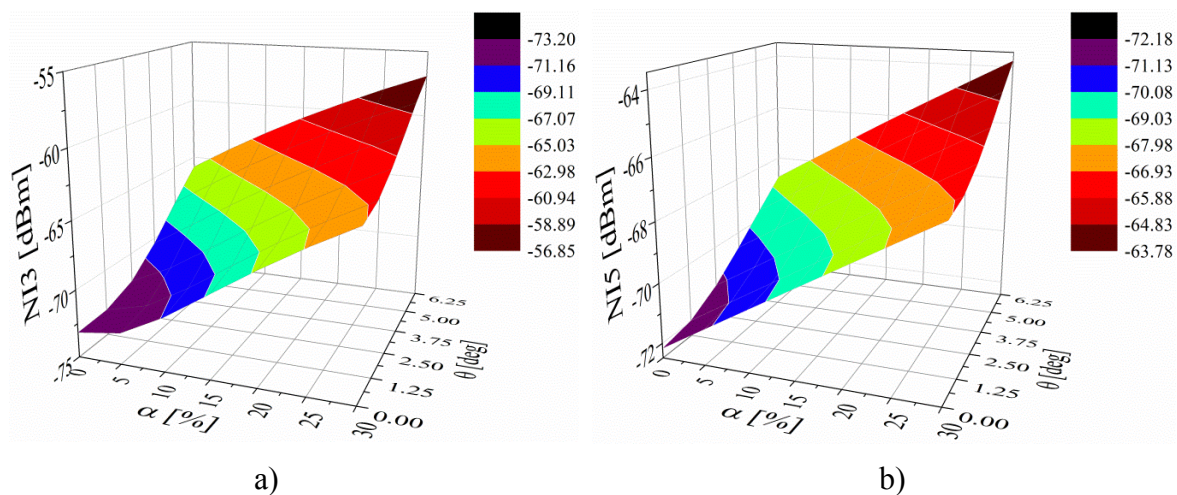
Slika 7.16 Piz osnovnog signala za $\Delta f = 2$ MHz u zavisnosti od I/Q disbalansa:

a) $P_{ul_{RF}} = -30$ dBm, $P_{ul_{LO}} = -3$ dBm, b) $P_{ul_{RF}} = -20$ dBm, $P_{ul_{LO}} = -3$ dBm



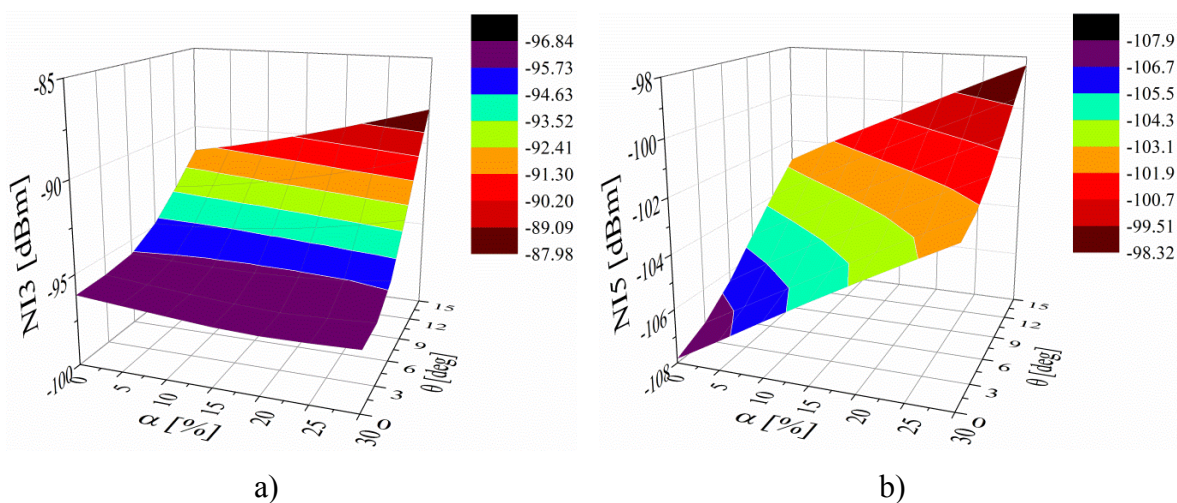
Slika 7.17 NI proizvodi mešača u direktnoj konverziji za $\Delta f = 0.2$ MHz,

$P_{ul_{RF}} = -30$ dBm, $P_{ul_{LO}} = -3$ dBm: a) NI3, b) NI5



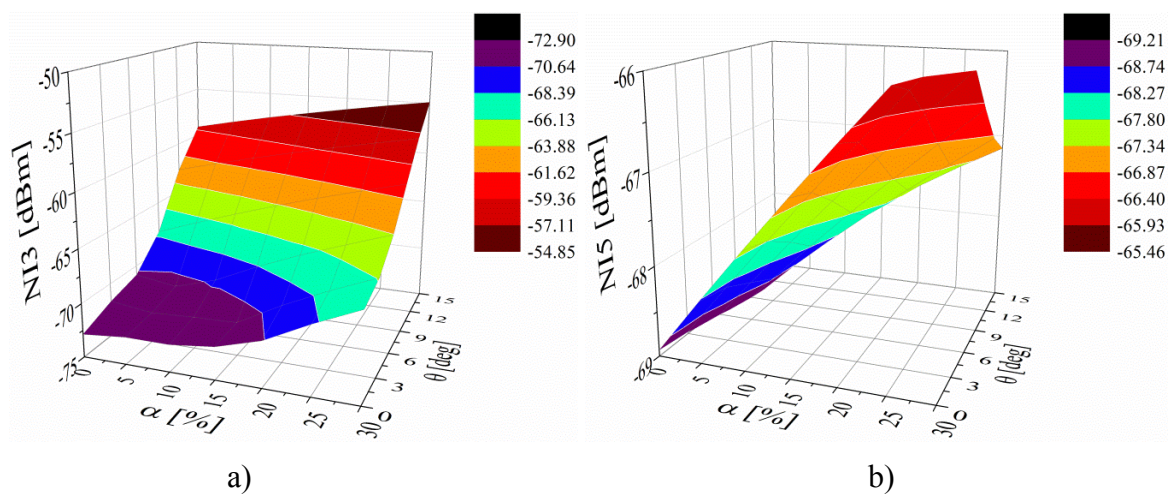
Slika 7.18 NI proizvodi mešača u direktnoj konverziji za $\Delta f = 0.2$ MHz,

$Pul_{RF} = -20$ dBm, $Pul_{LO} = -3$ dBm: a) NI3, b) NI5



Slika 7.19 NI proizvodi mešača u direktnoj konverziji za $\Delta f = 2$ MHz,

$Pul_{RF} = -30$ dBm, $Pul_{LO} = -3$ dBm: a) NI3, b) NI5



Slika 7.20 NI proizvodi mešača u direktnoj konverziji za $\Delta f = 2$ MHz,

$Pul_{RF} = -20$ dBm, $Pul_{LO} = -3$ dBm: a) NI3, b) NI5

Signal na ulazu mešača je oblika:

$$X_{\text{RF}}(t) = I(t)\cos(\omega_0 t) - Q(t)\sin(\omega_0 t) \quad (7.1)$$

gde je ω_0 frekvencija nosioca.

Disbalans karakteriše amplituda (α) i fazni pomeraj (θ) signala iz lokalnog oscilatora X_{LO} u Q grani na sledeći način:

$$X_{\text{LO}} = -\alpha \sin(\omega_{\text{LO}} t + \theta) \quad (7.2)$$

Tada se IQ nebalansirani signali na izlazu iz mešača mogu zapisati na sledeći način:

$$I_{\text{BB}}(t) = I(t) \quad (7.3)$$

$$Q_{\text{BB}}(t) = \alpha [Q(t)\cos(\theta) - I(t)\sin(\theta)] \quad (7.4)$$

U 3D slikama, (Slike 7.15 i 7.16), prikazana je P_{iz} osnovnog signala za različite nivoe P_{ulRF} i Δf , u zavisnosti od disbalansa amplitude i faze I i Q komponenti. Grafici pokazuju da nivoi P_{iz} ostaju gotovo nepromenjeni sa povećanjem parametara α i θ za razmatrane razmake između komponenti i razmatrane nivoe P_{ulRF} .

Slike 7.17 do 7.20 predstavljaju NI3 i NI5 proizvode nakon primene linearizacionog pristupa kada se razmatraju I/Q disbalansi. Za nizak nivo I/Q disbalansa ($\alpha < 5\%$, $\theta < 3\text{deg}$), NI3 proizvodi nakon linearizacije ostaju gotovo nepromenjeni u odnosu na rezultate postignute za balansirane signale u slučaju Δf od 0.2 MHz. Kada Δf iznosi 2 MHz, NI3 proizvodi su podložni promeni amplitude i faze, ali u manjem obimu, posebno za niže razmatrane snage. U slučajevima većeg I/Q disbalansa, vrednosti NI3 proizvoda se sa linearizacijom približavaju nivoima NI3 proizvoda bez linearizacije posmatrano za oba razmatrana razmaka 0.2 MHz i 2 MHz. Što se tiče NI5 proizvoda, oni se neznatno povećavaju sa porastom I/Q disbalansa, ali i dalje ostaju ispod nivoa linearizovanih NI3 proizvoda koji se razmatraju pod istim uslovima disbalansa.

9. ZAKLJUČAK

Savremene generacije komunikacionih standarda i tehnologija zahtevaju da moderni bežični komunikacioni sistemi ispunjavaju određene performanse, kao što su povećanje bitske brzine, linearnost i efikasnost sklopova i uređaja, efikasno korišćenje raspoloživog frekvencijskog spektra.

Ciljevi istraživanja ove doktorske disertacije vezani su za poboljšanje performansi različitih konfiguracija PA u pogledu njihove energetske efikasnosti i linearnosti. Usled toga, za potrebe projektovanja PA korišćenje su različite metode koje mogu obezbediti zadovoljavajuću traženu efikasnost. Razvijeni su i primenjeni linearizacioni postupci koji zadovoljavaju potrebe linearnosti projektovanih pojačavačkih struktura.

Na početku disertacije predstavljeno je nekoliko široko upotrebljivanih arhitektura primopredajnika i date su opšte karakteristike PA i mešača kao njegovih glavnih nelinearnih sklopova. Takođe, ukratko su objašnjene neke od osnovnih klasa PA novije generacije, kao što su klasa J i kontinualni modovi/klase i predstavljeni su osnovni principi rada aktivnih jednostruko i dvostruko balansnih mešača [4-6, 34-39]. Zatim su razmatrane metode za povećanje efikasnosti, kao što je *Doherty* konfiguracija [1,17, 40-47], kao i metode za

poboljšanje linearnosti gde su ukratko objašnjene analogna i digitalna tehnika predistorzije koja je danas najviše komercijalno zastupljena [4-13]. Najveća pažnja je posvećena predstavljanju matematičke osnove analognog linearizacionog postupka, koji je razvijen na Elektronskom fakultetu u Nišu u Laboratoriji za mikrotalasnu tehniku i bežične komunikacije, a čija je modifikacija izvršena u ovoj disertaciji za primene na širokopojasne pojačavače i digitalnog linearizacionog postupka koji je razvijen u ovoj disertaciji [14-17]. Ovi postupci se primenjuju nadalje u disertaciji, uz odgovarajuće modifikacije, za postizanje linearizacije projektovanih jednostepenih, dvostepenih i dvokanalnih pojačavačkih konfiguracija, kao i mešača.

Glavni i najveći deo ove disertacije obuhvata verifikaciju razmatranih linearizacionih postupaka, koja je izvršena kroz procese simulacija za analogni i digitalni linearizacioni postupak i kroz eksperimentalnu implementaciju za slučaj jednog od razvijenih digitalnih linearizacionih pristupa. Verifikacija kroz simulacije ostvarena je za veći broj projektovanih jednostepenih, dvostepenih i dvokanalnih (*dual-band*) pojačavačkih konfiguracija za slučaj analognog i digitalnog linearizacionog postupka, kao i kod mešača za slučaj primene digitalnog linearizacionog postupka. Glavni deo disertacije se ne odnosi samo na linearizacione postupke nego i na poboljšanje performansi PA, što znaci da je velika pažnja usmerena i na način projektovanja samih PA kako bi im se obezbedila što veća efikasnost, kao i pojačanje. Metoda koja se koristi za projektovanje omogućava rad PA u širem opsegu frekvencija tako da i to dolazi kao dodatna pogodna karakteristika u pogledu ukupnih performansi projektovanih PA [86, 87]. Najpre su projektovani jednostepeni PA, zatim dvostepeni DPA i na kraju dvokanalni PA i primenjena su oba linearizaciona postupka kako bi se dokazalo da razmatrani linearizacioni postupci daju zadovoljavajuće rezultate za različite tipove pojačavačkih struktura. Kod analogne linearizacije jednostepenih i dvokanalnih pojačavača bilo je potrebno korišćenje dodatnih generatora za generisanje NI2 i NI4 signala neophodnih za linearizaciju, koji se nakon podešavanja njihovih amplituda i faza dovode na ulaz i na izlaz tranzistora PA preko PO filtera [49-54, 67]. Kod DPA, koji sadrže glavni i pomoćni stepen, kao generator signala koristi se pomoćni PA, a zatim se NI signali podešavaju po amplitudi i fazi i vode na ulaz i izlaz tranzistora glavnog pojačavača *Doherty*-a preko POF [60-63]. Kada je u pitanju digitalna linearizacija, razvijena su četiri pristupa kod kojih se NI signali formiraju određenom modifikacijom korisnih signala i dodatno obrađuju u osnovnom opsegu, tj. u digitalnom domenu. Kod prvog pristupa se NI signali (*bb* signali) podešavaju po amplitudi i polaritetu i ubacuju na ulaz i izlaz PA tranzistora. Kod drugog pristupa se podešavaju amplituda i faza adekvatno formiranih NI signala (NI2 signali) iz

osnovnog opsega i potom se moduliše 2. harmonik nosioca. Nakon toga se na ovaj način formirani signali dovode na ulaz i/ili izlaz tranzistora PA. Razmatran je uticaj ovih linearizacionih pristupa tako što je pristup koji koristi *bb* signale primenjen na jednostepene PA [55], dok je pristup koji koristi NI2 signale primenjivan na jednostepene PA, na DPA, kao i na pojačavače koji rade u dva frekvencijska opsega za različite tipove digitalno modulisanih signala u predajniku, kao što su QAM, WCDMA i OFDM [56, 57, 64-66, 68]. Takođe, na jednostepeni PA je primenjena i kombinacija ova dva digitalna pristupa (*bb* i NI2 signali) [58], što predstavlja treći pristup. Pored toga, na *Gilbert-ov* mešač u prijemniku primenjena su oba digitalna linearizaciona pristupa pojedinačno i izvršena je njihova komparacija [69-71]. Četvrti pristup, koji je proširena verzija drugog pristupa, je primenjen kod jednostepenih PA i kod njega se za modulisanje 2. harmonika osnovnog nosioca koriste adekvatno podešeni signali u osnovnom opsegu 2. i 4. reda (NI2 i NI4 signali), koji se zatim dovode na ulaz i/ili izlaz PA [59].

