UNIVERZITET U NIŠU

ELEKTRONSKI FAKULTET

Aleksandar S. Atanasković

PRILOG POBOLJŠANJU LINEARNOSTI MIKROTALASNIH POJAČAVAČA SNAGE

- doktorska disertacija -

Niš, 2014.

UNIVERSITY OF NIŠ

FACULTY OF ELECTRONIC ENGINEERING

Aleksandar S. Atanasković

CONTRIBUTION TO LINEARITY IMPROVEMENT OF MICROWAVE POWER AMPLIFIERS

PhD thesis

Niš, 2014.

UNIVERZITET U NIŠU

ELEKTRONSKI FAKULTET

Aleksandar S. Atanasković

PRILOG POBOLJŠANJU LINEARNOSTI MIKROTALASNIH POJAČAVAČA SNAGE

- doktorska disertacija -

Mentor:
dr Bratislav D. Milovanović, redovni profesor, Univerzitet u Nišu, Elektronski fakultet

Komisija za ocenu i odbranu doktorske disertacije:
dr Bratislav Milovanović, redovni profesor, Univerzitet u Nišu, Elektronski fakultet
dr Nataša Maleš-Ilić, vanredni profesor, Univerzitet u Nišu, Elektronski fakultet
dr Vera Marković, redovni profesor, Univerzitet u Nišu, Elektronski fakultet
dr Branka Jokanović, naučni savetnik, Univerzitet u Beogradu, Institut za fiziku
dr Olivera Pronić-Rančić, redovni profesor, Univerzitet u Nišu, Elektronski fakultet

Datum odbrane: _____

Niš, 2014.

Deo rezultata prikazanih u disertaciji proistekli su iz istraživanja u okviru projekta TR32052 – „*Istraživanje i razvoj rešenja za poboljšanje performansi bežičnih komunikacionih sistema u mikrotalasnom i milimetarskog opsegu frekvencija*“, finansiranog od strane Ministarstva prosvete, nauke i tehnološkog razvoja Republike Srbije, kao i u okviru projekta LINAMP – „*Razvoj linearizacione tehnike za širokopojasne i/ili dual band pojačavače snage za primene u zemaljskim mikrotalasnim linkovima*“, realizovanog u okviru Programa zajedničkog unapređenja razmene učesnika na DAAD projektima bilateralne saradnje između Nemačke i Republike Srbije.

This work was partially supported by the Ministry of Education, Science and Technological development of Republic of Serbia, under the project TR32052 – „*Research and development of solutions for performance improvements of wireless communication systems in microwave and millimeter frequency bands*“, and by German Academic Exchange Service - DAAD and Ministry of Education, Science and Technological development of Republic of Serbia within a bilateral programe between Germany and Serbia, under the project LINAMP – „*Development of linearization technique for broadband and/or dualband power amplifiers in terrestrial microwave links*“.

Želeo bih da se zahvalim:

- *mentoru Prof. dr Bratislavu Milovanoviću,*
- *dr Nataši Maleš-Ilić, bez čijih ideja, sugestija i pomoći ova disertacija verovatno ne bi ni bila završena,*
- *laborantu Zoranu Đorđeviću,*
- *Dr-Ing. Kurt Blau i Univ.-Prof. Dr. Matthias Hein, RF and Microwaves Research Laboratory, Technische Universität Ilmenau, Germany,*
- *supruzi Nataši, na podršci,*
- *majci, ocu i bratu, za svu ljubav koju su mi pružili u životu,*
- *sinovima Dimitriju i Danilu, za svu ljubav koju ću im pružiti u životu.*

I Autor	
Ime i prezime	Aleksandar S. Atanasković
Datum i mesto rođenja	10.01.1974. godine, Prokuplje, Srbija
II Doktorska disertacija	
Naslov	Prilog poboljšanju linearnosti mikrotalasnih pojačavača snage
Ključne reči	linearizacija, pojačavači snage, *Doherty* pojačavači, drugi harmonici, nelinearnosti četvrtog reda, intermodulacioni produkti, efikasnost, mikrotalasi
Naučna oblast	Elektrotehničko i računarsko inženjerstvo
Uža naučna oblast	Telekomunikacije
UDK broj	621.3.029.6+621.375:621.317 621.39

Rezime

Kod savremenih bežičnih komunikacionih sistema (WCDMA, CDMA-2000, 3G, 3.5G, LTE, 4G, …) koji koriste spektralno efikasne digitalne modulacione šeme, potrebno je da pojačavači snage u baznim stanicama i drugim vrstama predajnika ispunjavaju uslov što veće linearnosti. Sa druge strane, pojačavači snage su sklopovi koji najviše troše energiju u bežičnim komunikacionim sistemima. Zbog toga, određeni kriterijumi u pogledu zadovoljavajuće efikasnosti i linearnosti pojačavača snage treba istovremeno da budu ispunjeni. Naravno, uvek je moguće napraviti kompromis između ova dva zahteva prilikom projektovanja pojačavača snage, u zavisnosti od specifičnih namena. Vrlo često, pojačavači snage rade sa manjim snagama u odnosu na maksimalno dozvoljene snage (takozvani *power back-off* uslov rada) kako bi obezbedili dobru linearnost, što za posledicu ima drastično smanjenje efikasnosti pojačavača. Jedno od mogućih rešenje ovog problema je da se pojačavači koriste u blizini tačke zasićenja (gde imaju jako dobru efikasnost ali rade u nelinearnom režimu), a potom izvršiti linearizaciju korišćenjem dodatnih postupaka i kola za linearizaciju. Postoji veći broj raspoloživih metoda za linearizaciju pojačavača snage, i one se mogu uglavnom klasifikovati kao *feedback, feedforward, predistortion*,… linearizacione metode.

U disertaciji je razmatrana mogućnost linearizacije mikrotalasnih pojačavača snage primenom metode koja koristi druge harmonike osnovnog signala (IM2) i nelinearnosti četvrtog reda koje se nalaze u opsegu frekvencija drugih harmonika (IM4) u cilju smanjenja intermodulacionih produkata trećeg i petog reda. Linearizaciona tehnika

obrađena u tezi se sastoji u tome da se IM2 i IM4 signali posle podešavanja po amplitudi i fazi dovode i na ulaz i na izlaz mikrotalasnog pojačavača snage. Linearizacioni signali se mešaju sa osnovnim signalom usled nelinearnosti pojačavača generišući intermodulacione produkte trećeg i petog reda ali podešene po amplitudi i fazi da smanje originalne intermodulacione produkte koji su posledica nelinearne karakteristike pojačavača. Tehniku je moguće primeniti u širokom opsegu snage osnovnih signala (sve do blizu 1-dB tačke kompresije) i na različite konfiguracije mikrotalasnih pojačavača snage – jednostepeni pojačavači, višestepeni kaskadni pojačavači, različite konfiguracije *two-way*, *three-way* i *three-stage Doherty* pojačavača, itd.

Glavni doprinosi disertacije su:

- teorijski razvoj linearizacione metode koja koristi IM2 i IM4 signale u cilju poboljšanja IM3 i IM5 produkata, koja se uspešno može primeniti u velikom opsegu snage osnovnih signala sve do blizu 1-dB tačke kompresije mikrotalasnih pojačavača snage;
- uvođenje obrade linearizacionog signala na frekvencijama duplo većim od frekvencije osnovnog signala, čime se minimizira uticaj linearizacionog signala na osnovni signal;
- primena i verifikacija razmatrane linearizacione metode na veliki broj različitih tipova pojačavača snage, pre svega na različite tipove *Doherty* pojačavačkih konfiguracija;
- modifikacija *Doherty* pojačavačkih struktura kojim se obezbeđuje da se *peaking* pojačavači koriste kao generatori linearizacionog signala;
- eksperimentalna primena razvijene linearizacione metode, koja je na osnovu autorovih najboljih saznanja, po prvi put primenjena za linearizaciju realizovanih *two-way Doherty* pojačavača za različite oblike digitalno modulisanih signala.

I Author	
Name	Aleksandar S. Atanasković
Date and place of birth	10.01.1974., Prokuplje, Serbia

II PhD thesis	
Title	Contribution to linearity improvement of microwave power amplifiers
Key words	linearization, power amplifiers, Doherty amplifiers, second harmonics, fourth-order nonlinear signals, intermodulation, efficiency, microwave
Scientific area	Electrical and Computer Engineering, Telecommunications
UDK number	621.3.029.6+621.375:621.317 621.39

Abstract

In new generation of wireless communication systems (WCDMA, CDMA-2000, 3G, 3.5G, LTE, 4G, …), where spectrum efficient linear modulation formats are used, the linearity of power amplifier (PA) is a very essential requirement. On the other hand the PA highly consumes power referring to other components in a wireless communication system. Therefore, power amplifier should satisfy high power added efficiency (PAE) and good linearity simultaneously. However, in a design a compromise between PAE and linearity has to be accepted. PAs are usually operated with a back-off in order to fulfill linearity specifications, which in turn results in a lower power efficiency. If PAs operate near to saturation region where they show highly nonlinear characteristics great efficiency is achieved, and amplifier linearization may be performed by using some external circuitry. Different PA linearization methods such as feedback, feedforward, predistortion, etc. have been developed and are commercially available.

This thesis considers the linearization of microwave power amplifier by applying the method that uses the second harmonics of the fundamental signals (IM2) and the fourth-order nonlinear signals (IM4) at frequencies that are close to the IM2 signals in order to lower the third and fifth order intermodulation products. After been adjusted in amplitude and phase, IM2 and IM4 signals are delivered to the input and output of the microwave power amplifiers. The linearization signals are mixed with the fundamental signals generating the additional intermodulation products of the third and fifth order that are adjusted in amplitude and phase to reduce the original intermodulation products existing

due to the nonlinear amplifier characteristic. This technique can be applied for a wide range of fundamental signals' power going close to 1-dB compression point and on different configurations of microwave power amplifiers - a single stage amplifiers, multi-stage cascade amplifiers, different configuration of two-way, three-way and three-stage Doherty amplifiers, etc.

The main achievements of this thesis are:

- theoretical development of the linearization method that uses IM2 and IM4 signals in order to improve the IM3 and IM5 products which can be successfully applied in a wide range of fundamental signals' power going close to 1-dB compression point;
- use of the linearization signal at the second harmonic frequency of fundamental signals in order to minimize the influence of the linearization signals on fundamental signals
- implementation and verification of the proposed linearization method on a number of different types of microwave power amplifiers, primarily on various types of Doherty amplifiers;
- modification of Doherty amplifying structure in order to ensure the ability to exploit peaking amplifiers as generators of signals for linearization;
- experimental verification of the proposed linearization method, which is, based on the author's best knowledge, for the first time applied on fabricated two-way Doherty amplifier for different types of digitally modulated signals.

Sadržaj

SPISAK TABELA ..... **X**

SPISAK SLIKA ..... **XI**

1 UVOD **1**

1.1 Organizacija disertacije 3

2 POJAČAVAČI SNAGE **7**

2.1 Pojačanje i izlazna snaga 7
2.2 Linearnost 8
2.3 Efikasnost 12
2.4 *Back-off* režim rada 15
2.5 Prilagođenje 16
2.6 Klase pojačavača snage 18
2.6.1 Modeli aktivnih komponenti 18
2.6.2 Klasa A 22
2.6.3 Klasa AB i klasa B 24
2.6.4 Klasa C 33
2.6.5 Klasa F 35
2.6.6 Klasa J 39
2.6.7 Inverzni modovi, inverzna klasa F (F^{-1}) 43
2.6.8 Klasa E 46
2.6.9 Klasa D 49
2.6.10 Klasa S 52
2.6.11 Multimodni pojačavači 54

3 TEHNIKE ZA POBOLJŠANJE EFIKASNOSTI POJAČAVAČA SNAGE **57**

3.1 *Chireix's outphasing* 57
3.2 Eliminacija i restauracija anvelope – *Envelope Elimination and Restoration* 58
3.3 Adaptacija napajanja – *Bias Adaptation* 59
3.4 *Doherty* pojačavač 60
3.4.1 Osnovna teorija 61
3.4.2 Generalizacija *two-way Doherty* pojačavača 65
3.4.3 Kompenzacija dimenzija tranzistora asimetričnom podelom snage 70
3.4.4 *Two-way Doherty* pojačavač realizovan kompletnim pojačavačkim stepenima u glavnoj i pomoćnoj grani 73
3.4.5 N-*way Doherty* pojačavač 78
3.4.6 *Three-stage Doherty* pojačavač 81

4 NELINEARNOSTI POJAČAVAČA SNAGE I METODE ZA LINEARIZACIJU **85**

4.1 Harmonijska izobličenja 86
4.2 Intermodulaciona izobličenja 88
4.3 Polinomski model nelinearnosti 89
4.3.1 Harmonijska izobličenja 91
4.3.2 Intermodulaciona izobličenja 92
4.4 Metode za linearizaciju pojačavača snage 95
4.4.1 LINC tehnika 96
4.4.2 CALLUM tehnika 98
4.4.3 Povratna sprega sa pravougaonom modulacijom - *Cartesian Modulation Feedback* 98
4.4.4 Povratna sprega sa polarnom modulacijom - *Polar Modulation Feedback Loop*. 99
4.4.5 Povratna sprega sa anvelopom signala - *Envelope Feedback* 101
4.4.6 Povratna sprega sa korekcijom faze - *Phase Correcting Feedback* 102
4.4.7 Linearizacija vođenjem signala ka izlazu - *Feed Forward Linearization* 102
4.4.8 Digitalna predistorzija 103
4.4.8.1 Digitalna predistorzija sa mapiranjem - *Mapping Predistortion* 104
4.4.8.2 Ugaona digitalna predistorzija - *Polar Predistortion* 105
4.4.8.3 Digitalna predistorzija sa kompleksnim pojačanjem - *Complex Gain Predistortion* 105
4.4.8.4 Polinomska predistorzija - *Polynomial Predistortion* 106
4.5 Linearizaciona metoda koja koristi IM2 i IM4 signale u cilju potiskivanja intermodulacionih produkata trećeg i petog reda 107