Nakon uspešno izvedene validacije razmatranih linearizacionih pristupa u softveru ADS, sledeći korak je bila eksperimentalna verifikacija. Eksperimentalna validacija digitalnog linearizacionog pristupa koji koristi NI2 signale izvršena je na realizovanom dvostepenom asimetričnom *Doherty* PA korišćenjem platforma za softverski radio. Merenja su izvršena za 64QAM signal a generisanje korisnog i NI signala ostvareno je pomoću NI USRP platformi 292x. Ove platforme su programirane u softveru *LabVIEW* tako da generišu korisni QAM signal, NI2 signale i vrše kontrolu linearizacionih parametara [66].

Zaključak koji se može izvesti na osnovu rezultata prikazanih u disertaciji je da se razmatrani linearizacioni postupci mogu primenjivati na različite pojačavačke strukture i da njihova primena daje zadovoljavajuće rezultate u pogledu potiskivanja NI3 proizvoda, dok se NI5 proizvodi u većini slučajeva zadržavaju na nivoima pre primene linearizacije. Treba naglasiti da je ovaj rezultat veoma značajan pošto se podešavanjem parametara NI signala vodilo računa da se NI5 proizvodi ne pogoršaju i ne pređu nivo snage potisnutih NI3 proizvoda, čime bi se veoma umanjio značaj linearizacije. Ostvareni rezultati i kod analognog i kod digitalnog linearizacionog postupka su u potpunosti u saglasnosti sa teorijskim obrazloženjem vezanim za predložene linearizacione postupke predstavljene u disertaciji u kojima se došlo do zaključka da adekvatno podešeni NI2 signali smanjuju nelinearne signale 3. reda, dok NI2 i posebno NI4 signali utiču na nelinearne signale 5. reda.

Rezultati primene analognog linearizacionog postupka na jednostepene PA su analizirani za različite konfiguracije kola za prilagođenje počevši od kola sa koncentrisanim

parametrima do mikrostrip kola sa primenom filtera propusnika opsega za NI signale ili kola za prilagođenje na frekvencijama 2. harmonika. Kod primene digitalnog linearizacionog postupka razmatrani su različiti pristupi i njihove kombinacije. Direktno poređenje sa rezultataima postignutim analognim i digitalnim postupkom nije jednostavno ostvariti pošto su rezultati dobijeni i za različite ulazne snage. Generalno zapažanje je da je za primenu analognog postupka kod jednostepenih PA potrebno generisati NI signale dodatnim nelinearnim izvorima, dok se kod digitalne metode ovi signali dobijaju procesiranjem korisnih signala u osnovnom opsegu. Kada je u pitanju *Doherty* struktura, primena digitalnog linearizacionog postupka je dala veći stepen potiskivanja NI3 i NI5 proizvoda gotovo za sve razmatrane frekvencijske razmake između signala, u odnosu na analogni postupak pri istim uslovima. Kada se porede rezultati postignuti primenom analognog i digitalnog linearizacionog postupka kod dvokanalnih pojačavača, uočava se da je stepen potiskivanja NI3 proizvoda veći kod analognog nego kod digitalnog linearizacionog postupka, dok je za NI5 proizvode postignuto približno isto potiskivanje za oba razmatrana postupka.

Prednost digitalnog linearizacionog postupka ogleda se u tome što on ne zahteva dodatne izvore NI signala i pojačavače u NI kolu kao što je to slučaj kod analognog postupka. NI signali se formiraju u osnovnom opsegu korišćenjem DSP-a i odgovarajućeg hardvera, čija je potrošnja energije manja od uređaja koji se koriste u NI kolu kod analognog postupka.

Kada su u pitanju digitalni linearizacioni pristupi, pristup koji koristi *bb* signale ima jednostavniju strukturu ali se njime postiže manji stepen redukcije NI proizvoda, dok pristup koji koristi NI2 i NI4 signale daje najbolje rezultate kada je u pitanju smanjenje NI3 i NI5 proizvoda kod jednostepenih PA, jer omogućava podešavanje parametara koji su potrebni za postizanje istovremenog potiskivanja obe vrste NI proizvoda. Podešavanje svih potrebnih parametara obe vrste NI parnih signala koji se koriste za linearizaciju je ostvareno u postupku simulacije.

Nad *Gilbert*-ovim mešačem koji se nalazi na strani prijemnika, primenjeni su digitalni linearizacioni pristupi koji koriste *bb* i NI2 signale odvojeno, pri istim uslovima rada. Rezultati komparacije ova dva pristupa pokazuju da je veći stepen potiskivanja NI3 proizvoda postignut primenom linearizacionog pristupa koji koristi NI2 signale za oba razmatrana nivoa ulazne snage, pri čemu je kod oba pristupa izvršena optimizacija podesivih parametara NI signala za redukciju nivoa NI3 proizvoda i za ograničavanje nivoa NI5 proizvoda na vrednosti ispod smanjenih NI3 proizvoda. Razmatran je i uticaj kašnjenja NI signala na ukupne rezultate postignute primenom ovih linearizacionih pristupa, pri čemu sa povećanjem kašnjenja dolazi do opadanja stepena smanjenja NI3 proizvoda. Za kašnjenja

signala od 50 ns, nivoi NI3 proizvoda ostaju na nivoima pre primene linearizacionog pristupa koji koristi *bb* signale, dok se u slučaju pristupa koji koristi NI2 signale oni nalaze ispod nivoa nepotisnutih NI3 proizvoda za nekoliko decibela. Ispitivan je i uticaj *I/Q* disbalansa na linearizaciju kod mešača za direktnu konverziju. U slučajevima većeg *I/Q* disbalansa, vrednosti NI3 proizvoda se sa linearizacijom približavaju nivoima NI3 proizvoda bez linearizacije. Što se tiče NI5 proizvoda, oni se neznatno povećavaju sa porastom *I/Q* disbalansa, ali i dalje ostaju ispod nivoa linearizovanih NI3 proizvoda koji se razmatraju pod istim uslovima disbalansa.

Ostvareni eksperimentalni rezultati primenom digitalnog postupka na isti model ADPA su bolji od eksperimentalnih rezultata dobijenih primenom analognog postupka koji zahteva kompleksnije hardversko rešenje zbog dodatnog NI kola. Zadovoljavajuće poboljšanje ACPR parametra je postignuto za opseg dominantnih NI3 izobličenja, dok je vrednost ACPR parametra koja se odnosi na opseg dominantnih NI5 izobličenja zadržana na nivou ispod ACPR vrednosti redukovanih NI3 izobličenja. Linearizacija ostvarena u eksperimentu izvršena je pomoći NI2 signala, manuelnim podešavanja potrebnih parametara. Generisanje i podešavanje i NI4 signala se planira u daljim fazama eksperimentalne verifikacije rezultata ostvarenih simulacijom.

Na osnovu rezultata istraživanja predstavljenih u ovoj disertaciji mogu se istaći njeni najbitniji doprinosi:

- * Modifikacija linearizacionog postupka koji koristi NI2 i NI4 signale u analognom domenu za potrebe potiskivanja nelinearnih izobličenja 3. i 5. reda – NI3 i NI5 proizvoda kod širokopojasnih pojačavača snage i dvokanalnih pojačavača;
- * Razvoj digitalnog linearizacionog postupka koji se deli na četiri pristupa koji koriste NI signale koji su adekvatno formirani i obrađuju se u digitalnom domenu;
- * Projektovanje jednostepenih i dvostepenih pojačavačkih struktura različitih konfiguracija za rad u širem opsegu frekvencija baziranim na filtarskim strukturama kola za prilagođenje sa ciljem obezbeđivanja visoke efikasnosti i pojačanja;
- * Projektovanje dvokanalnog pojačavača koji radi u dva frekvencijska opsega istovremeno;
- * Primena i analiza u ADS softveru analognog i digitalnog linearizacionog postupka, uz odgovarajuće modifikacije, na veći broj projektovanih različitih jednostepenih, dvostepenih i dvokanalnih PA konfiguracija;
- * Analiza uticaja različitih struktura filtara propusnika opsega u NI kolu za obradu i primenu NI signala za linearizaciju na karakteristike PA;

- * Projektovanje kola za prilagođenje na frekvencijama drugog harmonika osnovnog signala, koja zamenjuju upotrebu filtera propusnika opsega u NI kolu, sa ciljem ostvarivanja zadovoljavajuće efikasnosti PA;
- * Analiza uticaja antene na rezultate linearizacije PA u predajniku;
- * Eksperimentalna validacija razvijenog digitalnog linearizacionog postupka koji koristi NI2 signale njegovom primenom na fabrikovani asimetrični dvostepeni *Doherty* PA;
- * Primena razvijenih digitalnih linearizacionih pristupa na mešače na strani prijemnika.

Ideje za buduće pravce istraživanja:

- * Istovremeno smanjenje svih unakrsnih NI proizvoda kod dvokanalnih PA, koji se javljaju u spektru, kada se linearizacija vrši za obe centralne frekvencije istovremeno, uključivanjem određenih sklopova na drejnu i gejtu PA tranzistora koji će kratkospojiti signale na frekvencijama razlike između dva operativna opsega PA;
- * Eksperimentalna verifikacija digitalne metode koja pored NI2 koristi i NI4 signale;
- * Primena i testiranje digitalnog linearizacionog postupka na *advanced* LTE i 5G sisteme, koji rade na višim frekvencijama i podržavaju modulacione forme kao što su FBMC (*Filter Bank Multicarrier*), UFMC (*Universal Filtered MultiCarrier*), FOFDM (*Filtered Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) za širine spektra od (100 – 200) MHz;
- * Automatizacija podešavanja parametara digitalnog linearizacionog postupka kojom se očekuje povećanje stepena redukcije nelinearnih proizvoda;
- * Kombinovanje digitalnog linearizacionog postupka sa drugim metodama, kao što je npr. DPD tehnika;
- * Realizacija generisanja korisnih i NI signala i njihove obrade pomoću drugih platformi, kao što je FPGA.

9. LITERATURA

- [1] S. C. Cripps, *RF Power Amplifiers for Wireless Communications*, 2nd edition, Artech House Microwave Library, 2016.
- [2] P. B. Kenington, *High Linearity RF Amplifier Design*, Artech House Inc., 2000.
- [3] A J. L. Dawson, T. H. Lee, *Feedback Linearization of RF Power Amplifiers*, Springer New York, NY, 2004.
- [4] X. Feng, *Efficient Baseband Digital Predistortion Techniques for Linearizing Power Amplifier by Taking into Account Nonlinear Memory Effect*, doktorska disertacija, Engineering Sciences, Université de Nantes, France, 2015.
- [5] D. Bondar, *Advanced Digital Predistortion of Power Amplifiers for Mobile and Wireless Communications*, doktorska disertacija, University of Westminster, UK, 2009.
- [6] M. Božić, *Joint Compensation of I/Q Impairments and PA Nonlinearity Inmobile Broadband Wireless Ttransmitters*, doktorska disertacija, University of Westminster, UK, 2016.

-
- [7] M. Cabarkapa, *Digital Predistortion of RF Amplifiers Using Baseband Injection for Mobile Broadband Communications*, doktorska disertacija, University of Westminster, UK, 2014.
- [8] P. L. Gilabert, A. Cesari, G. Montoro, E. Bertran, J. M. Dilhac, "Multi-Lookup Table FPGA Implementation of an Adaptive Digital Predistorter for Linearizing RF Power Amplifiers with Memory Effects", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 56, no. 2, pp. 372-384, February 2008.
- [9] L. Ding, G. T. Zhou, D. R. Morgan, Z. Ma, J. S. Kenney, J. Kim, C. R. Giardina, "A Robust Digital Baseband Predistorter Constructed using Memory Polynomials", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 52, no. 1, pp. 159-165, January 2004.
- [10] S. Hong, Y. Y. Woo, J. Kim, I. Kim, J. Cha, I. Kim, J. Moon, J. Yi, B. Kim, "Weighted Polynomial Digital Predistortion for Low Memory Effect Doherty Power Amplifier", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 55, no. 5, pp. 925-931, May 2007.
- [11] J. Kim, Y. Y. Woo, J. Moon, B. Kim, "A New Wideband Adaptive Digital Predistortion Technique Employing Feedback Linearization", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 56, no. 2, pp. 385-392, February 2008.
- [12] D. Morgan, Z. Ma, J. Kim, M. Zierdt, J. Pastalan, "A Generalized Memory Polynomial Model for Digital Predistortion of RF Power Amplifiers", *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 54, pp. 3852-3860, October 2006.
- [13] J. Kim, K. Konstantinou, "Digital Predistortion of Wideband Signals Based on Power Amplifier Model with Memory", *Electronics Letters*, vol. 37, no. 23, pp. 1417-1418, November 2001.
- [14] J. C. Pedro, J. Perez, "Accurate Simulation of GaAs MESFET's Intermodulation Distortion Using a new Drain-Source Current Model", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 42, pp. 25-33, January 1994.
- [15] J. P. Aikio, T. Rahkonen, "Detailed Distortion Analysis Technique Based on Simulated Large-Signal Voltage and Current Spectra", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, pp. 3057-3065, 2005.
- [16] A. Heiskanen, J. Aikio, T. Rahkonen, "A 5-th order Volterra Study of a 30W LDMOS Power Amplifier", *International Symposium on Circuits and Systems*, vol. 4, pp. 616-619, Bangkok, Thailand, 2003.
-

- [17] A. Atanasković, *Prilog Poboljšanju Linearnosti Mikrotalasnih Pojačavača Snage*, doktorska disertacija, Elektronski fakultet, Univerzitet u Nišu, Srbija, 2014.
- [18] N. Maleš-Ilić, B. Milovanović, Đ. Budimir, "Design of Low Intermodulation Amplifiers for Wireless Multichannel Applications", *31st European Microwave Conference*, pp. 347-351, London, UK, September 2001.
- [19] N. Maleš-Ilić, B. Milovanović, Đ. Budimir, "Amplifiers with Improved IMD Performance for Multi-Channel Wireless Systems", *32nd European Microwave Conference*, Italy, September 2002.
- [20] N. Males-Ilić, B. Milovanović, Đ. Budimir, "Low Intermodulation Amplifiers for RF and Microwave Wireless Systems", *Asia-Pacific Microwave Conference*, vol.3, pp. 984-987, Taipei, Taiwan, December 2001.
- [21] N. Maleš-Ilić, B. Milovanović, Đ. Budimir, "Diminished Sensitivity to Phase Variation in Injected Second Harmonic Linearization Technique for Multichannel Amplifiers", *Asia Pacific Microwave Conference*, Kyoto, Japan, November 2002.
- [22] N. Maleš-Ilić, Đ. Budimir, B. Milovanović, "Linearization Technique for Reducing Third- and Fifth-Order Intermodulation Distortion Products in Multichannel Amplifiers", *33rd European Microwave Conference Proceedings*, pp. 1235-1238, Munich, Germany, October 2003.
- [23] A. Atanasković, N. Maleš-Ilić, B. Milovanović, "Linearization of Power Amplifiers by Second Harmonics and Fourth-Order Nonlinear Signals", *Microwave and Optical Technology Letters*, Wiley Periodicals, vol.55, issue 2, pp. 425-430, February 2013.
- [24] N. Males-Ilić, B. Milovanović, Đ. Budimir, "Effective Linearization Technique for Amplifiers Operating Close to Saturation", *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, 17(2), pp. 169-178, 2007.
- [25] N. Males-Ilić, B. Milovanović, Đ. Budimir, "Improvement in Second Harmonics Linearization Technique for Multichannel Amplifiers", *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 38, no. 2, pp. 150-153, 2003.
- [26] N. Males-Ilić, J. Randelović, "The Linearization of Two Multichannel Amplifiers Connected in Cascade by Using the Second Harmonics and Fourth-Order Nonlinear Signals", *International Conference on Telecommunication in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Services*, pp. 389-392, Niš, Serbia and Montenegro, September 2005.

-
- [27] N. Males-Ilić, B. Milovanović, “The Linearization of Multichannel Amplifiers Connected in Cascade”, *Mediterranean Microwave Symposium 2006*, Genova, Italy, 2006.
- [28] N. Maleš-Ilić, A. Atanasković, B. Milovanović, “Harmonic-Controlled Three-way Doherty Amplifier with Improved Linearity”, *WSEAS Transaction on Circuits and Systems*, vol. 8, no. 9, pp. 769-778, 2009.
- [29] A. Atanasković, N. Maleš-Ilić, B. Milovanović, “The Linearization of Doherty Amplifier”, *Microwave Review*, vol. 14, no. 1, pp. 25-34, 2008.
- [30] A. Atanasković, N. Males-Ilić, and B. Milovanović, “Linearization of Two-Way Doherty Amplifier,” *6th European Microwave Integrated Circuit Conference*, pp. 304-307, Manchester, UK, October 2011.
- [31] N. Males-Ilić, A. Atanasković, B. Milovanović, “Linearization of Two-Way Doherty Amplifier by Injection of Second and Forth Order Nonlinear Signals at the Input and Output of the Carrier Cell”, *10th International Conference on Telecommunication in Modern Satellite Cable and Broadcasting Services (TELSIKS)*, pp. 226-229, Niš, Serbia, October 2011.
- [32] N. Maleš-Ilić, *Amplifiers with Improved Intermodulation Performances for Multichannel Applications*, doktorska disertacija, Department of Electronic Systems, University of Westminster, London, England, 2003.
- [33] N. Maleš-Ilić, A. Atanasković, K. Blau, M. Hein, “Linearization of Asymmetrical Doherty Amplifier by the Even-Order Nonlinear Signals”, *International Journal of Electronics*, vol. 103, issue 8, pp. 1318-1331, Taylor & Francis, 2015.
- [34] O. Olukoya, *Integrated Filters and Couplers for Next Generation Wireless Transceivers*, doktorska disertacija, University of Westminster, UK, 2019.
- [35] M. Xiao, *Novel Predistortion Techniques for RF Power Amplifiers*, doktorska disertacija, The University of Birmingham, UK, 2009.
- [36] V. Carrubba, *Novel Highly Efficient Broadband Continuous Power Amplifier Modes*, doktorska disertacija, Cardiff University, UK, 2012.
- [37] V. Carrubba, M. Akmal, R. Quay, J. Lees, J. Benedikt, S. C. Cripps, P. J. Tasker, “The Continuous Inverse Class F Mode with Resistive Second Harmonic Impedance”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 60, no. 6, June 2012.
-

- [38] J. H. Kim, S. J. Lee, B. H. Park, S. H. Jang, J. H. Jung, C. S. Park, “Analysis of High-Efficiency Power Amplifier Using Second Harmonic Manipulation: Inverse Class-F/J Amplifiers”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 59, no. 8, August 2011.
- [39] C. Poole, I. Darwazeh, *Microwave Active Circuit Analysis and Design*, 2016 Elsevier Ltd, ISBN: 978-0-12-407823-9.
- [40] S. B. Kamarudin, *Advanced Doherty Power Amplifier Design for Modern Communication Systems*, doktorska disertacija, Cardiff University, UK, 2018.
- [41] B. Kim, *Doherty Power Amplifiers – From Fundamentals to Advanced Design Methods*, Academic Press, 2018.
- [42] J. Kim, J. Cha, I. Kim, B. Kim, “Optimum Operation of Asymmetrical-Cells-Based Linear Doherty Power Amplifiers – Uneven Power Drive and Power Matching”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, no. 5, pp. 1802-1809, May 2005.
- [43] A. Z. Markos, P. Colantonio, F. Giannini, R. Giofrè, M. Imbimbo, G. Kompas, “A 6W Uneven Doherty Power Amplifier in GaN Technology, *European Microwave Conference*, pp. 1097-1100, Munich, Germany, October 2007.
- [44] J. Lees, M. Goss, J. Benedikt, P. J. Tasker, “Single Tone Optimization of an Adaptive Bias Doherty Structure,” *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 2213-2216, 2003.
- [45] J. Y. Lee, J. Y. Kim, J. H. Kim, K. J. Cho, S. P. Stapleton, “A High Power Asymmetric Doherty Amplifier with Improved Linear Dynamic Range, *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 1348-1351, 2006.
- [46] M. Iwamoto, A. Williams, C. Pin-Fan, A. G. Metzger, L. E Larson, P. M. Asbeck, “An Extended Doherty Amplifier with High Efficiency Over a Wide Power Range”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 49, pp. 2472 -2479, December 2001.
- [47] M. Sajedin, I.T.E. Elfergani, J. Rodriguez, R. Abd-Alhameed, M. F. Barciela, “A Survey on RF and Microwave Doherty Power Amplifier for Mobile Handset Applications”, *Electronics*, vol.8, issue 6, 2019.
- [48] Advanced Design System (ADS), 2006A, Keysight Technologies.

-
- [49] A. Đorić, N. Maleš-Ilić, A. Atanasković, B. Milovanović, “Linearizacija Širokopojasnog Mikrotalasnog Pojačavača Snage”, *Zbornik LVII konferencije ETRAN*, Zlatibor, Srbija, pp. MT3.1.1-4, Jun 2013 .
- [50] A. Đorić, N. Maleš-Ilić, A. Atanasković, B. Milovanović, “Linearization of Broadband Microwave Amplifier”, *Serbian Journal of Electrical Engineering*, vol.11, no.1, pp. 111-120, February 2014.
- [51] A. Atanasković, A. Đorić, N. Maleš-Ilić, “Influence of the Second Harmonic Impedance at the Transistor Drain on the Efficiency of RF Power Amplifier”, *2st International Conference on Electrical, Electronic and Computing Engineering (IcETRAN 2015)*, pp. MTI 2.5.1-5, Silver lake, Serbia, June 2015.
- [52] A. Đorić, N. Maleš-Ilić, A. Atanasković, “Linearization and Efficiency Enhancement of the RF Power Amplifier by the Even-Order Nonlinear Signal Injection”, *12th International Conference on Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Services (TELSIKS 2015)*, pp. 106-109, Niš, Serbia, October 2015.
- [53] A. Đorić, N. Maleš-Ilić, A. Atanasković, “Linearization of Microstrip RF Power Amplifier Loaded with the Broadband Matching Circuits for the Efficiency Maintenance”, *23rd Telecommunications Forum (TELFOR 2015)*, pp. 118-121, Belgrade, Serbia, November 2015.
- [54] A. Đorić, T. Dimitrijević, M. Milijić, N. Maleš-Ilić, A. Atanasković, “Analysis of Antenna Impact on RF Power Amplifier Performances”, *3rd International Conference on Electrical, Electronic and Computing Engineering (IcETRAN 2016)*, Zlatibor, Serbia, pp. MTI 1.5.1-5, June 2016.
- [55] A. Atanasković, N. Maleš-Ilić, A. Đorić, M. Živanović, “Power Amplifier Linearization by Modified Baseband Signal Injection”, *12th International Conference on Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Services (TELSIKS 2015)*, pp. 102-105, Niš, Serbia, October 2015.
- [56] A. Atanasković, N. Maleš-Ilić, K. Blau, A. Đorić, “A Novel Linearization Technique Based on Modified Baseband Signals that Modulate Carrier Second Harmonic”, *11th International Conference on Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Services (TELSIKS 2013)*, pp. 192-195, Niš, Serbia, October 2013.
-

- [57] A. Atanasković, N. Maleš-Ilić, K. Blau, A. Đorić, B. Milovanović, “RF PA Linearization Using Modified Baseband Signal that Modulates Carrier Second Harmonic”, *Microwave Review - publication of national Society for Microwave Technique, Technologies and Systems, Serbia and Montenegro IEEE MTT-S Chapter*, vol. 19, no. 2, pp. 119-124, December 2013.
- [58] A. Đorić, N. Maleš-Ilić, A. Atanasković, “RF PA Linearization by Signals Modified in Baseband Digital Domen”, *Facta Universitatis, Series: Electronics and Energetics*, vol. 30, no. 2, pp. 209-221, June 2017.
- [59] A. Đorić, A. Atanasković, N. Maleš-Ilić, “RF Power Amplifier Linearization by Even-order Nonlinear Baseband Signals”, *52nd International Scientific Conference on Information, Communication and Energy Systems and Technologies (ICEST 2017)*, pp. 216-220, Niš, Serbia, June 2017.
- [60] A. Đorić, N. Maleš-Ilić, A. Atanasković, B. Milovanović, “Linearization of Broadband Doherty Amplifier”, *11th International Conference on Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Services (TELSIKS 2013)*, pp. 509-512, Niš, Serbia, October 2013.
- [61] A. Đorić, N. Maleš-Ilić, A. Atanasković, “Analysis of Linearization Circuit Impact on Broadband Doherty Amplifier Performances”, *1st International Conference on Electrical, Electronic and Computing Engineering (IcETRAN 2014)*, pp. MTI2.4.1-6, Vrnjačka Banja, Serbia, June 2014.
- [62] A. Đorić, A. Atanasković, N. Maleš-Ilić, B. Milovanović, K. Blau, “Broadband Microstrip Doherty Amplifier Design and Linearization”, *XLVIV International Scientific Conference on Information, Communication and Energy Systems and Technologies (ICEST 2014)*, vol 2, pp. 131-134, Niš, Serbia, June 2014.
- [63] N. Maleš-Ilić, A. Đorić, A. Atanasković, “Linearization of Broadband Two-way Microstrip Doherty Amplifier”, *Facta Universitatis, Series: Electronics and Energetics*, vol. 29, no. 1, pp. 127-138, March 2016.
- [64] A. Đorić, A. Atanasković, N. Maleš-Ilić, “Linearization of Broadband Doherty Amplifier by Baseband Signal that Modulates Second Harmonic”, *17th IEEE International Conference on Smart Technologies (IEEE EUROCON 2017)*, pp. 206-211, Ohrid, Macedonia, July 2017.