5 VERIFIKACIJA PREDLOŽENE LINEARIZACIONE METODE KROZ POSTUPAK SIMULACIJE 112

5.1 Jednostepeni pojačavač 112
5.1.1 Rezultati simulacije 113
5.2 Višestepeni kaskadni pojačavač 115
5.2.1 Linearizacija ubacivanjem linearizacionog signala na ulaz trećeg pojačavača u kaskadi 117
5.2.1.1 Rezultati simulacije 117
5.2.2 Linearizacija ubacivanjem linearizacionog signala na izlaz trećeg pojačavača u kaskadi 120
5.2.2.1 Rezultati simulacije 121
5.3 *Two-way Doherty* pojačavač 123
5.3.1 Rezultati simulacije 125
5.4 *Three-way Doherty* pojačavač 127
5.4.1 Rezultati simulacije 128
5.5 *Three-stage Doherty* pojačavač – tranzistori istih periferija 131
5.5.1 Rezultati simulacije 133
5.6 *Three-stage Doherty pojačavač* – tranzistori različitih periferija 136

5.6.1 Rezultati simulacije 136
5.7 *Three-stage Doherty* pojačavač sa kolima za kontrolu harmonika 140
5.7.1 Rezultati simulacije 144
5.8 Širokopojasni *three-stage Doherty* pojačavač sa kolima za kontrolu harmonika ... 154
5.8.1 Rezultati simulacije 157

6 EKSPERIMENTALNA VERIFIKACIJA PREDLOŽENE LINEARIZACIONE METODE 162

6.1 Kola za linearizaciju 162
6.1.1 Linearizaciona grana – varijanta I 163
6.1.2 Linearizaciona grana – varijanta II 164
6.2 Kolo za jednosmerno napajanje 165
6.3 Jednostepeni pojačavač 166
6.3.1 Eksperimentalni rezultati 167
6.4 *Two-way Doherty* pojačavač – linearizacija dovođenjem signal na izlaz *carrier* pojačavača 170
6.4.1 Eksperimentalni rezultati 172
6.5 *Two-way Doherty* pojačavač – linearizacija dovođenjem signal na ulaz i izlaz *carrier* pojačavača 175
6.5.1 Eksperimentalni rezultati 178
6.6 Asimetričan *two-way Doherty* pojačavač 182
6.6.1 Dizajn i simulacija 183
6.6.2 Realizacija 187
6.6.3 Eksperimentalni rezultati 189

7 ZAKLJUČAK 204

8 LITERATURA 209

Spisak tabela

Tabela 2.1 Definicija parametara idealnog modela FET tranzistora 20
Tabela 2.2 Jednosmerne vrednosti napajanja različitih klasa pojačavača 21
Tabela 4.1 Distorzioni efekti generisani od strane frekvencijski nezavisnih i frekvencijski zavisnih nelinearnih modela pojačavača.....85
Tabela 4.2 Modeli nelinearnosti pojačavača snage.....86
Tabela 4.3 Pregled linearizacionih tehnika.....95
Tabela 5.1 Rezultati simulacije za OQPSK digitalno modulisani signal za opseg snaga signala na ulazu 123
Tabela 5.2 Rezultati linearizacije trostepenih (*three-way* i *three-stage*) *Doherty* pojačavača za *two-tone* test.....139
Tabela 5.3 Rezultati linearizacije trostepenih (*three-way* i *three-stage*) *Doherty* pojačavača za digitalno modulisane signale.....140
Tabela 5.4 Izlazni nivoi signala *three-stage Doherty* pojačavača u HCC klasa-3F, HCC klasa-3IF, HCC klasa-IF-2IF i HCC klasa-F-2IF konfiguracijama, pre i posle linearizacije za *two-tone* test na frekvencijama 2.139 GHz i 2.141 GHz, za 21 dBm nivoa signala na ulazu 147
Tabela 5.5 Srednja izlazna snaga i ACPR na ±900 kHz i ±2100 kHz *offset*-a za *three-stage Doherty* pojačavače pre i posle linearizacije u HCC klasa-3F, HCC klasa-3IF, HCC klasa-IF-2IF i HCC klasa-F-2IF konfiguracijama za slučaj OQPSK digitalno modulisanog signala.....150
Tabela 5.6 ACPR za WCDMA širokopojasni digitalno modulisani signal na ±5 MHz *offset*-a 158

Spisak slika

Sl. 2.1 Osnovne karakteristike pojačavača snage: a) izlazna snaga; b) pojačanje 8
Sl. 2.2 Nelinearni i idealan linearni pojačavač snage: a) pojačanje; b) fazna karakteristika 9
Sl. 2.3 Efekat nelinearnosti pojačavača snage na ACPR 10
Sl. 2.4 Efekat nelinearnosti pojačavača snage na EVM 11
Sl. 2.5 Primer efikasnosti i izlazne snage za komercijalno dostupne pojačavače snage 14
Sl. 2.6 Predviđena verovatnoća pojavljivanja odgovarajućeg nivoa snage kod pojačavača snage na mobilnom uređaju za UMTS sistem 14
Sl. 2.7 Definicija OBO i PeBO 16
Sl. 2.8 Simulirane kružnice konstantnog PAE (A), izlazne snage (B) i ACPR (C) u ravni izlaznog prilagođenja pojačavača snage 17
Sl. 2.9 Idealizovan uprošćen model tranzistora korišćen za analizu pojačavača snage 18
Sl. 2.10 Idealna *I-V* karakteristika tranzistora: a) struja drejna u funkciji napona drejna; b) struja drejna u funkciji napona gejta 19
Sl. 2.11 Napajanje tranzistora za različite klase pojačavača 21
Sl. 2.12 Talasni oblik signala pojačavača snage u klasi A 22
Sl. 2.13 Talasni oblik signala pojačavača snage sa smanjenim uglom provođenja (klasa AB): a) struja; b) izlazni napon za slučaj širokopojasnog otpornog opterećenja; c) izlazni napon za slučaj opterećenja koje kratkospaja harmonijske komponente 25
Sl. 2.14 Amplitude harmonijskih komponenti strujnog signala za talasne oblike pojačavača koji rade sa smanjenim uglom provođenja 27
Sl. 2.15 Snaga i efikasnost pojačavača snage sa smanjenim uglom provođenja 27
Sl. 2.16 Talasni oblik signala za pojačavač snage u klasi B 29
Sl. 2.17 Efikasnost pojačavača snage u klasi AB za rad u *power back-off* režimu 30
Sl. 2.18 Linearnost pojačavača snage u klasi AB 31
Sl. 2.19 Osnovna blok šema pojačavača snage u klasi AB 32
Sl. 2.20 Talasni oblik signala pojačavača snage u klasi C 33
Sl. 2.21 Ulazni napon za pojačavače snage u klasi C sa vrlo malim uglom provođenja 34
Sl. 2.22 Uticaj trećeg harmonika u protivfazi na oblik osnovnog naponskog signala 35
Sl. 2.23 Idealni talasni oblik signala za pojačavač snage u klasi F 38
Sl. 2.24 Mogući izgled kola za prilagođenje pojačavača snage u klasi F 39
Sl. 2.25 Uticaj drugog harmonika u protivfazi na talasni oblik napona 40
Sl. 2.26 Talasni oblik signala pojačavača u klasi J 42
Sl. 2.27 Izgled izlaznog kola za prilagođenje pojačavača snage u klasi J 43
Sl. 2.28 Talasni oblici za idealni pojačavač snage u klasi inverzno F 44
Sl. 2.29 Talasni oblici za realni pojačavač snage u klasi inverzno F 45
Sl. 2.30 Talasni oblici „odsečene“ verzije pojačavača snage u klasi inverzno F 46
Sl. 2.31 Osnovno kolo za pojačavač u klasi E 47
Sl. 2.32 Talasni oblici signala za idealni pojačavač snage u klasi E 48
Sl. 2.33 Blok šema pojačavača u klasi D 49

Sl. 2.34 Talasni oblici signala pojačavača u klasi D 51
Sl. 2.35 Koncept pojačavača snage u klasi S 52
Sl. 2.36 Konfiguracija pojačavača snage u klasi S 53
Sl. 2.37 Konfiguracija pojačavača snage u „lažnoj“ klasi S 54
Sl. 2.38 Multimodni talasni oblik naponskog signala koji u sebi sadrži drugi i treći harmonik 55
Sl. 3.1 Šematski prikaz *outphasing* tehnike 58
Sl. 3.2 Šematski prikaz EER tehnike 59
Sl. 3.3 Šematski prikaz tehnike adaptacije napajanja 60
Sl. 3.4 *Doherty* pojačavač: a) ponašanje promenljivog opterećenja; b) osnovno kolo 61
Sl. 3.5 *Doherty* pojačavač: a) strujana karakteristika; b) efikasnost u funkciji izlazne snage 64
Sl. 3.6 *Doherty* pojačavač sa ER=10 [dB]: a) strujna karakteristika; b) efikasnost 69
Sl. 3.7 Asimetrični *Doherty* pojačavač: a) osnovna blok šema; b) strujna karakteristika 71
Sl. 3.8 *Doherty* pojačavač sa *offset* linijama 74
Sl. 3.9 Efekat linija za kompenzaciju na: a) *carrier* pojačavač; b) *peaking* pojačavač 77
Sl. 3.10 Blok šema N-*way Doherty* pojačavača 78
Sl. 3.11 Efikasnost N-*way Doherty* pojačavača 79
Sl. 3.12 *Three-stage Doherty* pojačavač: a) blok šema; b) efikasnost; c) strujna karakteristika 83
Sl. 4.1 Nelinearni sistem 86
Sl. 4.2 Snaga harmonijskih produkata i harmonijske presečne tačke 92
Sl. 4.3 Doprinos nelinearnosti odgovarajućeg reda spektru signala na izlazu pojačavača snage pobuđenog sa dva prostoperiodična signala bliskih frekvencija i jednakih amplituda 93
Sl. 4.4 Intermodulaciona presečna tačka trećeg reda i jednodecibelska tačka kompresije pojačavača snage 94
Sl. 4.5 Linearizacija korišćenjem LINC tehnike 96
Sl. 4.6 Linearizacija korišćenjem CALLUM tehnike 98
Sl. 4.7 Linearizacija korišćenjem *Cartesian modulation feedback* sistema 99
Sl. 4.8 Linearizacija korišćenjem *Polar modulation feedback* sistema 100
Sl. 4.9 *Polar modulation feedback* sistem sa pomeračem faze 101
Sl. 4.10 Linearizacija korišćenjem *Envelope feedback* tehnike 102
Sl. 4.11 Linearizacija korišćenjem *Phase correcting feedback* tehnike 102
Sl. 4.12 *Feed Forward* linearizacija 103
Sl. 4.13 Digitalni sistem za predistorziju u osnovnom opsegu 104
Sl. 4.14 Sistem digitalne predistorzije sa mapiranjem 105
Sl. 4.15 Ugaona digitalna predistorzija 105
Sl. 4.16 Digitalna predistorzija sa kompleksnim pojačanjem 106
Sl. 4.17 Digitalna predistorzija sa polinomskom funkcijom 106
Sl. 4.18 Blok šema predložene linearizacione metode 108
Sl. 5.1 Blok šema jednostepenog pojačavača sa dodatnim kolima za linearizaciju 113

Sl. 5.2 Izlazni spektar za -9 dBm snage osnovnog signala na ulazu pre (isprekidana linija) i posle linearizacije (puna linija)....114
Sl. 5.3 Izlazni spektar za -1 dBm snage osnovnog signala na ulazu pre (isprekidana linija) i posle linearizacije (puna linija)....114
Sl. 5.4 Spektar signala na izlazu iz pojačavača snage za OQPSK digitalno modulisani signal pre (siva linija) i posle linearizacije (crna linija) za 5 dBm snage signala na ulazu.115
Sl. 5.5 Blok šema trostepenog kaskadnog pojačavača sa dodatnim kolima za linearizaciju kada se signal za linearizaciju vodi: a) na ulaz trećeg pojačavača u kaskadi; b) na izlaz trećeg pojačavača u kaskadi....116
Sl. 5.6 Izlazna snaga intermodulacionih produkata u funkciji ulazne snage osnovnog signala pre i posle linearizacije za: a) IM3 produkte; b) IM5 produkte....118
Sl. 5.7 Izlazni spektar signala pre (isprekidana linija) i posle (puna linija) linearizacije za tri prostoperiodična signala na ulazu....119
Sl. 5.8 Spektar signala na izlazu iz pojačavača snage za OQPSK digitalno modulisani signal pre (siva linija) i posle linearizacije (crna linija) za -19 dBm snage signala na ulazu 120
Sl. 5.9 Izlazni spektar signala pre (isprekidana linija) i posle (puna linija) linearizacije za tri prostoperiodična signala na ulazu....122
Sl. 5.10 Spektar signala na izlazu iz pojačavača snage za OQPSK digitalno modulisani signal pre (siva linija) i posle linearizacije (crna linija) za -15 dBm snage signala na ulazu 122
Sl. 5.11 *Two-way Doherty* pojačavač sa dodatnim kolima za linearizaciju....124
Sl. 5.12 Diplekser....125
Sl. 5.13 Simulirani spektar OQPSK digitalno modulisanog signala pre (isprekidana linija) i posle (puna linija) linearizacije za izlaznu snagu 36 dBm 126
Sl. 5.14 PAE za *two-way Doherty* pojačavač 127
Sl. 5.15 *Three-way Doherty* pojačavač sa kolima za linearizaciju 128
Sl. 5.16 Spektar signala na izlazu *three-way Doherty* pojačavača za 35 dB srednje snage osnovnih signala pre (isprekidana linija) i posle (puna linija) linearizacije 129
Sl. 5.17 PAE za *three-way Doherty* pojačavač....129
Sl. 5.18 Simulirani spektar OQPSK digitalno modulisanog signala pre (isprekidana linija) i posle (puna linija) linearizacije za izlaznu snagu 36 dBm 130
Sl. 5.19 ACPR pre i posle linearizacije za *three-way Doherty* pojačavač za opseg snaga na izlazu na *offset* frekvencijama: a) +900 kHz i +2100 kHz; b) -900 kHz i -2100 kHz 131
Sl. 5.20 *Three-stage Doherty* pojačavač sa kolima za linearizaciju 132
Sl. 5.21 PAE za *three-stage Doherty* pojačavač....134
Sl. 5.22 Spektar signala na izlazu *three-stage Doherty* pojačavača za 33 dB srednje snage osnovnih signala pre (isprekidana linija) i posle (puna linija) linearizacije za 2 MHz frekvencijskog razmaka između signala....134
Sl. 5.23 Spektar signala na izlazu *three-stage Doherty* pojačavača za 33 dB srednje snage osnovnih signala pre (isprekidana linija) i posle (puna linija) linearizacije za 10 MHz frekvencijskog razmaka između signala....135
Sl. 5.24 Simulirani spektar OQPSK digitalno modulisanog signala pre (isprekidana linija) i posle (puna linija) linearizacije za izlaznu snagu 36 dBm 135

Sl. 5.25 PAE za *three-stage Doherty* pojačavač za odnos periferija tranzistora 1:2.5:2.5 137
Sl. 5.26 Spektar signala na izlazu *three-stage Doherty* pojačavača za 33 dB srednje snage osnovnih signala za odnos periferija tranzistora 1:2.5:2.2.5 pre (isprekidana linija) i posle (puna linija) linearizacije za 2 MHz frekvencijskog razmaka između signala137
Sl. 5.27 Simulirani spektar OQPSK digitalno modulisanog signala pre (isprekidana linija) i posle (puna linija) linearizacije za izlaznu snagu 36 dBm za odnos periferija tranzistora 1:2.5:2.5 138
Sl. 5.28 *Three-stage Doherty* pojačavač sa HCC opterećenjem i kolima za linearizaciju 141
Sl. 5.29 Frekvencijski diplekser sa kolima za kontrolu harmonika: a) HCC klasa-F konfiguracija; b) HCC klasa-IF konfiguracija....142
Sl. 5.30 IM produkti *three-stage Doherty* pojačavač u HCC klasa-3F konfiguraciji za opseg izlaznih snaga za frekvencijski razmak od 2 MHz između signala: a) IM3 produkti; b) IM5 produkti....145
Sl. 5.31 IM produkti *three-stage Doherty* pojačavač u HCC klasa-3IF konfiguraciji za opseg izlaznih snaga za frekvencijski razmak od 2 MHz između signala: a) IM3 produkti; b) IM5 produkti....146
Sl. 5.32 Izlazni spektar *three-stage Doherty* pojačavača u HCC klasa-F-2IF konfiguraciji pre (isprekidana linija) i posle (puna linija) linearizacije 148
Sl. 5.33 PAE *three-stage Doherty* pojačavača u različitim konfiguracijama (klasa-3F, klasa-3IF, klasa-IF-2F i klasa-F-2FI) pre linearizacije i sa dodatim HCC kolom kada je uključena linearizacija 149
Sl. 5.34 PAE za *three-stage Doherty* pojačavač u klasa-F-2IF konfiguraciji pre i posle linearizacije (sa uključenim HCC kolom) upoređena sa standardnim *Doherty* pojačavačem 149
Sl. 5.35 Simulirani spektar OQPSK digitalno modulisanog signala pre (isprekidana linija) i posle (puna linija) linearizacije za izlaznu snagu 35 dBm za *three-stage Doherty* pojačavač u: a) klasa-F-2IF konfiguraciji; b) klasa-3F konfiguraciji....151
Sl. 5.36 ACPR pre i posle linearizacije za *three-stage Doherty* pojačavač u klasa-F-2IF konfiguraciji i standardnoj konfiguraciji za opseg snaga na izlazu na *offset* frekvencijama: a) ±900kHz; b) ±2100kHz....153
Sl. 5.37 *Three-stage Doherty* pojačavač sa linearizacionim kolom i tantalum kondenzatorima 154
Sl. 5.38 Simulirani spektar za dva prostoperiodična signala razmaknuta 10 MHz pre (isprekidana linija) i posle (puna linija) linearizacije za 33 dBm izlazne snage po signalu za *three-stage Doherty* pojačavač u konfiguraciji HCC-F-2IF kada se tantalum kondenzatori: a) ne uključuju u kolo pojačavača; b) uključuju u kolo pojačavača....155
Sl. 5.39 Simulirani spektar WCDMA digitalno modulisanog signala pre (siva linija) i posle (crna linija) linearizacije za izlaznu snagu 36 dBm za *three-stage Doherty* pojačavač sa standardnim diplekserom kada se tantalum kondenzatori: a) ne uključuju u kolo pojačavača; b) uključuju u kolo pojačavača....159
Sl. 5.40 Simulirani spektar WCDMA digitalno modulisanog signala pre (siva linija) i posle (crna linija) linearizacije za izlaznu snagu 36 dBm za *three-stage Doherty* pojačavač u HCC-F-2IF konfiguraciji kada se tantalum kondenzatori: a) ne uključuju u kolo pojačavača; b) uključuju u kolo pojačavača....160
Sl. 5.41 PAE za *three-stage Doherty* pojačavač sa standardnim diplekserom....161

Sl. 5.42 PAE za *three-stage Doherty* pojačavač u HCC-F-2IF konfiguraciji.....161
Sl. 6.1 Blok šema kola za linearizaciju.....162
Sl. 6.2 Blok šema modifikovanog kola za linearizaciju.....163
Sl. 6.3 Linearizaciona grana za pojačavače realizovane korišćenjem *Freescale* MRF281SR1 LDMOSFET tranzistora.....164
Sl. 6.4 Linearizaciona grana za pojačavač realizovan korišćenjem AP602A-2 GaAs MESFET tranzistora.....165
Sl. 6.5 Realizovano kolo sa većim brojem DC izlaza.....165
Sl. 6.6 Blok šema jednostepenog pojačavača sa dodatnim kolima za linearizaciju.....167
Sl. 6.7 Realizovan jednostepeni pojačavač.....167
Sl. 6.8 Eksperimentalni rezultata za intermodulaciona izobličenja trećeg reda realizovanog jednostepenog pojačavača snage pre i posle linearizacije.....168
Sl. 6.9 Eksperimentalni rezultata za intermodulaciona izobličenja petog reda realizovanog jednostepenog pojačavača snage pre i posle linearizacije.....169
Sl. 6.10 Blok šema realizovanog *two-way Doherty* pojačavača.....171
Sl. 6.11 Realizovani *two-way Doherty* pojačavač.....171
Sl. 6.12 Izmereni spektar signala na izlazu realizovanog *Doherty* pojačavača za 11.7 dBm snage osnovnog signala na ulazu pojačavača pre i posle linearizacije.....172
Sl. 6.13 Eksperimentalni rezultati zavisnosti izlazne snage od ulazne snage realizovanog *Doherty* pojačavača pre i posle linearizacije.....173
Sl. 6.14 Eksperimentalni rezultata za intermodulaciona izobličenja realizovanog *Doherty* pojačavača snage pre i posle linearizacije: a) IM3 produkti; b) IM5 produkti.....174
Sl. 6.15 Blok šema realizovanog *two-way Doherty* pojačavača.....176
Sl. 6.16 Realizovani *two-way Doherty* pojačavač.....177
Sl. 6.17 „S“ parametri *two-way Doherty* pojačavača.....178
Sl. 6.18 Intermodulacioni produkti trećeg reda realizovanog *two-way Doherty* pojačavača snage pre i posle linearizacije: a) eksperimentalni rezultati; b) simulirani rezultati 179
Sl. 6.19 Intermodulacioni produkti petog reda realizovanog *two-way Doherty* pojačavača snage pre i posle linearizacije: a) eksperimentalni rezultati; b) simulirani rezultati 180
Sl. 6.20 Efikasnost drejna *two-way Doherty* pojačavača.....182
Sl. 6.21 Blok šema asimetričnog *two-way Doherty* pojačavača sa kolom za linearizaciju ...183
Sl. 6.22 Intermodulacioni produkti trećeg reda pre linearizacije simetričnog (slabljenje: 0 dB) i asimetričnog (slabljenje: 1 dB, 2 dB, 3 dB i 4 dB) *two-way Doherty* pojačavača za određeni opseg snaga.....184
Sl. 6.23 Intermodulacioni produkti trećeg reda pre i posle linearizacije simetričnog (slabljenje: 0 dB) i asimetričnog (slabljenje: 2 dB) *two-way Doherty* pojačavača za određeni opseg snaga.....186
Sl. 6.24 Intermodulacioni produkti petog reda pre linearizacije simetričnog (slabljenje: 0 dB) i asimetričnog (slabljenje: 1 dB, 2 dB, 3 dB i 4 dB) *two-way Doherty* pojačavača za određeni opseg snaga.....186
Sl. 6.25 Intermodulacioni produkti petog reda pre i posle linearizacije simetričnog (slabljenje: 0 dB) i asimetričnog (slabljenje: 2 dB) *two-way Doherty* pojačavača za određeni opseg snaga.....187
Sl. 6.26 Realizovan asimetrični *two-way Doherty* pojačavač.....188

Sl. 6.27 Eksperimentalna postavka za karakterizaciju asimetričnog *two-way Doherty* pojačavača.....189
Sl. 6.28 Karakteristika realizovanog asimetričnog *two-way Doherty* pojačavača: a) pojačanje; b) AM/AM karakteristika na frekvencijama 890 MHz i 900 MHz.....190
Sl. 6.29 Intermodulacioni produkti trećeg reda u zavisnosti od izlazne snage osnovnih signala za različite frekvencijske razmake između signala: a) 1 MHz; b) 2 MHz; c) 5 MHz; d) 10 MHz; e) 20 MHz.....193
Sl. 6.30 ACPR na *offset* frekvenciji koja odgovara IM3 produktima u funkciji izlazne snage 64QAM digitalno modulisanog signala za različite širine spektra: a) 1MHz; b) 3MHz; c) 4MHz; d) 10MHz.....195
Sl. 6.31 EVM u funkciji izlazne snage 64QAM digitalno modulisanog signala za različite širine spektra: a) 1MHz; b) 3MHz; c) 4MHz 197
Sl. 6.32 Konstelacioni dijagram za 64QAM digitalno modulisanog signal širine spektra 4 MHz: a) pre linearizacije; b) posle linearizacije.....198
Sl. 6.33 Mereni spektar 64QAM digitalno modulisanog signala širine 4 MHz pre i posle linearizacije za izlaznu snagu 11 dBm.....199
Sl. 6.34 Izlazna snaga 64QAM digitalno modulisanog signala pre i posle linearizacije za širinu spektra 1 MHz i 10 MHz 199
Sl. 6.35 ACPR u funkciji izlazne snage WCDMA digitalno modulisanog signala.....200
Sl. 6.36 EVM u funkciji izlazne snage WCDMA digitalno modulisanog signala 200
Sl. 6.37 Konstelacioni dijagram za WCDMA digitalno modulisanog signal: a) pre linearizacije; b) posle linearizacije 201
Sl. 6.38 Mereni spektar WCDMA signala pre i posle linearizacije za izlaznu snagu 14 dBm 202
Sl. 6.39 ACPR na *offset* frekvenciji koja odgovara IM5 produktima u funkciji izlazne snage 64QAM digitalno modulisanog signala za 1 MHz širine spektra.....202

1 Uvod

Osnovni zadatak izlaznog pojačavačkog stepena predajnika u okviru bežičnih komunikacionih sistema jeste pojačanje signala koji nosi informaciju, kako bi se na mestu prijema obezbedio dovoljan nivo snage signala i kako bi prijemnik mogao, bez obzira na smetnje i izobličenja signala, da iz primljenog signala izvuče prenetu informaciju. Većina savremenih bežičnih komunikacionih sistema koristi digitalno modulisane signale. Čak se i audio i video signali (koji po svojoj prirodi predstavljaju analogne signale) konvertuju u digitalni oblik pre transmisije. Postoji nekoliko razloga zašto su digitalni signali i digitalne modulacione tehnike u današnjim komunikacionim sistemima dominantni. Moguće je izvršiti kompresiju digitalnih signala i ukloniti redudansu iz sistema, povećati sigurnost komunikacionog kanala, zaštititi digitalni signal od grešaka nastalih u prenosnom kanalu dodavanjem kontrolnih podataka koji mogu obezbediti detekciju i korekciju grešaka, kao i uvesti dodatne servise koje nije moguće obezbediti u analognim sistemima. U odnosu na analogne sisteme, kod digitalnih sistema može se jednostavno praviti kompromis između zahtevanog kvaliteta signala i potrebnog propusnog opsega za njegov prenos.

Uvođenjem sve većeg broja komunikacionih sistema raspoloživost slobodnih komunikacionih kanala postaje ograničena i zahteva sve veću finansijsku nadoknadu za korišćenje, što zahteva primenu spektralno efikasnih digitalnih modulacionih šema, koje prenose sve veću količinu podataka po jedinici širine frekvencijskog spektra [1, 2]. Spektralna efikasnost digitalnih modulacionih šema postiže se korišćenjem amplitudske i fazne modulacije signala nosioca. Dok su bežični komunikacioni sistemi druge generacije (2G sistemi) koristili digitalne modulacione šeme sa konstantnom anvelopom, savremeni bežični komunikacioni sistemi (WCDMA, CDMA-2000, 3G, 3.5G, LTE, 4G,…) koriste modulacione šeme sa promenljivom anvelopom u cilju povećanja spektralne efikasnosti. Tako na primer, kod WCDMA sistema, maksimalni nivo snage signala u odnosu na srednji nivo snage (PAR) veoma je visok i iznosi od 9 dB do 11 dB. Ovako modulisane signale jako je teško pojačati na energetski efikasan način pre njihovog slanja u odgovarajući prenosni kanal. Razlog leži u činjenici da pojačavači snage pokazuju dobru efikasnost u oblasti maksimalne izlazne snage, dok sa smanjenjem snage efikasnost pojačavača jako brzo opada. Takođe, u oblasti maksimalne izlazne snage pojačavači se mogu smatrati nelinearnim, što izaziva degradaciju kvaliteta signala i stvara smetnje u susednim kanalima.