-
- [65] A. Đorić, A. Atanasković, B. Alorda, N. Maleš-Ilić, “Linearization of Doherty Amplifier by Injection of Digitally Processed Baseband Signals at the Output of the Main and Auxiliary Cell”, *14th International Conference on Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Services (TELSIKS 2019)*, pp. 339-342, Niš, Serbia, October 2019.
- [66] A. Đorić, A. Atanasković, N. Maleš-Ilić, M. Živanović, “Linearisation of RF PA by Even-Order Nonlinear Baseband Signal Processed in Digital Domain”, *International Journal of Electronics*, Published online: 27 June 2019, vol. 106, issue 12, pp. 1904-1918, Online ISSN: 1362-3060, Taylor & Francis.
- [67] A. Atanasković, A. Đorić, B. Alorda, N. Maleš-Ilić, “Dual Band Power Amplifier Linearization”, *14th International Conference on Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Services (TELSIKS 2019)*, pp. 37-40, Niš, Serbia, October 2019.
- [68] A. Atansaković, A. Đorić, N. Maleš-Ilić, “Analysis of Dual Band PA Nonlinear Performances by Application of Digital Linearisation Model”, *55th International Scientific Conference on Information, Communication and Energy Systems and Technologies (ICEST 2020)*, pp. 199-202, Niš, Serbia, September 2020.
- [69] A. Đorić, N. Maleš-Ilić, A. Atanasković, M. Živanović, “Mixer Linearization”, *YUINFO 2016*, pp. 120-124, Kopaonik, Serbia, 28 Februar-02 March 2016.
- [70] A. Đorić, N. Maleš-Ilić, A. Atanasković, B. Milovanović, “Mixer Linearization by Modified Baseband Signals”, *International Scientific Conference on Ict and E-Business Related Research (Sinteza 2016)*, pp. 299-303, Belgrade, Serbia, April 2016.
- [71] A. Atanasković, A. Đorić, N. Maleš-Ilić, “Mixer Linearization in Direct Conversion Receiver”, *51st International Scientific Conference on Information, Communication and Energy Systems and Technologies (ICEST 2016)*, pp. 73-76, Ohrid, Macedonia, June 2016.
- [72] M. Roberg, Z. Popovic, “Analysis of High-Efficiency Power Amplifiers With Arbitrary Output Harmonic Terminations”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 59, no. 8, August 2011.
-

- [73] A. Dani, M. Roberg, Z. Popović, “PA Efficiency and Linearity Enhancement Using External Harmonic Injection”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 60, no. 12, December 2012.
- [74] S. Rahimizadeh, T. Cappello, Z. Popovic, “An Efficient Linear Power Amplifier with 2nd Harmonic Injection”, *IEEE Tropical Conference on RF/Microwave Power Amplifiers for Radio and Wireless Applications*, 2019.
- [75] Y. S. Lee, M. W. Lee, Y. H. Jeong, “Highly Efficient Doherty Amplifier Based on Class-E Topology for WCDMA Applications”, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 18, issue 9, pp. 608-610, 2008.
- [76] R. Giofré, P. Colantonio, “A High Efficiency and Low Distortion 6 W GaN MMIC Doherty Amplifier for 7 GHz Radio Links”, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 27, issue 1, pp. 70-72, 2017.
- [77] W. Hallberg, M. Özen, D. Gustafsson, K. Buisman, C. Fager, “A Doherty Power Amplifier Design Method for Improved Efficiency and Linearity”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 64, issue 12, pp. 4491- 4504, 2016.
- [78] H. Zhang, R. Z. Zhan, Y. C. Li, J. Mou, “High Efficiency Doherty Power Amplifier Using Dual-Adaptive Biases”, *IEEE Transactions on Circuits and Systems I*, vol. 67, issue 8, pp. 2625-2634, 2020.
- [79] N. Faraji, T. W. Barton, “An RF-input Chireix Outphasing Power Amplifier”, *IEEE Topical Conference on Power Amplifiers for Wireless and Radio Applications*, pp. 11-14, Austin, Texas, USA, January 2016.
- [80] A. Bogusz, J. Lees, R. Quaglia, G. Watkins, S. C. Cripps, “Practical Load Compensation Networks in Chireix Outphasing Amplifiers Using Offset Transmission Lines”, *48th European Microwave Conference (EuMC)*, pp. 17-20, September 2018.
- [81] A. Grebennikov, *RF and Microwave Power Amplifier Design*, The McGraw-Hill Companies Inc., USA, 2005.
- [82] M. Vasić, O. Garcia, J. A. Oliver, P. Alou, D. Diaz, J. A. Cobos, A. Gimeno, J. M. Pardo, C. Benavente, F. J. Ortega, “High Efficiency Power Amplifier Based on Envelope Elimination and Restoration Technique”, *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 3833–3840, Atlanta, Georgia, USA, September 2010.

-
- [83] M. Vasić, O. Garcia, J. A. Oliver, P. Alou, D. Diaz, J. A. Cobos, A. Gimeno, J. M. Pardo, C. Benavente, F. J. Ortega, "Efficient and Linear Power Amplifier Based on Envelope Elimination and Restoration", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, issue 1, pp. 5-9, 2012.
- [84] M. R. Moazzam, C. S. Aitchison, "A Low Third Order Intermodulation Amplifier with Harmonic Feedback Circuitry", *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 827-830, 1996.
- [85] C. S. Aitchison, M. Mbabele, M. R. Moazzam, Dj. Budimir, F. Ali, "Improvement of Third-Order Intermodulation Product of RF and Microwave Amplifiers by Injection", *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, vol. 49, no. 6, June 2001.
- [86] G. Matthei, L. Zoung, E. M. T. Jones, *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures*, Norwood, MA: Artech House, pp. 120-130, 1980.
- [87] D. Dawson, "Closed-Form Solution for the Design of Optimum Matching Networks", *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, vol. 57, no. 1, pp. 121-129, January 2009.
- [88] B. Milovanović, V. Marković, N. Maleš-Ilić, O. Pronić-Rančić, *Mikrotalasna tehnika, Ideo*, pp. 202, 2009.
- [89] R. W. Rhea, *HF Filter Design and Computer Simulation*, New York Noble, pp. 89, 1994.
- [90] A. AlMuhaisen, J. Lees, Steve C. Cripps, P. J. Tasker, J. Benedikt, "Wide Band High-Efficiency Power Amplifier Design", *Proc. 6th EuMIC Manchester*, pp. 184-187, October 2011.
- [91] A. Dani, M. Roberg, Z. Popović, "Efficiency and Linearity of Power Amplifiers with External Harmonic Injection", *IEEE/MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2012.
- [92] M. Roberg, Z. Popović, "Analysis of High-Efficiency Power Amplifiers with Arbitrary Output Harmonic Terminations", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 59, no. 8, pp. 2037-2048, August 2011.
- [93] J. H. Kim, S. J. Lee, B. H. Park, S. H. Jang, J. H. Jung, C. S. Park, "Analysis of High-Efficiency Power Amplifier Using Second Harmonic Manipulation: Inverse Class-F/J
-

- Amplifiers”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 59, no. 8, pp. 2024-2036, August 2011.
- [94] T. Dimitrijević, J. Joković, N. Dončov, “Efficient Modelling of a Circular Patch-Ring Antenna Using the Cylindrical TLM Approach, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 16, pp. 2070-2073, April 2017.
- [95] T. Dimitrijević, J. Joković, N. Dončov, B. Milovanović, “TLM Modelling of a Microstrip Circular Antenna in a Cylindrical Grid”, *Microwave Review*, vol. 19, no. 2, pp. 28-33, December 2013.
- [96] C. Christopoulos, *The Transmission-Line Modeling Method: TLM*, Institute of Electrical and Electronics Engineers, 1995.
- [97] A. Nešić, Z. Mičić, S. Jovanović, I. Radnović, D. Nešić, “Millimeter Wave Printed Antenna Arrays for Covering Various Sector Width”, *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 49, no. 1, pp. 113-118, February 2007.
- [98] A. Nešić, I. Radnović, Z. Mičić, S. Jovanović, “Side Lobe Suppression of Printed Antenna Arrays for Integration with Microwave Circuits”, *Microwave Journal*, vol. 53, no. 10, pp. 72-80, October 2010.
- [99] M. Milijić, A. Nešić, B. Milovanović, “Wideband Printed Antenna Array in Corner Reflector with Cosecant Square-Shaped Beam Pattern”, *22nd Telecommunications Forum (TELFOR 2014)*, pp. 780-783, Belgrade, Serbia, 2014.
- [100] M. Milijić, A. Nešić, B. Milovanović, “Design, Realization and Measurements of a Corner Reflector Printed Antenna Array with Cosecant Squared-Shaped Beam Pattern”, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE Antennas and Propagation Society*, vol. 15, pp. 421-424, 2016.
- [101] M. Milijić, A. Nešić, B. Milovanović, “An Investigation of Side Lobe Suppression in Integrated Printed Antenna Structures with 3D Reflectors”, *Facta Universitatis, Series: Electronics and Energetics*, University of Niš, vol. 30, no. 3, pp. 391-402, 2017.
- [102] *WIPL-D Pro v10.0*, WIPL-D Team, 2012, Belgrade, Serbia.
- [103] M. Milijić, *Projektovanje Integrisanih Štampanih Antenskih Struktura i 3D Reflektora sa Potisnutim Bočnim Listovima Zračenja*, doktorska disertacija, Elektronski fakultet, Univerzitet u Nišu, 2016.

-
- [104] A. Đorić, A. Atanasković, N. Maleš-Ilić, B. Milovanović, “Linearization of Microwave Power Amplifier for Broadband Applications”, *48th International Scientific Conference on Information, Communication and Energy Systems and Technologies (ICEST 2013)*, pp. 65-68, Ohrid, Macedonia, June 2013.
- [105] K. J. Chao, W. J. Kim, J. H. Kim, S. P. Stapleton, “Linearity Optimization of a High Power Doherty Amplifier Based on Post-Distortion Compensation”, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol.15, no.11, pp. 748-750, 2005.
- [106] K. J. Cho, J. H. Kim, S. P. Stapleton, “A Highly Efficient Doherty Feedforward Linear Power Amplifier for W-CDMA Base-Station Applications”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, no. 1, pp. 292-300, 2005.
- [107] T. Ogawa, T. Iwasaki, H. Maruyama, K. Horiguchi, M. Nakayama, Y. Ikeda, H. Kurebayashi, “High Efficiency Feed-Forward Amplifier Using RF Predistortion Linearizer and the Modified Doherty Amplifier”, *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 537-540, 2004.
- [108] A. Atanasković, N. Maleš-Ilić, B. Milovanović, “The Linearization of Doherty Amplifier”, *Microwave Review*, vol. 14, no. 1, pp. 25-34, September 2008.
- [109] A. Atanasković, N. Maleš-Ilić, A. Đorić, B. Milovanović, “Realizacija asimetričnog Doherty pojačavača sa kolom za linearizaciju”, nova metoda, Elektronski fakultet Niš, 2013, odluka NNV Elektronskog fakulteta u Nišu broj 07/05-005/14-001.
- [110] A. Atanasković, K. Blau, N. Maleš-Ilić, A. Đorić, “Two-way Doherty Amplifier – Asymmetry Analysis and Linearization”, *48th International Scientific Conference on Information, Communication and Energy Systems and Technologies (ICEST 2013)*, vol. 2, pp. 53-56, Ohrid, Macedonia, June 2013.
- [111] N. Maleš-Ilić, A. Atanasković, K. Blau, M. Hein, “Linearization of Asymmetrical Doherty Amplifier by the Even-Order Nonlinear Signals”, *International Journal of Electronics*, Published online: August 2016, vol. 103, issue 8, pp. 1318-1331, Taylor & Francis.
- [112] A. Atanasković, N. Maleš Ilić, A. Đorić, Dj. Budimir, “Experimental Verification of the Impact of the 2nd Order Injected Signals on Doherty Amplifiers Nonlinear Distortion”, *29th Telecommunications Forum (TELFOR 2021)*, Belgrade, Serbia, November 2021, pp. 90–93.
-

- [113] A. Atanasković, N. Maleš Ilić, A. Đorić, Dj. Budimir, “Doherty Amplifier Linearization in Experiments by Digital Injection Methods”, *15th International Conference on Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Services (TELSIKS 2021)*, pp. 82-85, Niš, Serbia, October 2021.
- [114] Getting started guide USRP-2920/2921/2922, National Instruments, 2019, <https://www.ni.com/pdf/manuals/376358b.pdf>.
- [115] Getting started with LabVIEW, National Instruments, 2013, <https://www.ni.com/pdf/manuals/373427j.pdf>.
- [116] K. Rawat, F. M. Ghannouchi, “Dual-Band Matching Technique based on Dual-Characteristic Impedance Transformers for Dual-Band Power Amplifiers Design,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation*, vol. 5, no. 14, pp. 1720-1729, 2011.
- [117] Y. Ding, Y. X. Gu, F. L. Liu, “High-Efficiency Concurrent Dual-Band Class-F and Inverse Class-F Power Amplifier”, *Electronics Letters*, vol. 47, no. 15, pp. 847-849, July 2011.
- [118] P. Wright, J. Lees, J. Benedikt, P. J. Tasker and S. C. Cripps, “A Methodology for Realizing High Efficiency Class-J in a Linear and Broadband PA”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 57, no. 12, pp. 3196-3204, December 2009.
- [119] X. Fu, D. T. Bepalko and S. Boumaiza, “Novel Dual-Band Matching Network for Effective Design of Concurrent Dual-Band Power Amplifiers”, *IEEE Transactions on Circuits and Systems I – regular paper*, vol. 61, no. 1, January 2014.
- [120] X. Fu, *Dual-band Power Amplifier for Wireless Communication Base Stations*, Master Thesis, Waterloo, Ontario, Canada, 2012.
- [121] X. Fu, D. T. Bepalko, S. Boumaiza, “Novel Dual-Band Matching Network Topology and its Application for the Design of Dual-Band Class J Power Amplifiers”, *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. Montreal, Canada, 2012.
- [122] H. Y. A. Yim, K. K. M. Cheng, “Novel Dual-Band Planar Resonator and Admittance Inverter for Filter Design and Applications”, *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 20187-2190, USA, June 2005.
- [123] T. J. Ellis, “A Modified Feed-Forward Technique for Mixer Linearization,” *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 1423-1426, USA, June 1998.

-
- [124] Y. Kim, Y. Kim, S. Lee, "Linearized Mixer Using Predistortion Technique," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 12, no. 6, pp. 204-205, June 2002.
- [125] K-H Liang, C-H Lin, H-Y Chang, Y-J Chan, "A New Linearization Technique for CMOS RF Mixer Using Third-Order transconductance Cancellation", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 18, no. 5, pp. 350-352, May 2008.
- [126] S. Ock, Y. Yang, B. Kim, "New Linearization Method for Mixer", *Journal of the Korean Physical Society*, vol. 39, no. 1, pp. 1-3, July 2001.
- [127] S. Lou, H. C. Luong, "A Linearization Technique for RF Receiver Front-End Using Second-Order-Intermodulation Injection", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 43, no. 11, pp. 2404-2412, November 2008.
- [128] G. Theodoratos, Y. Papananos, G. Vitzilaios, "A Low-Voltage 5-GHz Downconversion Mixer Employing A Second Harmonic Injection Linearization Technique", *IEEE Transactions on Circuits And Systems – II: Express Briefs*, vol. 54, no. 11, pp. 964-968, November 2007.