Moguće rešenje kojim se izbegava degradacija kvaliteta signala i pojava smetnji u susednim kanalima je korišćenje pojačavača snage za pojačanje signala manje snage (tzv. *power back-off* uslov rada) od maksimalne projektovane snage pojačavača gde pojačavač ima veliku efikasnost, pri čemu se postiže bolja linearnost zarad smanjene efikasnosti. Smanjenje efikasnosti utiče na povećanu potrošnju energije i zagrevanje pojačavača, što može dovesti do porasta cene održavanja predajnika u baznim stanicama ili, ako se radi o pojačavačima snage na mobilnim uređajima, do smanjenja vremena trajanja baterije.

Drugo rešenje u cilju kompenzacije nelinearnosti pojačavača je primena tehnika za linearizaciju. Linearizacione tehnike ili modifikuju signal na ulazu u pojačavač ili dodaju odgovarajući signal signalu koji se javlja na izlazu pojačavača. Cilj oba pristupa je da se na izlazu pojačavača dobije signal kao da ulazni signal nije pretrpeo nelinearna izobličenja.

Na ovaj način moguće je koristiti pojačavače snage u oblasti maksimalne projektovane snage, što za posledicu ima visoku efikasnost pojačavača. Snaga koju koristi sistem za linearizaciju svakako treba da se uzme u obzir prilikom proračuna ukupne efikasnosti linearizovanog pojačavača. Linearizacioni sistemi se obično prave kao nezavisni moduli koje je potrebno povezati sa ulaznim i izlaznim signalom pojačavača. Veličina, složenost i cena linearizacionih modula zavisi, pre svega, od primenjene linearizacione tehnike, kao i od tehnologije implementacije.

Na osnovu svega navedenog, može se zaključiti da RF i mikrotalasni pojačavači snage predstavljaju ključnu komponentu bežičnih komunikacionih sistema, kako sa stanovišta potrošnje električne energije (efikasnost pojačavača, izlazna snaga), tako i sa stanovišta efikasnog korišćenja raspoloživog spektra (linearnost pojačavača, propusni opseg). Trenutna istraživanja na polju RF i mikrotalasnih pojačavača snage se kreću u nekoliko pravaca, vezanih za poboljšanje postojećih i razvoj novih: klasa pojačavača visoke efikasnosti; pojačavačkih struktura koje obezbeđuju visoku efikasnost u širem opsegu izlaznih snaga pojačavača; i linearizacionih tehnika kojima se obezbeđuje linearan rad uz istovremeno zadržavanje visoke efikasnosti pojačavača snage [3-11].

U okviru disertacije razmatrani su efekti linearizacije mikrotalasnih pojačavača snage primenom metode koja koristi druge harmonike osnovnog signala (IM2) i nelinearnosti četvrtog reda koji se nalaze u opsegu frekvencija drugih harmonika (IM4) u cilju smanjenja intermodulacionih produkata trećeg i petog reda. Istraživanje pomenute metode za linearizaciju omogućava razvoj tehnike koja može dostići i poboljšati efekte linearizacije mikrotalasnih pojačavača snage u odnosu na neke od postojećih linearizacionih metoda (*feedback*, *feedforward, predistorsion, digital predistortion,...*). Naime, *feedback* metoda

predstavlja klasičan postupak za potiskivanje nelinearnih izobličenja, ali ima ograničenu primenu zbog izraženog grupnog kašnjenja signala i ograničenog propusnog opsega. *Feedforward* metoda je jednostavna za implementaciju, ali znatno utiče na smanjenje efikasnosti pojačavača. Za uspešnu implementaciju *predistortion* linearizacione metode potreban je dobar model pojačavača snage, pri čemu se postižu solidni rezultati linearizacije praćeni smanjenjem efikasnosti pojačavača. *Digital predistortion* tehnika unosi dodatnu kompleksnost prilikom realizacije uz zadovoljavajuće potiskivanje nelinearnih produkata. Metoda za linearizaciju koja je razmatrana u disertaciji jednostavna je za implementaciju, daje dobre rezultate linearizacije uz prihvatljivo smanjenje efikasnosti pojačavača.

1.1 Organizacija disertacije

Sadržaj disertacije podeljen je u osam glava. U drugoj glavi disertacije dat je pregled osnovnih karakteristika RF i mikrotalasnih pojačavača snage, kao i pregled najčešće korišćenih klasa pojačavača za potrebe bežičnih komunikacionih sistema.

U trećoj glavi disertacije predstavljene su osnovne tehnike koje se koriste za poboljšanje efikasnosti pojačavača snage u širem opsegu izlaznih snaga pojačavača. U okviru ove glave, posebna pažnja posvećena je *Doherty* konfiguraciji, kojom se može značajno povećati efikasnost pojačavača kad se kao ulazni signal dovodi signal sa visokim PAR odnosom. Osim klasične *two-way Doherty* konfiguracije, prikazani su osnovni principi projektovanja asimetričnog *two-way Doherty* pojačavača, N-*way* i *three-stage Doherty* pojačavača.

U okviru četvrta glave disertacije dat je uvod u nelinearni režim rada pojačavača, pregled nelinearnih efekata koji se javljaju prilikom rada pojačavača, kao i veličine kojim se definiše mera nelinearnosti pojačavača. Takođe, u okviru ove glave disertacije dat je kratak pregled postojećih metoda za linerizaciju. Na kraju glave, prikazane su teorijske osnove linearizacione metode koja je originalno razvijena u Laboratoriji za mikrotalasnu tehniku i bežične komunikacije Elektronskog fakulteta u Nišu, a koja je unapređena i primenjena u okviru ove disertacije za potrebe linearizacije RF i mikrotalasnih pojačavača snage.

Sledeće dve glave predstavljaju najznačajniji deo disertacije. U petoj glavi su prikazani rezultati verifikacije primene predložene linearizacione metode ostvareni kroz postupak simulacije na različite pojačavačke strukture. U disertaciji je predstavljen veći broj postupaka za linearizaciju višekanalnih mikrotalasnih pojačavača. Jedan od postupak za linearizaciju koristi dva nezavisna nelinearna izvora od kojih se u jednom generišu drugi harmonici osnovnih signala a u drugom drugi harmonici i nelinearnosti četvrtog reda u opsegu

frekvencija drugih harmonika. Nakon podešavanja amplituda i faza generisani signali se dovode na ulaz i na izlaz razmatranog jednostepenog višekanalnog pojačavača snage. Ovu tehniku je moguće primeniti u širokom opsegu snage osnovnih signala sve do blizu 1-dB tačke kompresije. Sličan postupak linearizacije je moguće primeniti i na višestepene kaskadne pojačavače. Na primer, u slučaju trostepenog pojačavača, drugi pojačavački stepen se koristi kao izvor IM2 i IM4 signala, dok se sa izlaza prvog pojačavačkog stepena, gde je snaga IM4 signala zanemarljivo mala, izdvajaju samo IM2 signali. Ovi signali se kombinuju, podešavaju po amplitudi i fazi i dovoditi ili na ulaz ili na izlaz trećeg pojačavača u kaskadi. Treći pojačavač u kaskadi može da radi u različitim oblastima, a jedno od mogućih rešenja je da se projektuje kao harmonijski kontrolisan pojačavač koji se napaja u klasi A. Ovakva konfiguracija ima veće pojačanje svojstveno pojačavačima u klasi A, kao i poboljšanu efikasnost koja se postiže kolom opterećenja za kontrolu signala harmonika. Kao rezultat podešavanja i ubacivanja IM2 i IM4 signala može se postići smanjenje intermodulacionih produkata trećeg i petog reda pojačavačkog sistema, a može se uticati i na povećanje efikasnosti.

Druga konfiguracija pojačavača snage na koju je primenjena linearizaciona tehnika je *Doherty* konfiguracija. Osnovna *two-way Doherty* konfiguracija pojačavača ima dva pojačavača, *carrier* i *peaking* pojačavač, koji su projektovani da predaju opterećenju maksimalnu snagu uz optimalnu efikasnost. *Carrier* pojačavač se napaja obično u klasi AB ili B, dok napajanje *peaking* pojčavača odgovara klasama B ili C. *Doherty* pojačavačem se postiže visoka efikasnost u opsegu vrednosti izlazne snage. Drugi pojačavač u *Doherty* konfiguraciji, *peaking* pojačavač postaje aktivan pri maksimalnom nivou snage za *carrier* pojačavač i koristi se u cilju modulacije opterećenja *carrier* pojačavača. Maksimalna snaga *Doherty* konfiguracije se postiže kada *peaking* pojačavač predaje opterećenju maksimalnu snagu. Ovakvom konfiguracijom je postignuto da se *carrier* pojačavač nalazi na granici oblasti zasićenja u opsegu izlazne snage od 6 dB u kojem je postignuta efikasnost bliska maksimalnoj vrednosti. Linearizaciona tehnika je primenjena i na trostepene konfiguracije *Doherty* pojačavača, i to *three-way Doherty* pojačavač, *three-stage Doherty* pojačavača sa tranzistorima istih i sa tranzistorima različitih periferija. Trostepene konfiguracije *Doherty* pojačavača sastoje se od tri pojačavača od kojih je jedan *carrier* a ostali *peaking* pojačavači, čime se obezbeđuje visoka efikasnost u opsegu izlazne snage od 12 dB. Kako bi se dalje povećala efikasnost *Doherty* pojačavača, razvijena je *three-stage* konfiguracija *Doherty* pojačavača sa kolima za kontrolu harmonika, koja je dodatno modifikovana kako bi se obezbedio širokopojasni rad. Pored visoke efikasnosti koja se postiže *Doherty* pojačavačem

za opseg izlazne snage, potrebno je povećati linearnost pojačavača za primene u bežičnim komunikacijama.

U cilju povećanja linearnosti *Doherty* pojačavača, odnosno smanjenja intermodulacionih produkata trećeg i petog reda, u petoj glavi disertacije razmatrana je mogućnost primene linearizacione tehnike koja koristi IM2 i IM4 signale. Kao izvor linearizacionih signala kod *two-way Doherty* pojačavača korišćen je *peaking* pojačavač. Linearizacioni signali se ubacuju na ulaz i izlaz *carrier* pojačavača nakon odgovarajućeg podešavanja amplitude i faze. Takođe, u disertaciji su predstavljeni efekti primenjene linearizacione metode na trostepene *Doherty* pojačavače u različitim konfiguracijama. Ovi pojačavači pružaju mogućnost da se uz nejednake snage na ulazima *peaking* pojačavača i/ili različite uslove napajanja, na izlazu jednog *peaking* pojačavača generišu IM2 signali dovoljnog nivoa snage, pri čemu su IM4 produkti nižeg nivoa snage, dok se na drugom pojačavaču javljaju i IM2 i IM4 signali većih snaga. Kombinacijom generisanih signala treba ostvariti odgovarajuće nivoe snage obe vrste linearizacionih signala i njihovim dovođenjem na ulaz i izlaz *carrier* pojačavač potisnuti intermodulacione produkte trećeg i petog reda.

Ispitivanje uticaja predložene linearizacione tehnike na mikrotalasne pojačavače snage izvršeno je kako za prostoperiodične signale tako i za različite oblike digitalno modulisanih signala koji su standardi za savremene bežične komunikacione sisteme. Projektovanje, simulacija i linearizacija svih pojačavačkih struktura u okviru disertacije izvršena je korišćenjem *Agilent ADS* [12] softverskog paketa.

U šestoj glavi disertacije predstavljeni su rezultati eksperimentalne verifikacije predložene linearizacione metode. Za potrebe eksperimenta, projektovan je i realizovan veći broj pojačavača – jednostepeni pojačavač, *two-way Doherty* pojačavač i asimetričan *two-way Doherty* pojačavač. Takođe, da bi se omogućila obrada linearizacionog signala, projektovana su i realizovana kola za obradu linearizacionog signala, tj. kola koja će omogućiti podešavanje amplitude i faze signala za linearizaciju. Eksperimentalna verifikacija linearizacione metode na jednostepenom i *two-way Doherty* pojačavaču izvršena je sa dva prostoperiodična signala bliskih frekvencija (*two-tone* test), dok je na asimetričnom *two-way Doherty* pojačavaču linearizaciona metoda eksperimentalno proverena kako za prostoperiodične signale tako i za različite tipove digitalno modulisanih signala (64QAM signali sa različitom širinom spektra od 1 MHz do 10 MHz, WCDMA signal). U okviru ove glave disertacije prikazani su i eksperimentalni rezultati uticaja razmatrane linearizacione metode na veličine koje predstavljaju meru nelinearnosti pojačavača.

U sedmoj glavi disertacije izvedeni su zaključci vezani za uspešnost primene razmatrane linearizacione metode na različite pojačavačke strukture, kako kroz proces simulacije tako i kroz eksperimentalne rezultate. Dati su najznačajniji doprinosi disertacije i navedene smernice za mogući nastavak istraživanja u ovoj oblasti. U osmoj, poslednjoj glavi dat je spisak korišćene literature.