Prilog A

Struja drejna tranzistora predstavljena polinomskim modelom u vidu *Taylor*-ovog reda [14-16]:

$$\begin{aligned}i_{ds} = & g_{m1}v_{gs} + g_{m2}v_{gs}^2 + g_{m3}v_{gs}^3 + \\ & + g_{d1}v_{ds} + g_{d2}v_{ds}^2 + g_{d3}v_{ds}^3 + \\ & + g_{m1d1}v_{gs}v_{ds} + g_{m2d1}v_{gs}^2v_{ds} + g_{m1d2}v_{gs}v_{ds}^2 + \dots\end{aligned}$$

Slučaj A: bb signali se dovode na drejnu LO stepena *Gilbert*-ovog mešača

Napon na gejtju tranzistora RF stepena mešača pri pozitivnoj pobudi:

$$v_{gspRF}(t) = v_{spRF} [I \cos(\omega_0 t) - Q \sin(\omega_0 t)]$$

Napon na drejnu tranzistora RF stepena mešača pri pozitivnoj pobudi:

$$v_{dspRF}(t) = -R_{dRF} I_{dsp} = g_{m1} v_{spRF} [I \cos(\omega_0 t) - Q \sin(\omega_0 t)] = v_{opRF} [I \cos(\omega_0 t) - Q \sin(\omega_0 t)]$$

Struja za NI3 proizvode na drejnu tranzistora RF stepena mešača pri pozitivnoj pobudi:

$$\begin{aligned}i_{dspRF}(t) \Big|_{IM3} = & \left(\frac{3}{4} v_{spRF}^3 g_{m3} + \frac{3}{2} v_{spRF} v_{opRF}^2 g_{m1d2} + \frac{3}{2} v_{spRF}^2 v_{opRF} g_{m2d1} \right) \\ & (I^2 + Q^2) (I \cos(\omega_0 t) - Q \sin(\omega_0 t))\end{aligned}$$

Napon na gejtu tranzistora RF stepena mešača pri negativnoj pobudi:

$$v_{gsnRF}(t) = v_{snRF} [I \cos(\omega_0 t) - Q \sin(\omega_0 t)]$$

Napon na drejnu tranzistora RF stepena mešača pri negativnoj pobudi:

$$v_{dsnRF}(t) = -R_{dRF} I_{dsnRF} = g_{m1} v_{snRF} [I \cos(\omega_0 t) - Q \sin(\omega_0 t)] = v_{onRF} [I \cos(\omega_0 t) - Q \sin(\omega_0 t)]$$

Struja za NI3 proizvode na drejnu tranzistora RF stepena mešača pri negativnoj pobudi:

$$i_{dsnRF}(t)_{IM3} = \left(\frac{3}{4} v_{snRF}^3 g_{m3} + \frac{3}{2} v_{snRF} v_{onRF}^2 g_{m1d2} + \frac{3}{2} v_{snRF}^2 v_{onRF} g_{m2d1} \right) (I^2 + Q^2) (I \cos(\omega_0 t) - Q \sin(\omega_0 t))$$

Struja na drejnu jednog tranzistora para tranzistora LO stepena koji se pozitivno pobuđuje:

$$\begin{aligned} i_{dLO1}(t) &= g_{m2}^{LO} v_{opRF} (I \cos(\omega_0 t) - Q \sin(\omega_0 t)) \frac{2}{\pi} \left(\cos(\omega_{LO} t) + \frac{1}{3} \cos(3\omega_{LO} t) + \dots \right) + \\ &- g_{m2d1}^{LO} a_{obp} (I^2 + Q^2) v_{opRF} (I \cos(\omega_0 t) - Q \sin(\omega_0 t)) \frac{2}{\pi} \left(\cos(\omega_{LO} t) + \frac{1}{3} \cos(3\omega_{LO} t) + \dots \right) = \\ &g_{m2}^{LO} \frac{1}{\pi} v_{opRF} (I \cos(\omega_0 t - \omega_{LO} t) - Q \sin(\omega_0 t - \omega_{LO} t)) + \\ &g_{m2}^{LO} \frac{1}{\pi} v_{opRF} (I \cos(\omega_0 t + \omega_{LO} t) - Q \sin(\omega_0 t + \omega_{LO} t)) - g_{m2d1}^{LO} \frac{1}{\pi} v_{opRF} a_{obp} (I^2 + Q^2) \\ &[(I \cos(\omega_0 t - \omega_{LO} t) - Q \sin(\omega_0 t - \omega_{LO} t)) + (I \cos(\omega_0 t + \omega_{LO} t) - Q \sin(\omega_0 t + \omega_{LO} t))] \end{aligned}$$

Struja na drejnu drugog tranzistora para tranzistora LO stepena koji se pozitivno pobuđuje:

$$\begin{aligned} i_{dLO2}(t) &= g_{m2}^{LO} v_{onRF} (I \cos(\omega_0 t) - Q \sin(\omega_0 t)) \frac{2}{\pi} \left(\cos(\omega_{LO} t) + \frac{1}{3} \cos(3\omega_{LO} t) + \dots \right) + \\ &+ g_{m2d1}^{LO} a_{obn} (I^2 + Q^2) v_{onRF} (I \cos(\omega_0 t) - Q \sin(\omega_0 t)) \frac{2}{\pi} \left(\cos(\omega_{LO} t) + \frac{1}{3} \cos(3\omega_{LO} t) + \dots \right) = \\ &g_{m2}^{LO} \frac{1}{\pi} v_{onRF} (I \cos(\omega_0 t - \omega_{LO} t) - Q \sin(\omega_0 t - \omega_{LO} t)) + \\ &g_{m2}^{LO} \frac{1}{\pi} v_{onRF} (I \cos(\omega_0 t + \omega_{LO} t) - Q \sin(\omega_0 t + \omega_{LO} t)) + g_{m2d1}^{LO} \frac{1}{\pi} v_{onRF} a_{obn} (I^2 + Q^2) \\ &[(I \cos(\omega_0 t - \omega_{LO} t) - Q \sin(\omega_0 t - \omega_{LO} t)) + (I \cos(\omega_0 t + \omega_{LO} t) - Q \sin(\omega_0 t + \omega_{LO} t))] \end{aligned}$$

Treba pomenuti suštinske parametre za primenu ovog linearizacionog pristupa a to su a_{obp} i a_{obn} kojima se podešavaju magnitude i polaritet bb signala za linearizaciju.

Struje na izlazima tranzistora para LO stepena *Gilbert*-ovog mešača koji se pozitivno pobuđuje, za konverziju frekvencije nadole:

a) Za osnovni koristan signal

$$i_{dLO1}(t) = g_{m2}^{LO} \frac{1}{\pi} v_{opRF} (I \cos(\omega_0 t - \omega_{LO} t) - Q \sin(\omega_0 t - \omega_{LO} t))$$

$$i_{dLO2}(t) = g_{m2}^{LO} \frac{1}{\pi} v_{onRF} (I \cos(\omega_0 t - \omega_{LO} t) - Q \sin(\omega_0 t - \omega_{LO} t))$$

Ukupna struja diferencijalnog para LO stepena je ($v_{opRF} = -v_{onRF}$):

$$i_{out}(t) = i_{dLO1} - i_{dLO2} = 2g_{m2}^{LO} \frac{1}{\pi} v_{opRF} (I \cos(\omega_0 t - \omega_{LO} t) - Q \sin(\omega_0 t - \omega_{LO} t))$$

b) Za NI3 proizvode

Struja za NI3 proizvode na drejnu para tranzistora LO stepena koji se pozitivno pobuđuje:

$$i_{dLO1}(t) \Big|_{IM3} = \left(-g_{m2}^{LO} R_{dRF} \frac{3}{4} v_{spRF}^3 g_{m3} - a_{obp} v_{opRF} g_{m2d1}^{LO} + \right. \\ \left. - g_{m2}^{LO} R_{dRF} \frac{3}{2} v_{spRF} v_{opRF}^2 g_{m1d2} - g_{m2}^{LO} R_{dRF} \frac{3}{2} v_{spRF}^2 v_{opRF} g_{m2d1} \right) \\ \frac{(I^2 + Q^2)}{\pi} (I \cos(\omega_0 t - \omega_{LO} t) - Q \sin(\omega_0 t - \omega_{LO} t))$$

$$i_{dLO2}(t) \Big|_{IM3} = \left(-g_{m2}^{LO} R_{dRF} \frac{3}{4} v_{snRF}^3 g_{m3} + a_{obn} v_{onRF} g_{m2d1}^{LO} + \right. \\ \left. - g_{m2}^{LO} R_{dRF} \frac{3}{2} v_{snRF} v_{onRF}^2 g_{m1d2} - g_{m2}^{LO} R_{dRF} \frac{3}{2} v_{snRF}^2 v_{onRF} g_{m2d1} \right) \\ \frac{(I^2 + Q^2)}{\pi} (I \cos(\omega_0 t - \omega_{LO} t) - Q \sin(\omega_0 t - \omega_{LO} t))$$

Za sledeće odnose magnituda napona pri periodičnoj pobudi RF stepena mešača u prvoj i drugoj polovini periode (pozitivna i negativna pobuda), kao i relacije među optimizacionim parametrima:

$$v_{spRF} = -v_{snRF}$$

$$v_{opRF} = -v_{onRF}$$

$$a_{obp} = -a_{obn}$$

Ukupna struja za NI3 proizvode diferencijalnog para LO stepena koji se pozitivno pobuđuje je:

$$i_{out}(t) \Big|_{IM3} = i_{dLO1}(t) \Big|_{IM3} - i_{dLO2}(t) \Big|_{IM3} = \\ \left(-2g_{m2}^{LO} R_{dRF} \frac{3}{4} v_{spRF}^3 g_{m3} - 2a_{obp} v_{opRF} g_{m2d1}^{LO} + \right. \\ \left. - 2g_{m2}^{LO} R_{dRF} \frac{3}{2} v_{spRF} v_{opRF}^2 g_{m1d2} - 2g_{m2}^{LO} R_{dRF} \frac{3}{2} v_{spRF}^2 v_{opRF} g_{m2d1} \right) \\ \frac{(I^2 + Q^2)}{\pi} (I \cos(\omega_0 t - \omega_{LO} t) - Q \sin(\omega_0 t - \omega_{LO} t))$$

c) Za NI5 proizvode

Struja za NI5 proizvode na drejnu tranzistora para tranzistora LO stepena koji se pozitivno pobuđuje:

$$i_{dLO1}(t)|_{IM5} = -g_{m2}^{LO} R_{dRF} \left(\frac{5}{8} v_{spRF}^5 g_{m5} \right) (I^2 + Q^2)^2 (I \cos(\omega_0 t) - Q \sin(\omega_0 t)) \frac{2}{\pi} \left(\cos(\omega_{LO} t) + \frac{1}{3} \cos(3\omega_{LO} t) + \dots \right) + g_{m2d2}^{LO} a_{obp}^2 (I^2 + Q^2)^2 v_{opRF} (I \cos(\omega_0 t) - Q \sin(\omega_0 t)) \frac{2}{\pi} \left(\cos(\omega_{LO} t) + \frac{1}{3} \cos(3\omega_{LO} t) + \dots \right)$$

Ako se iz prethodnog izrara izdvoje članovi za konverziju frekvencije signala nadole struja za NI5 proizvode na drejnu para tranzistora LO stepena koji se pozitivno pobuđuje je:

$$I_{dLO1}|_{IM5} = -g_{m2}^{LO} \frac{1}{\pi} \left(\frac{5}{8} v_{spRF}^5 g_{m5} \right) (I^2 + Q^2)^2 (I \cos(\omega_0 t - \omega_{LO} t) - Q \sin(\omega_0 t - \omega_{LO} t)) + g_{m2d2}^{LO} \frac{1}{\pi} v_{opRF} a_{obp}^2 (I^2 + Q^2)^2 (I \cos(\omega_0 t - \omega_{LO} t) - Q \sin(\omega_0 t - \omega_{LO} t))$$

$$I_{dLO2}|_{IM5} = -g_{m2}^{LO} \frac{1}{\pi} \left(\frac{5}{8} v_{snRF}^5 g_{m5} \right) (I^2 + Q^2)^2 (I \cos(\omega_0 t - \omega_{LO} t) - Q \sin(\omega_0 t - \omega_{LO} t)) + g_{m2d2}^{LO} \frac{1}{\pi} v_{onRF} a_{obn}^2 (I^2 + Q^2)^2 (I \cos(\omega_0 t - \omega_{LO} t) - Q \sin(\omega_0 t - \omega_{LO} t))$$

Ukupna struja za NI5 proizvode diferencijalnog para LO stepena koji se pozitivno pobuđuje je:

$$I_{out}|_{IM5} = I_{dLO1}|_{IM5} - I_{dLO2}|_{IM5} = \left[-2g_{m2}^{LO} R_{dRF} \left(\frac{5}{8} v_{spRF}^5 g_{m5} \right) + 2v_{opRF} g_{m2d2}^{LO} a_{obp}^2 \right] \frac{1}{\pi} (I^2 + Q^2)^2 [(I \cos(\omega_0 t - \omega_{LO} t) - Q \sin(\omega_0 t - \omega_{LO} t))]$$

Struja na drejnu jednog tranzistora para tranzistora LO stepena koji se negativno pobuđuje:

$$i_{dLO1}(t) = -g_{m2}^{LO} v_{onRF} (I \cos(\omega_0 t) - Q \sin(\omega_0 t)) \frac{2}{\pi} \left(\cos(\omega_{LO} t) + \frac{1}{3} \cos(3\omega_{LO} t) + \dots \right) + g_{m2d1}^{LO} v_{onRF} a_{obp} (I^2 + Q^2) (I \cos(\omega_0 t) - Q \sin(\omega_0 t)) \frac{2}{\pi} \left(\cos(\omega_{LO} t) + \frac{1}{3} \cos(3\omega_{LO} t) + \dots \right) - g_{m2}^{LO} \frac{1}{\pi} v_{onRF} (I \cos(\omega_0 t - \omega_{LO} t) - Q \sin(\omega_0 t - \omega_{LO} t)) + -g_{m2}^{LO} \frac{1}{\pi} v_{onRF} (I \cos(\omega_0 t + \omega_{LO} t) - Q \sin(\omega_0 t + \omega_{LO} t)) + g_{m2d1}^{LO} \frac{1}{\pi} v_{onRF} a_{obp} (I^2 + Q^2) [(I \cos(\omega_0 t - \omega_{LO} t) - Q \sin(\omega_0 t - \omega_{LO} t)) + (I \cos(\omega_0 t + \omega_{LO} t) - Q \sin(\omega_0 t + \omega_{LO} t))]$$

Izrazi za struje drejna tranzistora para tranzistora LO stepena *Gilbert*-ovog mešača koji se negativno pobuđuje, za konverziju nadole, su sledeći:

a) Za osnovni koristan signal

$$i_{dLO1}(t) = -g_{m2}^{LO} \frac{1}{\pi} v_{onRF} \left(I \cos(\omega_0 t - \omega_{LO} t) - Q \sin(\omega_0 t - \omega_{LO} t) \right)$$

$$i_{dLO2}(t) = -g_{m2}^{LO} \frac{1}{\pi} v_{opRF} \left(I \cos(\omega_0 t - \omega_{LO} t) - Q \sin(\omega_0 t - \omega_{LO} t) \right)$$

Ukupna struja diferencijalnog para LO stepena:

$$i_{out}(t) = i_{dLO1} - i_{dLO2} = -2g_{m2}^{LO} \frac{1}{\pi} v_{onRF} \left(I \cos(\omega_0 t - \omega_{LO} t) - Q \sin(\omega_0 t - \omega_{LO} t) \right)$$

b) Za NI3 proizvode

Struja za NI3 proizvode na drejnu tranzistora para tranzistora LO stepena koji se negativno pobuđuje:

$$i_{dLO1}(t) \Big|_{IM3} = \left(g_{m2}^{LO} R_{dRF} \frac{3}{4} v_{snRF}^3 g_{m3} + a_{obp} v_{onRF} g_{m2d1}^{LO} + \right. \\ \left. g_{m2}^{LO} R_{dRF} \frac{3}{2} v_{snRF} v_{onRF}^2 g_{m1d2} + g_{m2}^{LO} R_{dRF} \frac{3}{2} v_{snRF}^2 v_{onRF} g_{m2d1} \right) \\ \frac{(I^2 + Q^2)}{\pi} \left(I \cos(\omega_0 t - \omega_{LO} t) - Q \sin(\omega_0 t - \omega_{LO} t) \right)$$

$$i_{dLO2}(t) \Big|_{IM3} = \left(g_{m2}^{LO} R_{dRF} \frac{3}{4} v_{spRF}^3 g_{m3} - a_{obn} v_{opRF} g_{m2d1}^{LO} + \right. \\ \left. g_{m2}^{LO} R_{dRF} \frac{3}{2} v_{spRF} v_{opRF}^2 g_{m1d2} + g_{m2}^{LO} R_{dRF} \frac{3}{2} v_{spRF}^2 v_{opRF} g_{m2d1} \right) \\ \frac{(I^2 + Q^2)}{\pi} \left(I \cos(\omega_0 t - \omega_{LO} t) - Q \sin(\omega_0 t - \omega_{LO} t) \right)$$

Ukupna struja za NI3 proizvode diferencijalnog para LO stepena koji se negativno pobuđuje:

$$i_{out}(t) \Big|_{IM3} = i_{dLO1}(t) \Big|_{IM3} - i_{dLO2}(t) \Big|_{IM3} = \\ \left(-2g_{m2}^{LO} R_{dRF} \frac{3}{4} v_{spRF}^3 g_{m3} - 2a_{obp} v_{opRF} g_{m2d1}^{LO} + \right. \\ \left. -2g_{m2}^{LO} R_{dRF} \frac{3}{2} v_{spRF} v_{opRF}^2 g_{m1d2} - 2g_{m2}^{LO} R_{dRF} \frac{3}{2} v_{spRF}^2 v_{opRF} g_{m2d1} \right) \\ \frac{(I^2 + Q^2)}{\pi} \left(I \cos(\omega_0 t - \omega_{LO} t) - Q \sin(\omega_0 t - \omega_{LO} t) \right)$$

c) Za NI5 proizvode

Struja za NI5 proizvode na drejnu para tranzistora LO stepena koji se negativno pobuđuje:

$$I_{dLO1}|_{IM5} = g_{m2}^{LO} \frac{1}{\pi} \left(\frac{5}{8} v_{snRF}^5 g_{m5} \right) (I^2 + Q^2)^2 (I \cos(\omega_0 t - \omega_{LO} t) - Q \sin(\omega_0 t - \omega_{LO} t)) + \\ - g_{m2d2}^{LO} \frac{1}{\pi} v_{onRF} a_{obp}^2 (I^2 + Q^2)^2 (I \cos(\omega_0 t - \omega_{LO} t) - Q \sin(\omega_0 t - \omega_{LO} t))$$

$$I_{dLO2}|_{IM5} = g_{m2}^{LO} \frac{1}{\pi} \left(\frac{5}{8} v_{spRF}^5 g_{m5} \right) (I^2 + Q^2)^2 (I \cos(\omega_0 t - \omega_{LO} t) - Q \sin(\omega_0 t - \omega_{LO} t)) + \\ - g_{m2d2}^{LO} \frac{1}{\pi} v_{opRF} a_{obn}^2 (I^2 + Q^2)^2 (I \cos(\omega_0 t - \omega_{LO} t) - Q \sin(\omega_0 t - \omega_{LO} t))$$

Ukupna struja za NI5 proizvode diferencijalnog para LO stepena koji se negativno pobuđuje:

$$I_{out}|_{IM5} = I_{dLO1}|_{IM5} - I_{dLO2}|_{IM5} = \left[-2g_{m2}^{LO} R_{dRF} \left(\frac{5}{8} v_{spRF}^5 g_{m5} \right) + 2v_{opRF} g_{m2d2}^{LO} a_{obp}^2 \right] \\ \frac{1}{\pi} (I^2 + Q^2)^2 [(I \cos(\omega_0 t - \omega_{LO} t) - Q \sin(\omega_0 t - \omega_{LO} t))]$$

Slučaj B: bb signali se dovode na drejnu RF stepena Gilbert-ovog mešača

Napon na gejtu tranzistora RF stepena mešača koji se pozitivno pobuđuje:

$$v_{gspRF}(t) = v_{spRF} [I \cos(\omega_0 t) - Q \sin(\omega_0 t)]$$

Napon na drejnu tranzistora RF stepena mešača koji se pozitivno pobuđuje:

$$v_{dspRF}(t) = v_{opRF} [I \cos(\omega_0 t) - Q \sin(\omega_0 t)] - a_{obp} (I^2 + Q^2)$$

Struja za NI3 proizvode na drejnu tranzistora RF stepena mešača koji se pozitivno pobuđuje:

$$i_{dspRF}(t)|_{IM3} = \left(\frac{3}{4} v_{spRF}^3 g_{m3} - a_{obp} v_{spRF} g_{m1d1} + \frac{3}{2} v_{spRF} v_{opRF}^2 g_{m1d2} + \frac{3}{2} v_{spRF} v_{opRF} g_{m2d1} \right) \\ (I^2 + Q^2) (I \cos(\omega_0 t) - Q \sin(\omega_0 t))$$

Struja za NI5 proizvode na drejnu tranzistora RF stepena mešača koji se pozitivno pobuđuje:

$$i_{dspRF}(t)|_{IM5} = \left(\frac{5}{8} v_{spRF}^5 g_{m5} + v_{spRF} a_{obp}^2 g_{m1d2} \right) (I^2 + Q^2)^2 (I \cos(\omega_0 t) - Q \sin(\omega_0 t))$$

Napon na gejtu tranzistora RF stepena mešača koji se negativno pobuđuje:

$$v_{gsnRF}(t) = v_{snRF} [I \cos(\omega_0 t) - Q \sin(\omega_0 t)]$$

Napon na drejnu tranzistora RF stepena mešača koji se negativno pobuđuje:

$$v_{dsnRF}(t) = v_{onRF} [I \cos(\omega_0 t) - Q \sin(\omega_0 t)] - a_{obn} (I^2 + Q^2)$$

Struja za NI3 proizvode na drejnu tranzistora RF stepena mešača koji se negativno pobuđuje:

$$i_{dsnRF}(t) \Big|_{IM3} = \left(\frac{3}{4} v_{snRF}^3 g_{m3} - a_{obn} v_{snRF} g_{m1d1} + \frac{3}{2} v_{snRF} v_{onRF}^2 g_{m1d2} + \frac{3}{2} v_{snRF} v_{onRF} g_{m2d1} \right) (I^2 + Q^2) (I \cos(\omega_0 t) - Q \sin(\omega_0 t))$$

Struja za NI5 proizvode na drejnu tranzistora RF stepena mešača koji se negativno pobuđuje:

$$i_{dsnRF}(t) \Big|_{IM5} = \left(\frac{5}{8} v_{snRF}^5 g_{m5} + v_{snRF} a_{obn}^2 g_{m1d2} \right) (I^2 + Q^2)^2 (I \cos(\omega_0 t) - Q \sin(\omega_0 t))$$

Struja na drejnu jednog tranzistora para tranzistora LO stepena koji se pozitivno pobuđuje:

$$i_{dLO1}(t) = g_{m2}^{LO} v_{opRF} \left[(I \cos(\omega_0 t) - Q \sin(\omega_0 t)) - a_{obp} (I^2 + Q^2) \right] \frac{2}{\pi} \left(\cos(\omega_{LO} t) + \frac{1}{3} \cos(3\omega_{LO} t) + \dots \right)$$

a) Za osnovni koristan signal

Struja na drejnu para tranzistora LO stepena koji se pozitivno pobuđuje za konverziju frekvencije nadole:

$$i_{dLO1}(t) = g_{m2}^{LO} \frac{1}{\pi} v_{opRF} (I \cos(\omega_0 t - \omega_{LO} t) - Q \sin(\omega_0 t - \omega_{LO} t))$$

$$i_{dLO2}(t) = g_{m2}^{LO} \frac{1}{\pi} v_{onRF} (I \cos(\omega_0 t - \omega_{LO} t) - Q \sin(\omega_0 t - \omega_{LO} t))$$

Ukupna struja diferencijalnog para LO stepena koji se pozitivno pobuđuje ($v_{opRF} = -v_{onRF}$):

$$i_{out}(t) = i_{dLO1} - i_{dLO2} = g_{m2}^{LO} \frac{1}{\pi} v_{opRF} (I \cos(\omega_0 t - \omega_{LO} t) - Q \sin(\omega_0 t - \omega_{LO} t))$$

b) Za NI3 proizvode

Struja za NI3 proizvode na drejnu jednog tranzistora para tranzistora LO stepena koji se pozitivno pobuđuje:

$$i_{dLO1}(t) \Big|_{IM3} = g_{m2}^{LO} R_{dRF} \left(-\frac{3}{4} v_{spRF}^3 g_{m3} + a_{obp} v_{spRF} g_{m1d1} - \frac{3}{2} v_{spRF} v_{opRF}^2 g_{m1d2} - \frac{3}{2} v_{spRF} v_{opRF} g_{m2d1} \right) (I^2 + Q^2) (I \cos(\omega_0 t) - Q \sin(\omega_0 t)) \frac{2}{\pi} \left(\cos(\omega_{LO} t) + \frac{1}{3} \cos(3\omega_{LO} t) + \dots \right)$$

Ako se iz prethodnog izraza izdvoje članovi za slučaj mešača sa konverzijom frekvencije nadole onda je struja za NI3 proizvode na drejnu para tranzistora LO stepena koji se pozitivno pobuđuje:

$$i_{dLO1}(t)|_{IM3} = g_{m2}^{LO} R_{dRF} \left(-\frac{3}{4} v_{spRF}^3 g_{m3} + a_{obp} v_{spRF} g_{m1d1} - \frac{3}{2} v_{spRF} v_{opRF}^2 g_{m1d2} - \frac{3}{2} v_{spRF}^2 v_{opRF} g_{m2d1} \right) \frac{1}{\pi} (I^2 + Q^2) (I \cos(\omega_0 t - \omega_{LO} t) - Q \sin(\omega_0 t - \omega_{LO} t))$$

$$i_{dLO2}(t)|_{IM3} = g_{m2}^{LO} R_{dRF} \left(-\frac{3}{4} v_{snRF}^3 g_{m3} + a_{obn} v_{snRF} g_{m1d1} - \frac{3}{2} v_{snRF} v_{onRF}^2 g_{m1d2} - \frac{3}{2} v_{snRF}^2 v_{onRF} g_{m2d1} \right) \frac{1}{\pi} (I^2 + Q^2) (I \cos(\omega_0 t - \omega_{LO} t) - Q \sin(\omega_0 t - \omega_{LO} t))$$

Za sledeće odnose magnitude napona pri pozitivnoj i negativnoj pobudi, kao i relacije među optimizacionim parametrima:

$$v_{spRF} = -v_{snRF}$$

$$v_{opRF} = -v_{onRF}$$

$$a_{obp} = a_{obn}$$

Ukupna struja za NI3 proizvode diferencijalnog para LO stepena koji se pozitivno pobuđuje je:

$$i_{out}(t)|_{IM3} = i_{dLO1}(t)|_{IM3} - i_{dLO2}(t)|_{IM3} = -g_{m2}^{LO} R_{dRF} \left(\frac{3}{4} v_{spRF}^3 g_{m3} - a_{obp} v_{spRF} g_{m1d1} \right) \frac{2}{\pi} (I^2 + Q^2) (I \cos(\omega_0 t - \omega_{LO} t) - Q \sin(\omega_0 t - \omega_{LO} t))$$

c) Za NI5 proizvode

Struja za NI5 proizvode na drejnu jednog tranzistora para tranzistora LO stepena koji se pozitivno pobuđuje je:

$$i_{dLO1}(t)|_{IM5} = g_{m2}^{LO} R_{dRF} \left(-\frac{5}{8} v_{spRF}^5 g_{m5} - v_{spRF} a_{obp}^2 g_{m1d2} \right) (I^2 + Q^2)^2 (I \cos(\omega_0 t) - Q \sin(\omega_0 t)) \frac{2}{\pi} \left(\cos(\omega_{LO} t) + \frac{1}{3} \cos(3\omega_{LO} t) + \dots \right)$$

Ako se razmatraju samo članovi koji se odnose na konverziju frekvencije nadole onda iz prethodne jednačine slede izrazi za struju za NI5 proizvode na drejnu tranzistora para LO stepena koji se pozitivno pobuđuje:

$$i_{dLO1}(t)\Big|_{IM5} = g_{m2}^{LO} R_{dRF} \frac{1}{\pi} \left(-\frac{5}{8} v_{snRF}^5 g_{m5} - v_{snRF} a_{obn}^2 g_{m1d2} \right) (I^2 + Q^2)^2 (I \cos(\omega_0 t - \omega_{LO} t) - Q \sin(\omega_0 t - \omega_{LO} t))$$

$$i_{dLO2}(t)\Big|_{IM5} = g_{m2}^{LO} R_{dRF} \frac{1}{\pi} \left(-\frac{5}{8} v_{spRF}^5 g_{m5} - v_{spRF} a_{obp}^2 g_{m1d2} \right) (I^2 + Q^2)^2 (I \cos(\omega_0 t - \omega_{LO} t) - Q \sin(\omega_0 t - \omega_{LO} t))$$