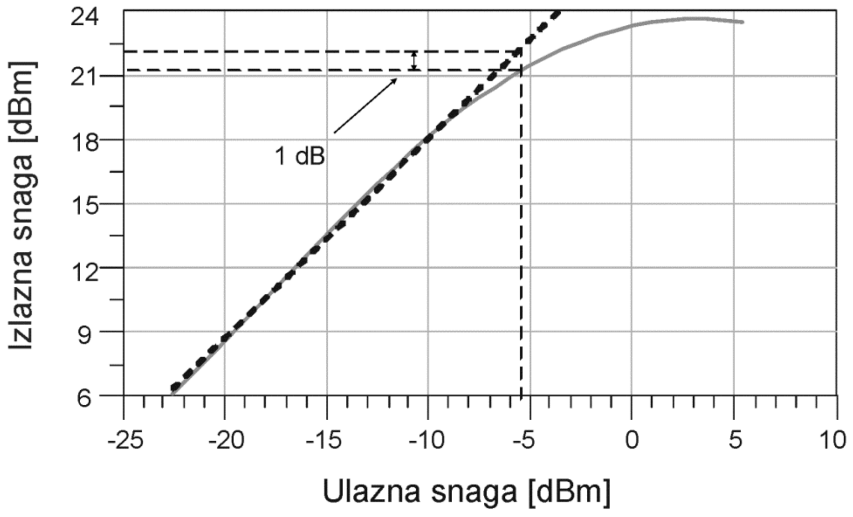
2 Pojačavači snage

Pojačavači snage su sklopovi koji se koriste za dobijanje visokog nivoa signala neophodnog za slanje i prenos kroz odgovarajući prenosni medijum. Predstavljaju obavezan i veoma značajan deo svakog bežičnog komunikacionog sistema. U ovom poglavlju teze predstavljene su najznačajnije karakteristike pojačavača snage i dat je pregled različitih klasa pojačavača snage.

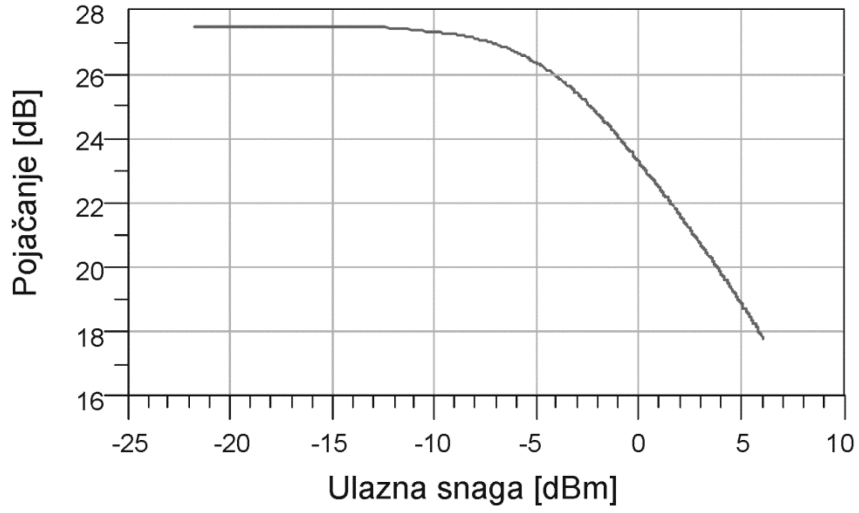
2.1 Pojačanje i izlazna snaga

U cilju pouzdanog i uspešnog rada svaki bežični komunikacioni sistem treba da ispuni određene zahteve koji su definisani ustanovljenim standardima. Postizanje dovoljnog nivoa izlazne snage za različite tipove aplikacija je jako značajan zadatak koji se ostvaruje posredstvom pojačavača snage. Koristan signal se najpre moduliše, zatim se vrši njegova konverzija na gore do željene frekvencije a potom se dovodi na ulaz pojačavača snage. Ovakav signal se pojačava, tj. multiplicira odgovarajućim koeficijentom pojačanja i na taj način se dobija željena izlazna snaga. Na Sl. 2.1 prikazane su tipične karakteristike izlazne snage i pojačanja pojačavača snage u funkciji ulazne snage. Izlazna snaga pojačavača u funkciji ulazne snage prikazana na Sl. 2.1.a naziva se i AM/AM (amplitudsko-amplitudska) karakteristika pojačavača snage.

Kao što se može primetiti sa Sl. 2.1, pojačanje je konstantno za male ulazne nivoe snage i lagano se smanjuje kako se pojačavač približava oblasti zasićenja. Oblast zasićenja pojačavača može se lako uočiti sa krive izlazne snage, i predstavlja oblast u kojoj izlazna snaga ostaje konstantna sa povećanjem ulazne snage. Na Sl. 2.1.a prikazana je i 1dB tačka kompresije, koja može da predstavlja ulaznu ili izlaznu snagu pojačavača u kojoj prenosna funkcija pojačavača odstupa od idealne linearne funkcije za 1 dB [13]. Ova karakteristika se vrlo često koristi kao mera linearnosti pojačavača i pruža grubu predstavu o tome do koje izlazne snage se pojačavač može koristiti u linearnom režimu rada.



a)



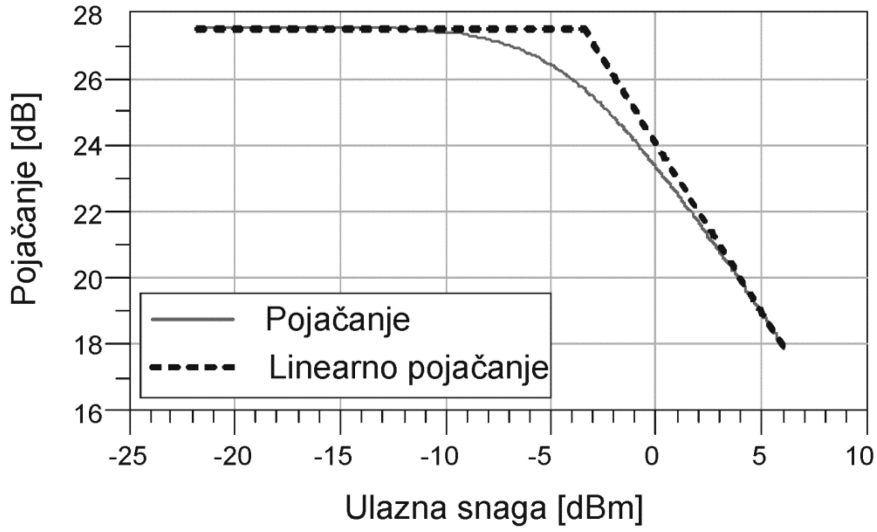
b)

Sl. 2.1 Osnovne karakteristike pojačavača snage: a) izlazna snaga; b) pojačanje

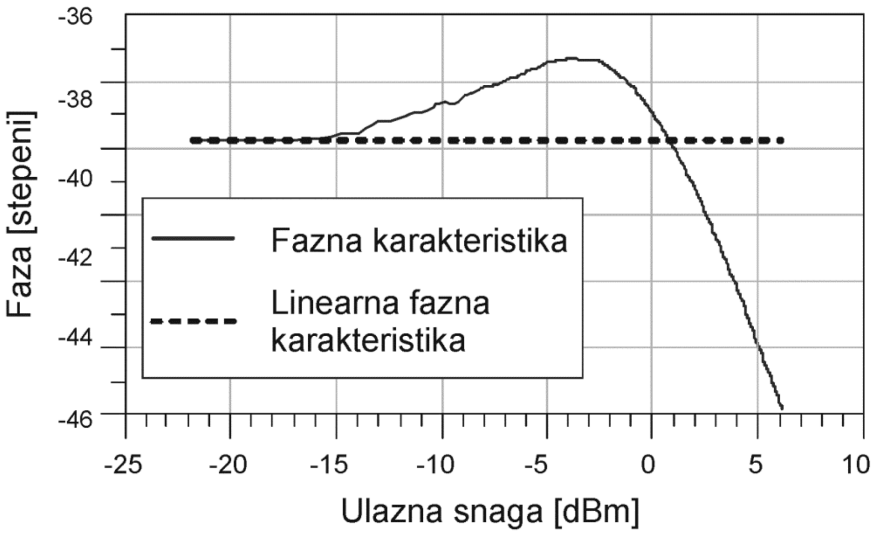
2.2 Linearnost

Linearnost predstavlja jednu od ključnih karakteristika pojačavača snage koji se koriste u komunikacionim sistemima novijih generacija [13, 14]. Linearnost pojačavača se najbolje može uočiti na osnovu karakteristike pojačanja i fazne karakteristike pojačavača. Ukoliko pojačavač ima konstantno pojačanje i konstantnu faznu karakteristiku u određenoj oblasti nivoa snage ulaznog signala, onda se može reći da pojačavač u toj oblasti ima linearnu karakteristiku. Na Sl. 2.2 prikazane su tipične i idealne karakteristike pojačanja i fazne karakteristike pojačavača snage. Pune linije se odnose na karakteristike realnog pojačavača snage, dok su isprekidane linije karakteristike idealnog linearnog pojačavača snage. Nakon postizanja određenog nivoa izlazne snage, pojačanje pojačavača postepeno opada sa

povećanjem ulazne snage usled toga što pojačavač ulazi u oblast zasićenja. Fazna nelinearnost se takođe povećava sa povećanjem ulazne snage. Fazna karakteristika pojačavača prikazana na Sl. 2.2.b naziva se i AM/PM (amplitudsko-fazna) karakteristikom. Nelinearnost pojačavača snage se na drugi način može okarakterisati pomoću presečnih tačaka drugog i trećeg reda. Prednost pristupa koji koristi presečne tačke se ogleda u tome što se na osnovu tih podataka može predvideti nivo izobličenja signala ukoliko je poznata radna tačka pojačavača [13].



a)

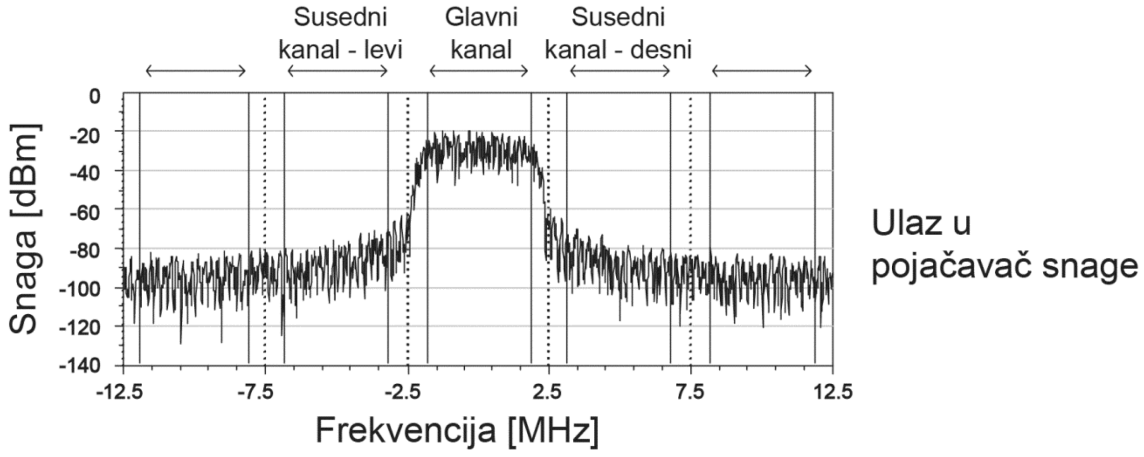


b)

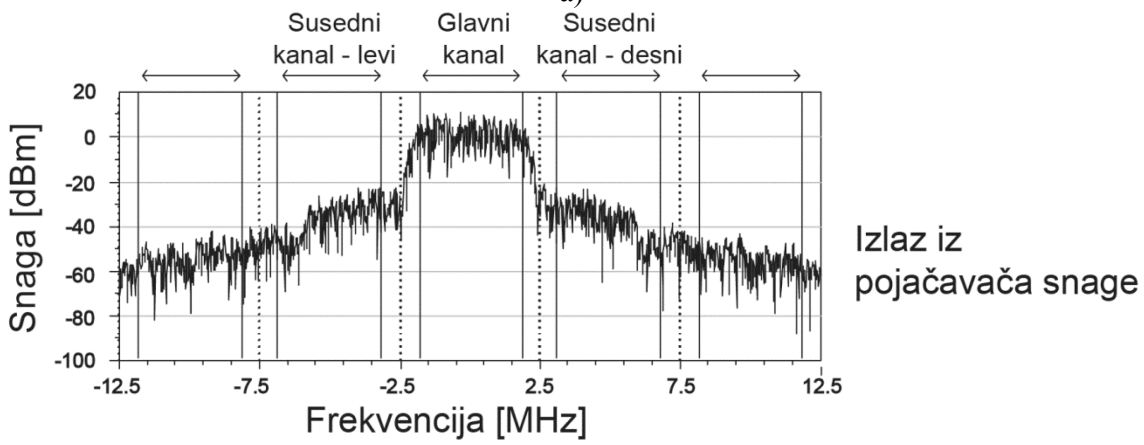
Sl. 2.2 Nelinearni i idealan linearni pojačavač snage: a) pojačanje; b) fazna karakteristika

Razlog zbog čega je jako važna linearnost pojačavača snage leži u činjenici da se spektralno efikasne tehnike modulacije, koje se koriste u mobilnim komunikacionim sistemima novijih generacija, odlikuju promenom anvelope signala u vremenu [13]. Ukoliko

bi signali imali konstantnu anvelopu, kao što je to slučaj sa FM (*Frequency Modulation*) ili GMSK (*Gaussian Minimum Shift Keying*) modulacijama, linearnost pojačavača ne bi bila od posebne važnosti, usled toga što bi ulazna snaga bila konstantna, pa ne bi dolazilo do promena pojačanja i faze za određenu radnu tačku pojačavača. Međutim, ukoliko je anvelopa signala promenljiva i ulazna snaga pojačavača je promenljiva, što ima za posledicu da je signal na izlazu pojačavača snage izobličen ukoliko pojačanje pojačavača i fazna karakteristika nisu linearne. Mera izobličenja može da se predstavi kroz različite parametre: IMD (*Intermodulation Distortion*), ACPR (*Adjacent Channel Power Ratio*) ili EVM (*Error Vector Magnitude*) [14]. Na Sl. 2.3 prikazana je degradacija parametra ACPR na izlazu pojačavača snage za WCDMA (*Wideband Code Division Multiple Access*) digitalno modulisani signal. Sl. 2.4 prikazuje pogoršanje EVM usled nelinearnosti pojačavača snage.

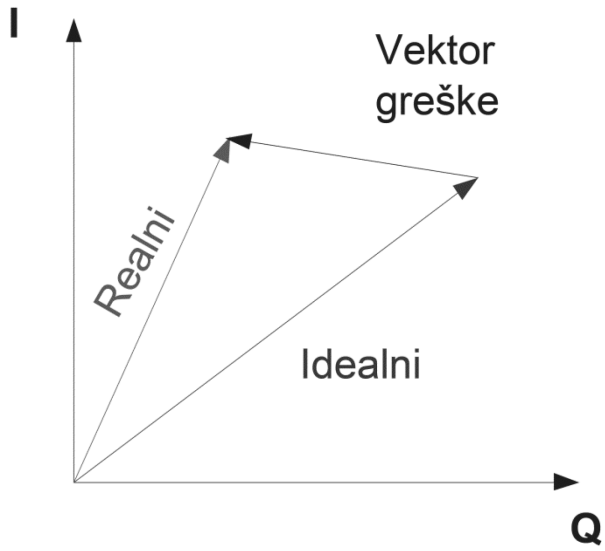


a)



b)

Sl. 2.3 Efekat nelinearnosti pojačavača snage na ACPR



Sl. 2.4 Efekat nelinearnosti pojačavača snage na EVM

Ukoliko se na ulaz nelinearnog pojačavača dovedu dva prostoperiodična signala bliskih frekvencija (takozvani *two-tone* test), na njegovom izlazu će se pojaviti veliki broj harmonijskih i intermodulacionih produkata u zavisnosti od stepena nelinearnosti pojačavača. Najznačajnija su izobličenja neparnog reda (3-ćeg, 5-og, 7-og,…) zato što se javljaju na frekvencijama bliskim frekvencijama osnovnih signala, te ih zbog toga nije lako ukloniti. Najčešće korišćena mera za stepen intermodulacionih izobličenja predstavlja odnos amplitude najizraženijeg intermodulacionog produkata i amplitude osnovnog signala. U slučaju kompleksno modulisanih signala koji se sastoje od čitavog niza spektralnih komponenti, mera izobličenja se predstavlja ACPR parametrom, koji se definiše kao odnos snage intermodulacionih komponenti signala koji se nalaze u susednom kanalu sa odnosom snage signala u glavnom kanalu, izražen u dB [15]. Na Sl. 2.3 prikazan je spektar ulaznog (Sl. 2.3.a) i izlaznog (Sl. 2.3.b) signala pojačavača snage. U idealnim uslovima, izlazni signal pojačavača snage treba da bude identičan ulaznom signalu koji je pomeren u vertikalnom pravcu za iznos pojačanja pojačavača. Međutim, u realnim uslovima, izlazni signal prikazan na Sl. 2.3.b sadrži i neželjene signale koji su posledica izobličenja i ukazuju na nelinearnost pojačavača. ACPR predstavlja važnu meru nelinearnosti pojačavača, zato što predajnici bežičnih komunikacionih sistema treba da zadovolje određene specifikacije po pitanju snage u susednim kanalima, koji su po pravilu namenjeni drugim predajnicima.

Parametar EVM se može definisati kao rastojanje između idealnog i realnog vektora signala u konstelacionom dijagramu, normalizovano amplitudom signala [15]. Na Sl. 2.4 prikazana je degradacija vektora izlaznog signala. Realna tačka izlaznog signala u

konstelacionom dijagramu može značajno da se razlikuje od idealne, u zavisnosti od stepena nelinearnosti pojačavača snage. EVM se može definisati za svaki simbol *k* kao:

$$\mathrm{EVM}(k) = \frac{\left|\mathrm{E}(k)\right|}{\sqrt{\frac{1}{N}\sum_{k=1}^{N}\left|\mathrm{S}(k)\right|^2}}, \tag{2.1}$$

pri čemu je $\mathrm{E}(k)$ vektor greške za simbol *k*, $\mathrm{S}(k)$ je idealni vektor signala za simbol *k* i N predstavlja broj simbola. Srednje-kvadratna vrednost (RMS – *Root Mean Square*) veličine EVM za veći broj simbola se često koristi kao mera nelinearnosti sistema i može se definisati na sledeći način:

$$\mathrm{EVM}_{RMS} = \frac{\sqrt{\sum_{k=1}^{N}\left|\mathrm{E}(k)\right|^2}}{\sqrt{\sum_{k=1}^{N}\left|\mathrm{S}(k)\right|^2}}. \tag{2.2}$$

EVM predstavlja izobličenje signala u kanalu i utiče na povećanje bitske greške (BER – *Bit Error Rates*) prilikom prijema signala. Stoga se zahtevi u pogledu zadovoljenja vrednosti parametra EVM moraju ispoštovati prilikom projektovanja pojačavača snage za određene namene.

2.3 Efikasnost

Efikasnost predstavlja još jednu jako bitnu karakteristiku kod bežičnih komunikacionih sistema [14, 16]. Povećanjem efikasnosti se mogu smanjiti troškovi za električnu energiju kod stacionarnih predajnika komunikacionih sistema ili se može produžiti trajanje baterije kod mobilnih prenosnih uređaja. Postoje dve prihvaćene definicije efikasnosti: efikasnost drejna (ili kolektora) (DE – *Drain Efficiency*) i PAE (*Power Added Efficiency*). Efikasnost drejna predstavalja odnos RF (*Radio Frequency*) izlazne snage osnovnog korisnog signala i jednosmerne (DC - *Direct current*) snage napajanja pojačavača:

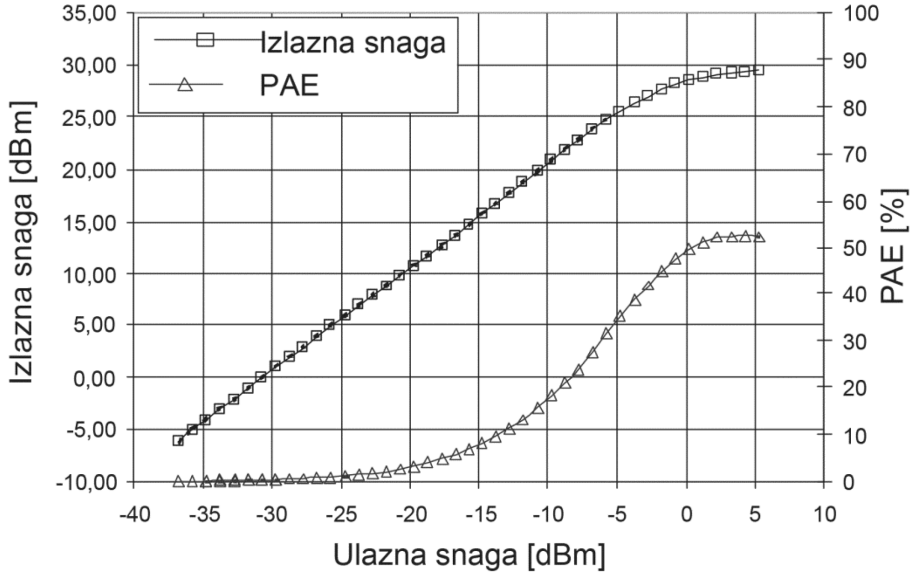
$$\eta = \frac{P_{outRF}}{P_{DC}}, \tag{2.3}$$

dok PAE određuje ukupnu efikasnost pojačavača koja se dobija kao odnos razlike izlazne (P_{outRF}) i ulazne (P_{inRF}) snage pojačavača i snage jednosmernog napajanja (P_{DC}) [15]:

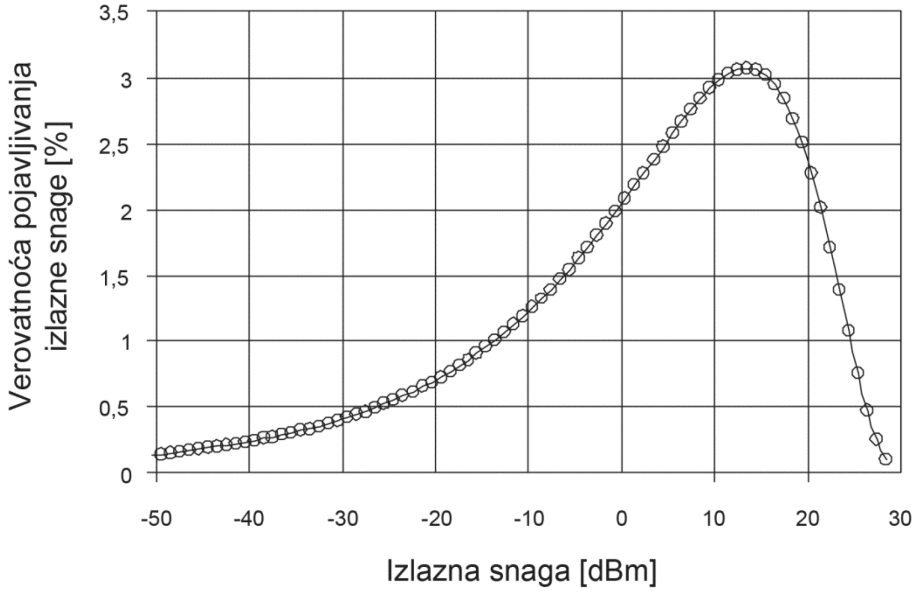
$$\mathrm{PAE} = \frac{(P_{outRF} - P_{inRF})}{P_{DC}}. \tag{2.4}$$

U slučaju kada je pojačanje pojačavača snage veliko, efikasnost drejna i PAE imaju približno jednake vrednosti, tako da se za karakterizaciju pojačavača može koristiti bilo koja od ove dve veličine.

Na Sl. 2.5 prikazan je primer izlazne snage i efikasnosti komercijalno dostupnih pojačavača snage. Kod pojačavača snage uobičajeno je da se efikasnost pojačavača povećava sa povećanjem izlazne snage. Sa tog stanovišta, poželjno je koristiti pojačavač blizu tačke zasićenja. Pošto u ovoj oblasti rada pojačavač snage ispoljava nelinearnost potrebno je primeniti linearizacione tehnike, čime se omogućava rad pojačavača u oblasti blizu tačke zasićenja, veća efikasnost i dobra linearnost u odnosu na pojačavače snage koji rade u linearnom režimu i imaju malu efikasnost. Prilikom projektovanja pojačavača snage uobičajeno je da se teži postizanju maksimalne moguće efikasnosti, pri maksimalnoj izlaznoj snazi pojačavača, ukoliko se pojačavač koristi u sistemima koji veći deo vremena rade sa maksimalnom izlaznom snagom pojačavača. Međutim, u mobilnim sistemima novijih generacija koji imaju veliku dinamiku snage izlaznog signala (kao što su EDGE (*Enhanced Data rates for GSM Evolution*) i WCDMA sistemi) ovaj pristup projektovanja pojačavača nije uvek optimalan. U takvim sistemima, verovatnoća da se signali emituju sa maksimalnom izlaznom snagom može biti veoma mala (red veličine 1%÷2%), dok signali sa značajno manjom izlaznom snagom (u praksi 10 dB ÷ 20 dB manjom snagom od maksimalne snage) imaju najveću verovatnoću pojavljivanja. Na Sl. 2.6 prikazana je funkcija verovatnoće snage izlaznog signala za UMTS (*Universal Mobile Telecommunications System*) sistem, pri čemu ova funkcija može malo da varira u zavisnosti od veličine ćelije koju opslužuje bazna stanica. U takvim sistemima, efikasnost pojačavača snage mora de se poboljša ne samo za maksimalnu izlaznu snagu pojačavača, već i za niže vrednosti snage kako bi se povećala srednja efikasnost pojačavača snage, koja utiče na količinu potrošene energije, odnosno dužinu trajanja baterije kod prenosnih mobilnih uređaja.



Sl. 2.5 Primer efikasnosti i izlazne snage za komercijalno dostupne pojačavače snage



Sl. 2.6 Predviđena verovatnoća pojavljivanja odgovarajućeg nivoa snage kod pojačavača snage na mobilnom uređaju za UMTS sistem

Na Sl. 2.6 jasno se vidi da se maksimalna izlazna snaga koristi jako retko, a da signali snage 15 dB manji od maksimalne snage imaju najveću verovatnoću pojavljivanja. Zbog toga je srednja efikasnost pojačavača znatno bitniji parametar od maksimalne efikasnosti pojačavača. Srednja efikasnost pojačavača snage može se odrediti pomoću izraza [17]:

$$\eta_{AVG} = \frac{\sum_{k=1}^{n} \rho_k P_{outRF,k}}{\sum_{k=1}^{n} \rho_k P_{inDC,k}}, \tag{2.5}$$

pri čemu ρ_k predstavlja verovatnoću pojavljivanja *k*-tog nivoa snage, a $P_{outRF,k}$ i $P_{inDC,k}$ predstavljaju odgovarajuću izlaznu snagu pojačavača i odgovarajuću snagu jednosmernog napajanja.

2.4 *Back-off* režim rada

Izlazni *back-off* (OBO – *Output Back-Off*) režim rada pojačavača snage predstavlja radnu tačku pojačavača koja se definiše kao odnos maksimalne izlazne snage pojačavača u zasićenju (P_{sat}) i srednje izlazne snage pojačavača predstavljene u dB [18], izraz (2.6). Maksimalni *back-off* (PeBO – *Peak Back-Off*) je veličina koja se definiše kod sistema koji imaju ulazni signal promenljive anvelope i predstavlja odnos izlazne snage pojačavača u zasićenju i maksimalne izlazne snage pojačavača za odgovarajući ulazni signal [18]. Ako se sa PAR predstavi odnos maksimalne i srednje snage signala (PAR – *Peak to Average Ratio*), onda se PeBO u odnosu na OBO definiše pomoću izraza (2.7).