Ukupna struja za NI5 proizvode diferencijalnog para LO stepena koji se pozitivno pobuđuje:

$$i_{dLO1}(t)\Big|_{IM5} - i_{dLO2}(t)\Big|_{IM5} = g_{m2}^{LO} R_{dRF} \frac{2}{\pi} \left(\frac{5}{8} v_{spRF}^5 g_{m5} + v_{spRF} a_{obp}^2 g_{m1d2} \right) (I^2 + Q^2)^2 (I \cos(\omega_0 t - \omega_{LO} t) - Q \sin(\omega_0 t - \omega_{LO} t))$$

Struja na drejnu tranzistora para tranzistora LO stepena koji se negativno pobuđuje:

$$i_{dLO1}(t) = -g_{m2}^{LO} \left[v_{onRF} (I \cos(\omega_0 t) - Q \sin(\omega_0 t)) - a_{obn} (I^2 + Q^2) \right] \frac{2}{\pi} \left(\cos(\omega_{LO} t) + \frac{1}{3} \cos(3\omega_{LO} t) + \dots \right)$$

Za slučaj konverzije frekvencije nadole slede izrazi:

a) Za osnovni koristan signal

$$i_{dLO1}(t) = -g_{m2}^{LO} \frac{1}{\pi} v_{onRF} (I \cos(\omega_0 t - \omega_{LO} t) - Q \sin(\omega_0 t - \omega_{LO} t))$$

$$i_{dLO2}(t) = -g_{m2}^{LO} \frac{1}{\pi} v_{opRF} (I \cos(\omega_0 t - \omega_{LO} t) - Q \sin(\omega_0 t - \omega_{LO} t))$$

Ukupna struja diferencijalnog para LO stepena koji se negativno pobuđuje:

$$i_{out}(t) = i_{dLO1} - i_{dLO2} = g_{m2}^{LO} \frac{2}{\pi} v_{opRF} (I \cos(\omega_0 t - \omega_{LO} t) - Q \sin(\omega_0 t - \omega_{LO} t))$$

b) Za NI3 proizvode

Struja za NI3 proizvode na drejnu para tranzistora LO stepena koji se negativno pobuđuje:

$$i_{dLO1}(t)\Big|_{IM3} = -g_{m2}^{LO} R_{dRF} \left(-\frac{3}{4} v_{snRF}^3 g_{m3} + a_{obn} v_{snRF} g_{m1d1} - \frac{3}{2} v_{snRF} v_{onRF}^2 g_{m1d2} - \frac{3}{2} v_{snRF} v_{onRF} g_{m2d1} \right) \frac{1}{\pi} (I^2 + Q^2) (I \cos(\omega_0 t - \omega_{LO} t) - Q \sin(\omega_0 t - \omega_{LO} t))$$

$$i_{dLO2}(t)|_{IM3} = -g_{m2}^{LO} R_{dRF} \left(-\frac{3}{4} v_{spRF}^3 g_{m3} + a_{obp} v_{spRF} g_{m1d1} - \frac{3}{2} v_{spRF} v_{opRF}^2 g_{m1d2} - \frac{3}{2} v_{spRF} v_{opRF} g_{m2d1} \right) \frac{1}{\pi} (I^2 + Q^2) (I \cos(\omega_0 t - \omega_{LO} t) - Q \sin(\omega_0 t - \omega_{LO} t))$$

Ukupna struja za NI3 proizvode diferencijalnog para LO stepena koji se negativno pobuđuje je:

$$i_{out}(t)|_{IM3} = i_{dLO1}(t)|_{IM3} - i_{dLO2}(t)|_{IM3} = -g_{m2}^{LO} R_{dRF} \left(\frac{3}{4} v_{spRF}^3 g_{m3} - a_{obp} v_{spRF} g_{m1d1} \right) \frac{2}{\pi} (I^2 + Q^2) (I \cos(\omega_0 t - \omega_{LO} t) - Q \sin(\omega_0 t - \omega_{LO} t))$$

c) Za NI5 proizvode

Struja za NI5 proizvode na drejnu para tranzistora LO stepena pri negativnoj pobudi:

$$i_{dLO1}(t)|_{IM5} = g_{m2}^{LO} R_{dRF} \frac{1}{\pi} \left(-\frac{5}{8} v_{snRF}^5 g_{m5} - v_{snRF} a_{obn}^2 g_{m1d2} \right) (I^2 + Q^2)^2 (I \cos(\omega_0 t - \omega_{LO} t) - Q \sin(\omega_0 t - \omega_{LO} t))$$

$$i_{dLO2}(t)|_{IM5} = g_{m2}^{LO} R_{dRF} \frac{1}{\pi} \left(-\frac{5}{8} v_{spRF}^5 g_{m5} - v_{spRF} a_{obp}^2 g_{m1d2} \right) (I^2 + Q^2)^2 (I \cos(\omega_0 t - \omega_{LO} t) - Q \sin(\omega_0 t - \omega_{LO} t))$$

Ukupna struja za NI5 proizvode diferencijalnog para LO stepena pri neparnoj pobudi:

$$i_{dLO1}(t)|_{IM5} - i_{dLO2}(t)|_{IM5} = g_{m2}^{LO} R_{dRF} \frac{2}{\pi} \left(\frac{5}{8} v_{spRF}^5 g_{m5} + v_{spRF} a_{obp}^2 g_{m1d2} \right) (I^2 + Q^2)^2 (I \cos(\omega_0 t - \omega_{LO} t) - Q \sin(\omega_0 t - \omega_{LO} t))$$

Slučaj C: bb signali se dovode na sors RF stepena Gilbert-ovog mešača

Napon na gejtu tranzistora RF stepena mešača koji se pozitivno pobuđuje:

$$v_{gspRF}(t) = v_{spRF} [I \cos(\omega_0 t) - Q \sin(\omega_0 t)] - a_{obp} (I^2 + Q^2)$$

Struja na drejnu tranzistora RF stepena pri parnoj pobudi koja se odnosi na osnovni koristan signal i bb signal je:

$$i_{dspRF}(t) = g_{m1} v_{spRF} (I \cos(\omega_0 t) - Q \sin(\omega_0 t)) - g_{m1} a_{obp} (I^2 + Q^2)$$

Ako je $v_{opRF} = -g_{m1} R_{dRF} v_{spRF}$ i R_{db} otpornost između drejna i sorsa RF stepena za bb signal, onda je

izlazna struja za NI3 proizvode na drejnu tranzistora RF stepena mešača pri pozitivnoj pobudi:

$$i_{dspRF}(t) \Big|_{IM3} = \left(\frac{3}{4} v_{spRF}^3 g_{m3} - 2a_{obp} v_{spRF} g_{m2} + g_{m1} a_{obp} R_{db} v_{spRF} g_{m1d1} + a_{obp} v_{opRF} g_{m1d1} + \frac{3}{2} v_{spRF} v_{opRF}^2 g_{m1d2} + \frac{3}{2} v_{spRF}^2 v_{opRF} g_{m2d1} \right) (I^2 + Q^2) (I \cos(\omega_0 t) - Q \sin(\omega_0 t))$$

Izlazna struja za NI5 proizvode na drejnu tranzistora RF stepena mešača pri pozitivnoj pobudi:

$$i_{dspRF}(t) \Big|_{IM5} = \left(\frac{5}{8} v_{spRF}^5 g_{m5} - 3g_{m3} v_{spRF} a_{obp}^2 + v_{spRF} (g_{m1} R_{db} a_{obp})^2 g_{m1d2} \right) (I^2 + Q^2)^2 (I \cos(\omega_0 t) - Q \sin(\omega_0 t))$$

Napon na gejtu tranzistora RF stepena mešača koji se negativno pobuđuje:

$$v_{gsnRF}(t) = v_{snRF} [I \cos(\omega_0 t) - Q \sin(\omega_0 t)] - a_{obn} (I^2 + Q^2)$$

Struja na drejnu tranzistora RF stepena mešača pri negativnoj pobudi a koja uključuje koristan signal i *bb* signal:

$$i_{dsnRF}(t) = g_{m1} v_{snRF} (I \cos(\omega_0 t) - Q \sin(\omega_0 t)) - g_{m1} a_{obn} (I^2 + Q^2)$$

Ako je $v_{onRF} = -g_{m1} R_{dRF} v_{snRF}$, izlazna struja za NI3 proizvode na drejnu tranzistora RF stepena mešača koji se negativno pobuđuje je:

$$i_{dsnRF}(t) \Big|_{IM3} = \left(\frac{3}{4} v_{snRF}^3 g_{m3} - 2a_{obn} v_{snRF} g_{m2} + g_{m1} a_{obn} R_{db} v_{snRF} g_{m1d1} + a_{obn} v_{onRF} g_{m1d1} + \frac{3}{2} v_{snRF} v_{onRF}^2 g_{m1d2} + \frac{3}{2} v_{snRF}^2 v_{onRF} g_{m2d1} \right) (I^2 + Q^2) (I \cos(\omega_0 t) - Q \sin(\omega_0 t))$$

Izlazna struja za NI5 proizvode na drejnu tranzistora RF stepena mešača pri negativnoj pobudi:

$$i_{dsnRF}(t) \Big|_{IM5} = \left(\frac{5}{8} v_{snRF}^5 g_{m5} - 3g_{m3} v_{snRF} a_{obn}^2 + v_{snRF} (g_{m1} R_{db} a_{obn})^2 g_{m1d2} \right) (I^2 + Q^2)^2 (I \cos(\omega_0 t) - Q \sin(\omega_0 t))$$

Struja na izlazu LO stepena mešača koji se pozitivno pobuđuje

- a) Za osnovni koristan signal

Struja na drejnu jednog tranzistora para tranzistora LO stepena koji se pozitivno pobuđuje:

$$i_{dLO1}(t) = g_{m2}^{LO} \left(v_{opRF} [I \cos(\omega_0 t) - Q \sin(\omega_0 t)] - R_{db} g_{m1} a_{obp} (I^2 + Q^2) \right) \frac{2}{\pi} \left(\cos(\omega_{LO} t) + \frac{1}{3} \cos(3\omega_{LO} t) + \dots \right)$$

Pošto se razmatra konverzija frekvencije nadole onda je struja na drejnu para tranzistora LO stepena koji se pozitivno pobuđuje data sledećim izrazima:

$$i_{dLO1}(t) = g_{m2}^{LO} \frac{1}{\pi} v_{opRF} (I \cos(\omega_0 t - \omega_{LO} t) - Q \sin(\omega_0 t - \omega_{LO} t))$$

$$i_{dLO2}(t) = g_{m2}^{LO} \frac{1}{\pi} v_{onRF} (I \cos(\omega_0 t - \omega_{LO} t) - Q \sin(\omega_0 t - \omega_{LO} t))$$

Ukupna struja diferencijalnog para LO stepena za osnovni koristan signal je ako je $v_{opRF} = -v_{onRF}$:

$$i_{dLO1}(t) - i_{dLO2}(t) = g_{m2}^{LO} \frac{2}{\pi} v_{opRF} (I \cos(\omega_0 t - \omega_{LO} t) - Q \sin(\omega_0 t - \omega_{LO} t))$$

b) Za NI3 proizvode

Struja za NI3 proizvode na drejnu jednog tranzistora para tranzistora LO stepena koji se pozitivno pobuđuje:

$$i_{dLO1}(t) \Big|_{IM3} = g_{m2}^{LO} \left(\frac{3}{4} v_{spRF}^3 g_{m3} - 2a_{obp} v_{spRF} g_{m2} + g_{m1} a_{obp} R_{db} v_{spRF} g_{m1d1} + a_{obp} v_{opRF} g_{m1d1} + \frac{3}{2} v_{spRF} v_{opRF}^2 g_{m1d2} + \frac{3}{2} v_{spRF}^2 v_{opRF} g_{m2d1} \right) \frac{2}{\pi} \left(\cos(\omega_{LO} t) + \frac{1}{3} \cos(3\omega_{LO} t) + \dots \right) (I^2 + Q^2) (I \cos(\omega_0 t) - Q \sin(\omega_0 t))$$

Struja za NI3 proizvode na drejnu para tranzistora LO stepena koji se pozitivno pobuđuje je za konverziju frekvencije nadole data sledećim izrazima:

$$i_{dLO1}(t) \Big|_{IM3} = g_{m2}^{LO} \left(\frac{3}{4} v_{spRF}^3 g_{m3} - 2a_{obp} v_{spRF} g_{m2} + g_{m1} a_{obp} R_{db} v_{spRF} g_{m1d1} + a_{obp} v_{opRF} g_{m1d1} + \frac{3}{2} v_{spRF} v_{opRF}^2 g_{m1d2} + \frac{3}{2} v_{spRF}^2 v_{opRF} g_{m2d1} \right) \frac{2}{\pi} (I^2 + Q^2) (I \cos(\omega_0 t - \omega_{LO} t) - Q \sin(\omega_0 t - \omega_{LO} t))$$

$$i_{dLO2}(t) \Big|_{IM3} = g_{m2}^{LO} \left(\frac{3}{4} v_{snRF}^3 g_{m3} - 2a_{obn} v_{snRF} g_{m2} + g_{m1} a_{obn} R_{db} v_{snRF} g_{m1d1} + a_{obn} v_{onRF} g_{m1d1} + \frac{3}{2} v_{snRF} v_{onRF}^2 g_{m1d2} + \frac{3}{2} v_{snRF}^2 v_{onRF} g_{m2d1} \right) \frac{2}{\pi} (I^2 + Q^2) (I \cos(\omega_0 t - \omega_{LO} t) - Q \sin(\omega_0 t - \omega_{LO} t))$$

Ukupna struja za NI3 proizvode diferencijalnog para LO stepena pri pozitivnoj pobudi i za sledeće

odnose magnitude napona i relacije među optimizacionim parametrima:

$$v_{spRF} = -v_{snRF}$$

$$v_{opRF} = -v_{onRF}$$

$$a_{obp} = a_{obn}$$

$$i_{dLO1}(t)|_{IM3} - i_{dLO2}(t)|_{IM3} = 2g_{m2}^{LO} \left(\frac{3}{4} v_{spRF}^3 g_{m3} - 2a_{obp} v_{spRF} g_{m2} \right) \frac{2}{\pi} (I^2 + Q^2) (I \cos(\omega_0 t - \omega_{LO} t) - Q \sin(\omega_0 t - \omega_{LO} t))$$

c) Za NI5 proizvode

Struja za NI5 proizvode na drejnu tranzistora para tranzistora LO stepena koji se pozitivno pobuđuje:

$$i_{dLO1}(t)|_{IM5} = g_{m2}^{LO} \left(\frac{5}{8} v_{spRF}^5 g_{m5} - 3g_{m3} v_{spRF} a_{obp}^2 + v_{spRF} (g_{m1} R_{db} a_{obp})^2 g_{m1d2} \right) (I^2 + Q^2)^2 (I \cos(\omega_0 t) - Q \sin(\omega_0 t)) \frac{2}{\pi} \left(\cos(\omega_{LO} t) + \frac{1}{3} \cos(3\omega_{LO} t) + \dots \right)$$