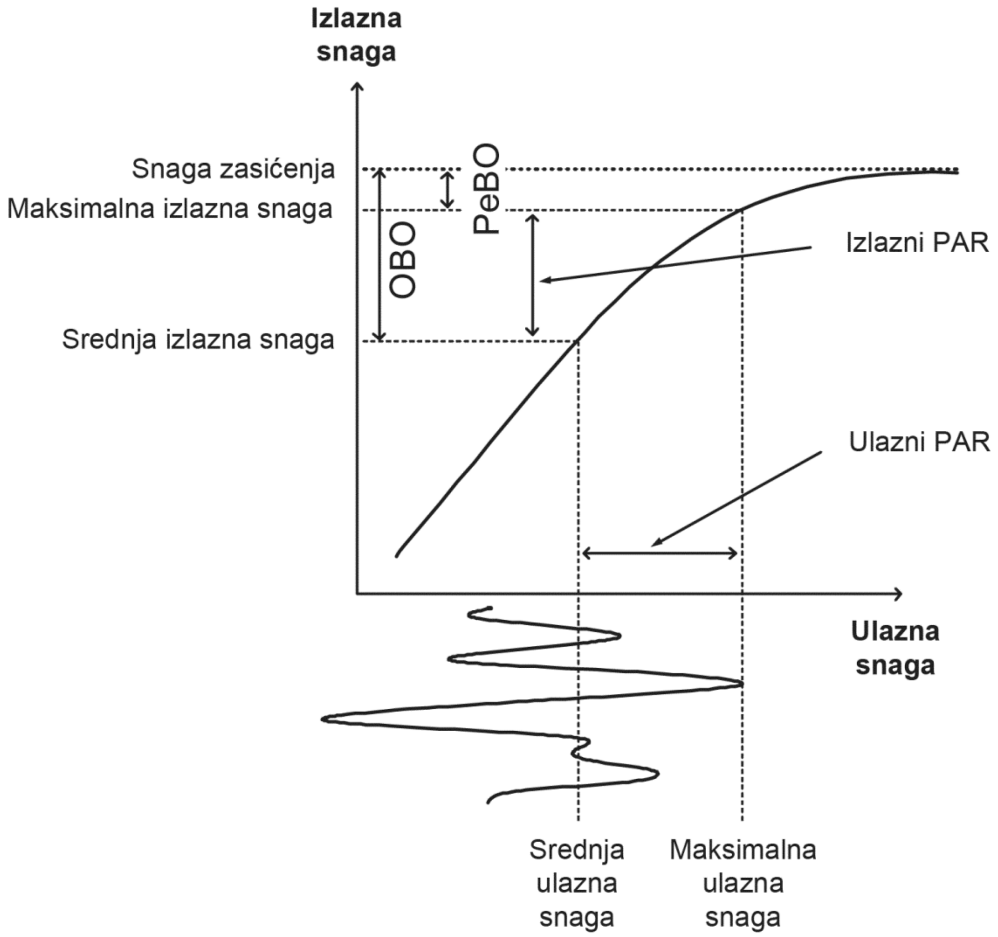
$$\mathrm{OBO}\left[\mathrm{dB}\right] = 10\log(P_{sat} / P_{outAV}) \tag{2.6}$$

$$\mathrm{PeBO}\left[\mathrm{dB}\right] = \mathrm{OBO}\left[\mathrm{dB}\right] - \mathrm{PAR}\left[\mathrm{dB}\right] \tag{2.7}$$

Na Sl. 2.7 ilustrovan je koncept OBO, PeBO i PAR veličina.

Ukoliko pojačavač radi u linearnom režimu rada, tada je PAR isti i na ulazu i na izlazu pojačavača. Kod komercijalnih pojačavača snage uobičajena je situacija da se linearnost pojačavača poboljšava ukoliko se povećava *back-off* radnog ražima pojačavača. Ukoliko se smanjuje *back-off*, pojačavač radi bliže tački zasićenja, tako da je PAR odnos na izlazu smanjen usled kompresije signala. Ovaj efekat se naziva AM/AM izobličenjem signala i za rezultat ima pojavljivanje izobličenih signala, kako u susednim kanalima, tako i u samom radnom kanalu. Takođe, sa smanjenjem *back-off* radnog režima dolazi do povećanja fazne nelinearnosti, što se može videti na Sl. 2.2. Ovaj efekat se naziva AM/PM izobličenje i takođe utiče na izobličenje izlaznog signala. Kod digitalnih modulacija, efekti AM/AM i AM/PM izobličenja su uočljivi i na konstelacionom dijagramu signala i na dijagramu oka, i dovode do povećanja EVM i BER [17]. Iako se povećanjem *back-off* radnog režima pojačavača vrlo jednostavno ostvaruje linearni režima rada pojačavača, ova metoda ne predstavlja dobro rešenja za linearizaciju pojačavača zato što efikasnost pojačavača time drastično opada, kao što je prikazano na Sl. 2.5. Iz tog razloga se koriste druge metode za

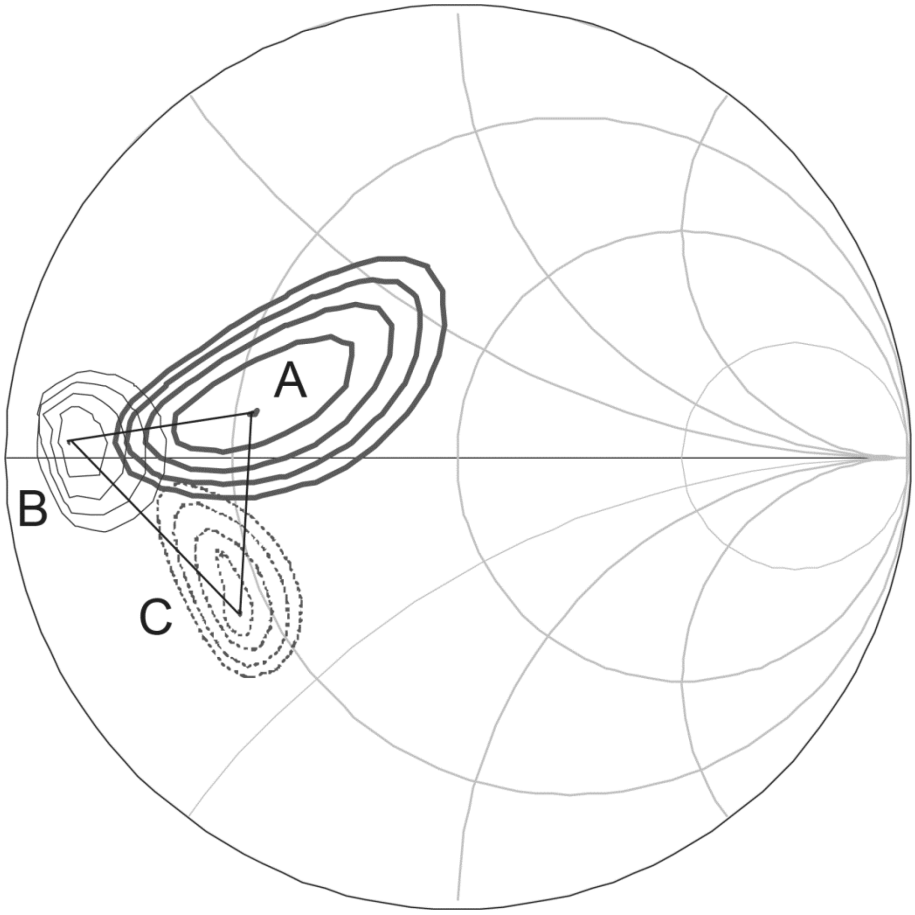
linearizaciju pojačavača koje obezbeđuju linearan režim rada pri snagama bliskim zasićenju, čime se, pored linearnosti obezbeđuje i dobra efikasnost pojačavača.



Sl. 2.7 Definicija OBO i PeBO

2.5 Prilagođenje

Prilagođenje predstavlja jedan od glavnih izazova prilikom projektovanja pojačavača snage. Prilagođenje je potrebno i na ulazu i na izlazu pojačavača, kao i između pojedinačnih stepena kod višestepenih pojačavača snage. Neprilagođenje u kolu pojačavača može dovesti do smanjenja efikasnosti i/ili izlazne snage, povećanja temperature i mehaničkih opterećenja aktivnih komponenti kao i do izobličenja signala na izlazu pojačavača snage [16]. U cilju dobijanja odgovarajuće linearnosti, pojačanja, efikasnosti i izlazne snage pojačavača prilagođenje igra jako važnu ulogu, posebno prilagođenje na izlazu pojačavača. Kompromis koji je potrebno ostvariti između nivoa izlazne snage, linearnosti i efikasnosti može se postići optimizacijom izlaznog i ulaznog kola za prilagođenje u skladu sa rezultatima *load-pull* i *sorce-pull* analize i/ili merenja [9, 19, 20].



Sl. 2.8 Simulirane kružnice konstantnog PAE (A), izlazne snage (B) i ACPR (C) u ravni izlaznog prilagođenja pojačavača snage

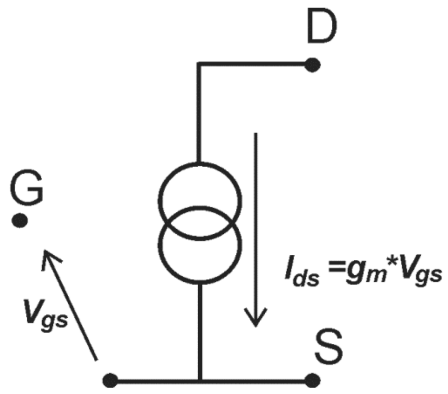
Na Sl. 2.8 prikazane su kružnice konstantne efikasnosti, konstantne izlazne snage i konstantnog ACPR sa odgovarajućim maksimalnim vrednostima u tačkama A, B i C, respektivno, dobijene simulacijom za jedan test pojačavač. Sa Sl. 2.8 može se uočiti da karakteristike pojačavača jako zavise od izlazne mreže za prilagođenje. Za različite vrednosti izlazne snage i frekvencije, položaj ovih kružnica može znatno da se promeni. Kako je malo verovatno da su vrednosti završnog opterećenja za slučaj maksimalne linearnosti, efikasnosti i izlazne snage međusobno bliske, neophodno je izvršiti odgovarajući kompromis prilikom određivanja završnog opterećenja pojačavača. Prilikom standardnog projektovanja pojačavača snage, može se za izlazno prilagođenje izabrati tačka koja obezbeđuje visoku linearnost (tačka C na Sl. 2.8) ali manju efikasnost i izlaznu snagu. Međutim, ukoliko se primenjuje tehnika za linearizaciju pojačavača snage, onda se pojačavač može projektovati tako da se izvrši optimizacija izlaznog prilagođenja u cilju dobijanja visoke efikasnosti i izlazne snage, a potom se vrši linearizacija pojačavača kako bi se zadovoljile određene specifikacije sistema. Na ovaj način omogućava se lakše istovremeno postizanje visoke efikasnosti, velike izlazne snage i dobre linearnosti pojačavača snage.

2.6 Klase pojačavača snage

Postoji veliki broj tipova pojačavača snage projektovanih i fabrikovanih za različite namene. Kako bi se donekle stekao uvid u način rada i osnovne karakteristike pojačavača snage, izvršena je njihova klasifikacija. Klase pojačavača snage se označavaju slovima abecede [21-51], i ovakvo označavanje potiče iz najranijeg doba elektronike. U ovom delu teze dat je kratak pregled nekih klasa pojačavača snage koji se koriste za potrebe RF i mikrotalasnih bežičnih komunikacionih sistema.

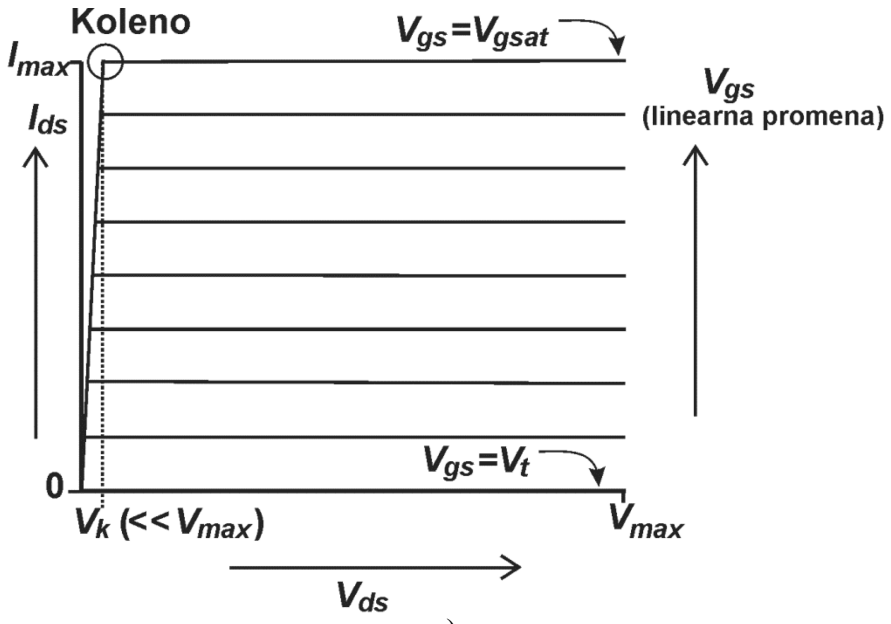
2.6.1 Modeli aktivnih komponenti

Za potrebe analize RF i mikrotalasnih pojačavača snage korišćen je idealizovan, uprošćen model tranzistora kao aktivne komponente u okviru pojačavača snage, prikazan na Sl. 2.9. Veza između struje drejna i napona gejta ostvarena je pomoću transkonduktanse tranzistora, g_m.