Ako se iz prethodnog izraza razmatraju članovi za konverziju frekvencije nadole, onda struja za NI5 proizvode na drejnu para tranzistora LO stepena koji se pozitivno pobuđuje je data sledećim izrazima:

$$i_{dLO1}(t)|_{IM5} = g_{m2}^{LO} \frac{1}{\pi} \left(\frac{5}{8} v_{spRF}^5 g_{m5} - 3g_{m3} v_{spRF} a_{obp}^2 + v_{spRF} (g_{m1} R_{db} a_{obp})^2 g_{m1d2} \right) (I^2 + Q^2)^2 (I \cos(\omega_0 t - \omega_{LO} t) - Q \sin(\omega_0 t - \omega_{LO} t))$$

$$i_{dLO2}(t)|_{IM5} = g_{m2}^{LO} \frac{1}{\pi} \left(\frac{5}{8} v_{snRF}^5 g_{m5} - 3g_{m3} v_{snRF} a_{obn}^2 + v_{snRF} (g_{m1} R_{db} a_{obn})^2 g_{m1d2} \right) (I^2 + Q^2)^2 (I \cos(\omega_0 t - \omega_{LO} t) - Q \sin(\omega_0 t - \omega_{LO} t))$$

Ukupna struja za NI5 proizvode diferencijalnog para LO stepena koji se pozitivno pobuđuje je:

$$i_{dLO1}(t)|_{IM5} - i_{dLO2}(t)|_{IM5} = g_{m2}^{LO} \frac{2}{\pi} \left(\frac{5}{8} v_{spRF}^5 g_{m5} - 3g_{m3} v_{spRF} a_{obp}^2 + v_{spRF} (g_{m1} R_{db} a_{obp})^2 g_{m1d2} \right) (I^2 + Q^2)^2 (I \cos(\omega_0 t - \omega_{LO} t) - Q \sin(\omega_0 t - \omega_{LO} t))$$

Struja na izlazu LO stepena mešača koji se negativno pobuđuje

a) Za osnovni koristan signal

Pošto se razmatra konverzija frekvencije nadole onda je struja na drejnu para tranzistora LO stepena koji se negativno pobuđuje data sledećim izrazima:

$$i_{dLO1}(t) = g_{m2}^{LO} \frac{1}{\pi} v_{onRF} \left(I \cos(\omega_0 t - \omega_{LO} t) - Q \sin(\omega_0 t - \omega_{LO} t) \right)$$

$$i_{dLO2}(t) = g_{m2}^{LO} \frac{1}{\pi} v_{opRF} \left(I \cos(\omega_0 t - \omega_{LO} t) - Q \sin(\omega_0 t - \omega_{LO} t) \right)$$

Ukupna struja diferencijalnog para LO stepena za osnovni koristan signal:

$$i_{dLO1}(t) - i_{dLO2}(t) = -g_{m2}^{LO} \frac{2}{\pi} v_{opRF} \left(I \cos(\omega_0 t - \omega_{LO} t) - Q \sin(\omega_0 t - \omega_{LO} t) \right)$$

b) Za NI3 proizvode

Struja za NI3 proizvode na drejnu para tranzistora LO stepena koji se negativno pobuđuje:

$$i_{dLO1}(t) \Big|_{IM3} = g_{m2}^{LO} \left(\frac{3}{4} v_{snRF}^3 g_{m3} - 2a_{obn} v_{snRF} g_{m2} + g_{m1} a_{obn} R_{db} v_{snRF} g_{m1d1} + a_{obn} v_{onRF} g_{m1d1} + \frac{3}{2} v_{snRF} v_{onRF}^2 g_{m1d2} + \frac{3}{2} v_{snRF}^2 v_{onRF} g_{m2d1} \right) \frac{2}{\pi} \left(I^2 + Q^2 \right) \left(I \cos(\omega_0 t - \omega_{LO} t) - Q \sin(\omega_0 t - \omega_{LO} t) \right)$$

$$i_{dLO2}(t) \Big|_{IM3} = g_{m2}^{LO} \left(\frac{3}{4} v_{spRF}^3 g_{m3} - 2a_{obp} v_{spRF} g_{m2} + g_{m1} a_{obp} R_{db} v_{spRF} g_{m1d1} + a_{obp} v_{opRF} g_{m1d1} + \frac{3}{2} v_{spRF} v_{opRF}^2 g_{m1d2} + \frac{3}{2} v_{spRF}^2 v_{opRF} g_{m2d1} \right) \frac{2}{\pi} \left(I^2 + Q^2 \right) \left(I \cos(\omega_0 t - \omega_{LO} t) - Q \sin(\omega_0 t - \omega_{LO} t) \right)$$

Ukupna struja za NI3 proizvode diferencijalnog para LO stepena pri negativnoj pobudi:

$$i_{dLO1}(t) \Big|_{IM3} - i_{dLO2}(t) \Big|_{IM3} = -2g_{m2}^{LO} \left(\frac{3}{4} v_{spRF}^3 g_{m3} - 2a_{obp} v_{spRF} g_{m2} \right) \frac{2}{\pi} \left(I^2 + Q^2 \right) \left(I \cos(\omega_0 t - \omega_{LO} t) - Q \sin(\omega_0 t - \omega_{LO} t) \right)$$

c) Za NI5 proizvode

Struja za NI5 proizvode na drejnu tranzistora LO stepena koji se negativno pobuđuje za konverziju frekvencije nadole:

$$i_{dLO1}(t)|_{IM5} =$$

$$g_{m2}^{LO} \frac{1}{\pi} \left(\frac{5}{8} v_{snRF}^5 g_{m5} - 3g_{m3} v_{snRF} a_{obn}^2 + v_{snRF} (g_{m1} R_{db} a_{obn})^2 g_{m1d2} \right)$$

$$(I^2 + Q^2)^2 (I \cos(\omega_0 t - \omega_{LO} t) - Q \sin(\omega_0 t - \omega_{LO} t))$$

$$i_{dLO2}(t)|_{IM5} =$$

$$g_{m2}^{LO} \frac{1}{\pi} \left(\frac{5}{8} v_{spRF}^5 g_{m5} - 3g_{m3} v_{spRF} a_{obp}^2 + v_{spRF} (g_{m1} R_{db} a_{obp})^2 g_{m1d2} \right)$$

$$(I^2 + Q^2)^2 (I \cos(\omega_0 t - \omega_{LO} t) - Q \sin(\omega_0 t - \omega_{LO} t))$$

Ukupna struja za NI5 proizvode diferencijalnog para LO stepena koji se negativno pobuđuje je:

$$i_{dLO1}(t)|_{IM5} - i_{dLO2}(t)|_{IM5} =$$

$$-g_{m2}^{LO} \frac{2}{\pi} \left(\frac{5}{8} v_{spRF}^5 g_{m5} - 3g_{m3} v_{spRF} a_{obp}^2 + v_{spRF} (g_{m1} R_{db} a_{obp})^2 g_{m1d2} \right)$$

$$(I^2 + Q^2)^2 (I \cos(\omega_0 t - \omega_{LO} t) - Q \sin(\omega_0 t - \omega_{LO} t))$$

BIOGRAFIJA AUTORA

Aleksandra Đorić rođena je 26.02.1986. godine u Prištini gde je i završila osnovnu školu sa odličnim uspehom. Gimnaziju „Stevan Sremac” (prirodno-matematički smer) u Nišu upisala je 2000. godine. Nakon završetka gimnazije, školske 2004/05 upisala je Elektronski fakultet na Univerzitetu u Nišu. U periodu od 2008-2010 godine bila je stipendista Narodne banke Srbije. Studije je završila 2010. godine na smeru Telekomunikacije sa prosečnom ocenom 8.58. Diplomski rad pod naslovom „*Mikrotalasne patch antene*” je odbranila 14. oktobra 2010. godine sa ocenom 10, i dobila zvanje diplomirani inženjer elektrotehnike za telekomunikacije. Od novembra 2010. godine student je doktorskih studija na Elektronskom fakultetu u Nišu na smeru Telekomunikacije.

Septembra 2012. godine angažovana je preko Inovacionog centra Elektrotehničkog fakulteta u Beogradu (ICEF) za rad na projektu „*Razvoj digitalnih tehnologija i umreženih servisa u sistemima sa ugrađenim elektronskim komponentama*” (III44009), koji je finansiran od strane Ministarstva nauke, tehnološkog razvoja i inovacija. Od januara 2013. godine učestvuje u realizaciji projekta „*Istraživanje i razvoj rešenja za poboljšanje performansi bežičnih komunikacionih sistema u mikrotalasnom i milimetarskom opsegu frekvencija*” (TR32052), koji je finansiran od strane Ministarstva nauke, tehnološkog razvoja i inovacija,

najpre preko Inovacionog centra naprednih tehnologija CNT d.o.o Niš-Crveni krst (ICNT), a od januara 2020. godine preko Elektronskog fakulteta u Nišu.

Do sada je bila angažovana na naučnim istraživanjima koja su vezana za razvoj i primenu metoda za projektovanje sklopova primopredajnog dela mikrotalasnog komunikacionog sistema u cilju poboljšanja njegovih performansi u pogledu efikasnosti i linearnosti.

U okviru naučno-istraživačkog rada objavila je kao autor/koautor ukupno 33 naučna rada, od čega: 1 rad u međunarodnom časopisu sa SCI liste, 1 rad u nacionalnom časopisu međunarodnog značaja, 23 saopštenja sa međunarodnih skupova štampana u celini, 2 rada u vrhunskim časopisima nacionalnog značaja, 2 rada u istaknutim nacionalnim časopisima, 3 saopštenja sa domaćih skupova štampana u celini i jedno tehničko rešenje.

Juna 2013. godine dobila je nagradu za najbolji rad mladog autora na nacionalnoj konferenciji ETRAN na sekciji za mikrotalasnu tehniku.

Od 2013. godine učestvuje u organizaciji međunarodnih/domaćih naučnih skupova TELSIKS, IcETLAN/ETLAN, ICEST kao tehnička podrška.

Tokom 2017. i 2019. godine bila je na višemesečnom istraživačkom boravku u okviru ERASMUS+ programa mobilnosti studenata na Tehničkom Univerzitetu u Sofiji na fakultetu za Telekomunikacije i na Univerzitetu Balearskih ostrva na Majorci na Departmanu za fiziku.

IZJAVA O AUTORSTVU

Izjavljujem da je doktorska disertacija, pod naslovom

**POBOLJŠANJE PERFORMANSI POJAČAVAČA I MEŠAČA PRIMOPREDAJNIKA
ZA ŠIROKOPOJASNU I DVOKANALNU PRIMENU U MIKROTALASNIM
KOMUNIKACIONIM SISTEMIMA**

koja je odbranjena na Elektronskom fakultetu Univerziteta u Nišu:

- rezultat sopstvenog istraživačkog rada;
- da ovu disertaciju, ni u celini, niti u delovima, nisam prijavljivala na drugim fakultetima, niti univerzitetima;
- da nisam povredila autorska prava, niti zloupotrebila intelektualnu svojinu drugih lica.

Dozvoljavam da se objave moji lični podaci, koji su u vezi sa autorstvom i dobijanjem akademskog zvanja doktora nauka, kao što su ime i prezime, godina i mesto rođenja i datum odbrane rada, i to u katalogu Biblioteke, Digitalnom repozitorijumu Univerziteta u Nišu, kao i u publikacijama Univerziteta u Nišu.

U Nišu, 14. 11. 2022.

Potpis autora disertacije:

Dorić Aleksandra

Aleksandra Đorić

**IZJAVA O ISTOVETNOSTI ŠTAMPANOG I ELEKTRONSKOG OBLIKA
DOKTORSKE DISERTACIJE**

Naslov disertacije:

**POBOLJŠANJE PERFORMANSI POJAČAVAČA I MEŠAČA
PRIMOPREDAJNIKA ZA ŠIROKOPOJASNU I DVOKANALNU PRIMENU U
MIKROTALASNIM KOMUNIKACIONIM SISTEMIMA**

Izjavljujem da je štampani oblik moje doktorske disertacije istovetan elektronskom obliku, koji sam predala za unošenje u **Digitalni repozitorijum Univerziteta u Nišu**.

U Nišu, 14.11.2022.

Potpis autora disertacije:

Đorić Aleksandra
Aleksandra Đorić

IZJAVA O KORIŠĆENJU

Ovlašćujem Univerzitetsku biblioteku "Nikola Tesla" da, u Digitalni repozitorijum Univerziteta u Nišu, unese moju doktorsku disertaciju, pod naslovom

**POBOLJŠANJE PERFORMANSI POJAČAVAČA I MEŠAČA
PRIMOPREDAJNIKA ZA ŠIROKOPOJASNU I DVOKANALNU PRIMENU U
MIKROTALASNIM KOMUNIKACIONIM SISTEMIMA**

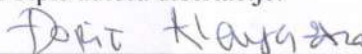
Disertaciju sa svim priložima predala sam u elektronskom obliku, pogodnom za trajno arhiviranje.

Moju doktorsku disertaciju, unetu u Digitalni repozitorijum Univerziteta u Nišu, mogu koristiti svi koji poštuju odredbe sadržane u odabranom tipu licence Kreativne zajednice (Creative Commons), za koju sam se odlučio.

1. Autorstvo (CC BY)
2. Autorstvo – nekomercijalno (CC BY-NC)
3. Autorstvo – nekomercijalno – bez prerade (CC BY-NC-ND)
4. Autorstvo – nekomercijalno – deliti pod istim uslovima (CC BY-NC-SA)
5. Autorstvo – bez prerade (CC BY-ND)
6. Autorstvo – deliti pod istim uslovima (CC BY-SA)

U Nišu, 14. 11. 2022.

Potpis autora disertacije:



Aleksandra Đorić