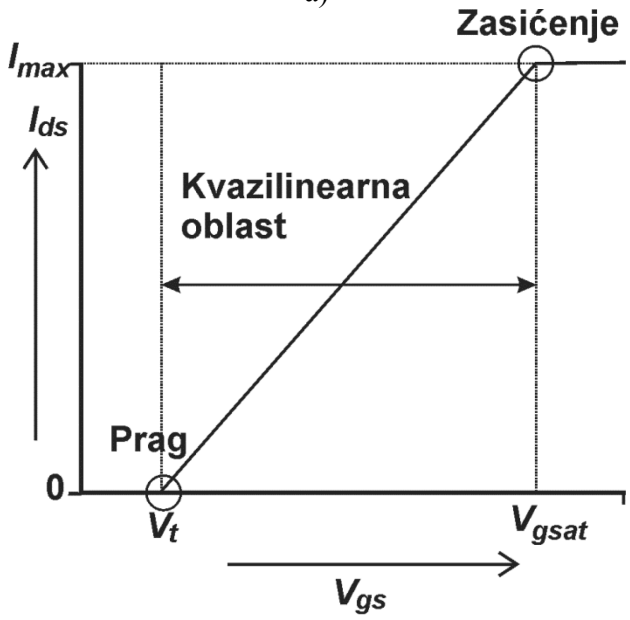


Sl. 2.9 Idealizovan uprošćen model tranzistora korišćen za analizu pojačavača snage

Treba napomenuti da se tranzistori koji se koriste za pojačavače snage mogu podeliti u dve velike grupe: bipolarni tranzistori i tranzistori sa efektom polja (FET – *Field Effect Transistors*). Svaka od ovih grupa tranzistora sadrži veliki broj podgrupa. Na primer, najviše korišćena grupa bipolarnih tranzistora u oblasti frekvencija reda GHz su HBT (*Heterojunction Bipolar Transistor*) tranzistori, dok se za veće snage i niže frekvencije masovno koriste Si BJT (*Bipolar Junction Transistor*) tranzistori.



a)



b)

Sl. 2.10 Idealna *I-V* karakteristika tranzistora: a) struja drejna u funkciji napona drejna; b) struja drejna u funkciji napona gejta

U odnosu na bipolarne tranzistore, kod FET tranzistora postoji veća raznolikost, kako u pogledu materijala koji se koristi za izradu tranzistora, tako i u pogledu same strukture tranzistora. GaAs FET (*Gallium Arsenide metal semiconductor FET*) je dugo vremena bio najčešće korišćena aktivna komponenta u području frekvencija reda GHz, sve do 90-ih godina prošlog veka. Razvoj tehnologija izrade poluprovodničkih komponenti sredinom 90-ih godina prošlog veka, kao što je molekularna epitaksija (MBE – *Molecular Beam Epitaxy*), doveo je do razvoja i realizacije optimalnih FET struktura, kao što su HEMT (*High Electron Mobility Transistor*) i pHEMT (*Pseudomorphic HEMT*) tranzistori. Ovi tranzistori su i dalje

bili zasnovani na GaAs supstratu. Tokom prve decenije ovog veka, dobre performanse su pokazali tranzistori na bazi galijum nitrida (GaN – *Gallium Nitride*) za rad sa većim naponima (većim snagama) i u potencijalno širem frekvencijskom opsegu u odnosu na GaAs tranzistore.

U cilju opisivanja različitih klasa i modova rada pojačavača snage, strujno-naponska (*I-V*) karakteristika FET tranzistora aproksimirana je idealnom *I-V* karakteristikom prikazanom na Sl. 2.10. Idealizacija karakteristike tranzistora se može sagledati u sledećem pretpostavkama:

- u aktivnoj oblasti rada, tranzistor se ponaša kao strujni izvor konstantne struje;
- ostvaruje se trenutni prekid struje tranzistora kada napon gejta padne ispod određene vrednosti napona praga;
- zasićenje struje se događa iznad neke definisane vrednosti, obično označene kao I_{max};
- ostvarena je linearna veza između struje drejna (struje na izlazu) i napona gejta (napona na ulazu) u oblasti između napona praga i zasićenja (kvazi-linearna oblast);
- ostvareno je kvazi-statičko ponašanje tranzistora (ista strujno-naponska karakteristika bez obzira na brzinu promene signala).

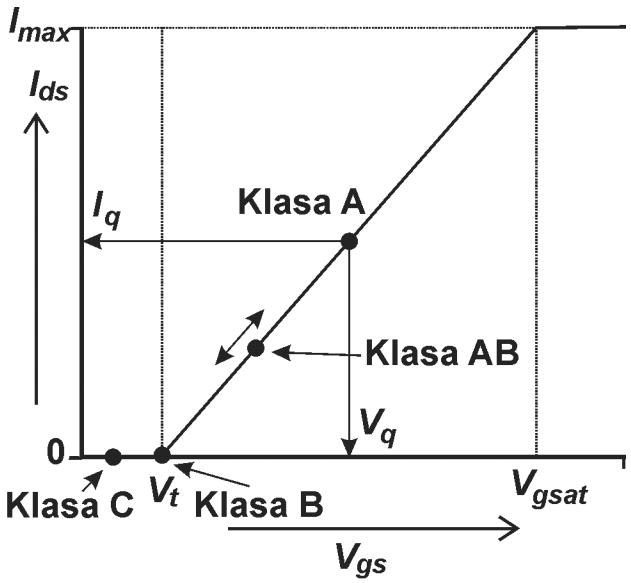
Definicija parametra idealnog modela FET tranzistora data je u tabeli 2.1.

Tabela 2.1 Definicija parametara idealnog modela FET tranzistora

Parametar	**Definicija**
I_{max}	Maksimalna struja drejna, označava se i kao struja zasićenja (I_{DSS})
V_{max}	Maksimalno dozvoljeni napon drejna, označava se i kao probojni napon
V_t	Napon praga, definisan na gejtu, označava se i kao *cut-off* napon
V_k	Napon kolena, definisan na drejnu
V_{gsat}	Najniži napon na gejtu koji obezbeđuje maksimalnu struju drejna
g_m	Transkonduktansa tranzistora

U teorijskoj analizi klasa pojačavača snage, vrlo često se primenjuje još jedna idealizacija karakteristike tranzistora, a to je da oblast „kolena“ u kojoj tranzistor ne vodi ima zanemarljiv uticaj na karakteristike tranzistora, tako da se efekti i karakteristike vezane za uključivanje tranzistora mogu zanemariti. Iako ova idealizacija često može biti glavni uzrok razlike između eksperimentalnih i teorijski predviđenih rezultata kod pojačavača snage, ona se vrlo često primenjuje prilikom teorijske analize. Analiza različitih klasa pojačavača snage u ovoj

tezi, u skladu sa prethodno navedenim, biće izvršena pod pretpostavkom da je napon kolena zanemarljiv, tj. $V_k = 0$.



Sl. 2.11 Napajanje tranzistora za različite klase pojačavača

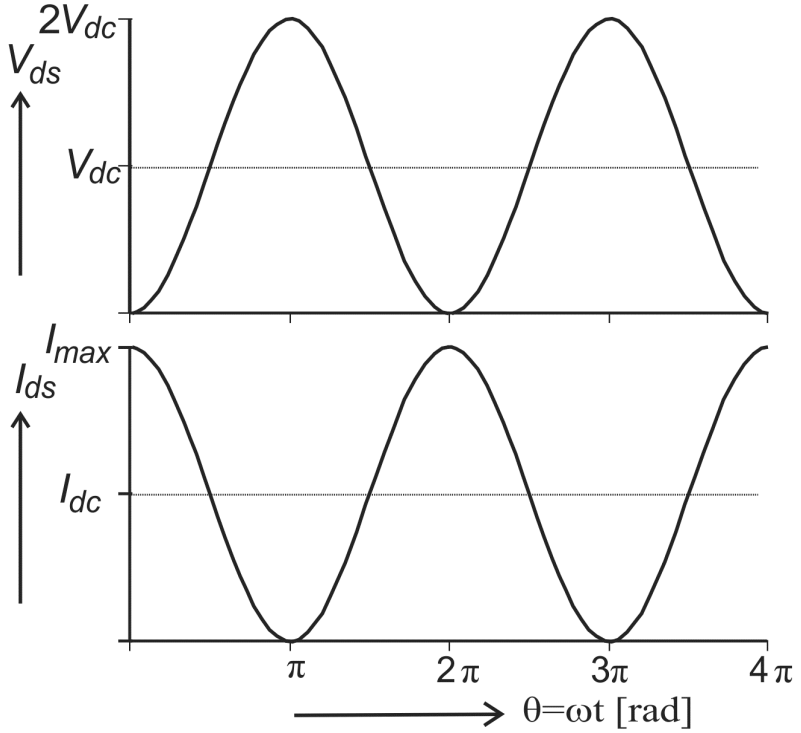
Jedan od važnijih parametara koji definiše klasu pojačavača je mirna radna tačka tranzistora (*quiescent bias point*), odnosno jednosmerno napajanje tranzistora koje se odnosi na napon gejta (V_q) i struju drejna (I_q) tranzistora kada tranzistor nije pobuđen RF signalom. Na Sl. 2.11 predstavljene su vrednosti napajanja tranzistora za osnovne klase pojačavača: klasa A, klasa AB, klasa B i klasa C. Ove vrednosti su skicirane na *I-V* karakteristici tranzistora, pri čemu su vrednosti jednosmernog napajanja napona i struje (V_q, I_q) označene za pojačavač u klasi A. U tabeli 2.2 dat je sumarni prikaz normalizovanih vrednosti jednosmernog napona napajanja i jednosmerne struje napajanja za osnovne klase pojačavača, pri čemu je V_q normalizovano sa V_{gsat}, dok je I_q normalizovano sa I_{max}. Takođe, pretpostavlja se da je napon praga jednak nuli, tj. $V_t = 0$.

Tabela 2.2 Jednosmerne vrednosti napajanja različitih klasa pojačavača

Klasa pojačavača	**Normalizovana vrednost napona napajanja,** V_q	**Normalizovana vrednost struje napajanja,** I_q
A	0.5	0.5
AB	0÷0.5	0÷0.5
B	0	0
C	<0	0

2.6.2 Klasa A

Pojačavač snage koji radi u klasi A stalno se nalazi u kvazi-linearnoj oblasti rada. Za postizanje maksimalne izlazne snage, tranzistor se napaja jednosmernom strujom vrednosti $I_{max}/2$, dok je napon ulaznog signala podešen tako da se izlazni napon nalazi unutar kvazi-linearne oblasti. Na Sl. 2.12 prikazani su talasni oblici izlazne struje i napona za idealni pojačavač u slučaju prostoperiodičnog ulaznog signala.



Sl. 2.12 Talasni oblik signala pojačavača snage u klasi A

U slučaju prostoperiodične pobude pojačavača, proračun izlazne snage i efikasnosti je prilično jednostavan. Izlazna RF snaga pojačavača, P_{rf}, se može predstaviti sledećim izrazom:

$$P_{rf} = \frac{I_{max}}{2\sqrt{2}} \frac{V_{dc}}{\sqrt{2}} = \frac{I_{dc} V_{dc}}{2}, \tag{2.8}$$

dok se snaga jednosmernog napajanja definiše kao:

$$P_{dc} = I_{dc} V_{dc}. \tag{2.9}$$

Efikasnost pojačavača, koja se definiše kao odnos RF i jednosmerne snage, data je izrazom:

$$\eta_o = \frac{P_{rf}}{P_{dc}} = \frac{1}{2}, \tag{2.10}$$

tako da se dobija dobro poznata vrednost za efikasnost pojačavača klase A od 50%.

Treba imati na umu da je ovaj rezultat dobijen pod pretpostavkom zanemarivanja napona kolena, pa se stoga ovaj rezultat ne može dobiti ni za jednu praktičnu realizaciju pojačavača klase A. Efekat napona kolena može se najjednostavnije uzeti u obzir ako se pretpostavi da će promena napona biti takva da minimum napona neće zadirati u oblast kolena, tj. da se neće javiti slučaj za koji je $V_{ds} < V_k$. U tom slučaju, RF izlazna snaga se može predstaviti u sledećem obliku:

$$P_{rf} = \frac{I_{max}}{2\sqrt{2}} \frac{V_{dc} - V_k}{\sqrt{2}} = \frac{V_{dc} - V_k}{2} I_{dc}, \tag{2.11}$$

pri čemu odgovarajući izraz za efikasnost postaje:

$$\eta_o = \frac{P_{rf}}{P_{dc}} = \frac{V_{dc} - V_k}{2V_{dc}} = \frac{1}{2}\left(1 - \frac{V_k}{V_{dc}}\right). \tag{2.12}$$

Odnos V_k / V_{dc} uglavnom zavisi od tehnologije izrade tranzistora. Trenutno, kod tranzistora za primene u frekvencijskom opsegu reda GHz ovaj odnos je najčešće 0.1 ako se tranzistor napaja maksimalnim dozvoljenim jednosmernim naponom. Imajući ovo u vidu, kod praktične realizacije pojačavača snage u klasi A, treba očekivati efikasnost koja nije veća od 45%.

Prethodna analiza se odnosi samo na prostoperiodičnu pobudu na ulazu koja ima amplitudu potrebnu da obezbedi promenu izlazne struje tranzistora u maksimalnom željenom opsegu, od 0 do I_{max}, tj. u celom kvazi-linearnom opsegu. Ako se određuje efikasnost za amplitudno modulisani signal, treba definisati izraz za efikasnost pri nižim nivoima snage ulaznog prostoperiodičnog signala u odnosu na snagu koja obezbeđuje maksimalnu promenu izlazne struje, tzv. PBO (*Power Back-off*) uslov rada. U slučaju pojačavača snage u klasi A, jednosmerno napajanje tranzistora je konstantno i nezavisno od uslova pobude. Ako izlaznu RF snaga za *back-off* uslov pobude označimo sa P_{bo}, efikasnost za *back-off* uslov pobude se može predstaviti izrazom:

$$\eta_{bo} = \frac{P_{bo}}{P_{dc}}, \tag{2.13}$$

i izraziti u funkciji RF izlazne snage za slučaj maksimalno dozvoljenog napajanja, P_{max}, korišćenjem izraza (2.10), na sledeći način:

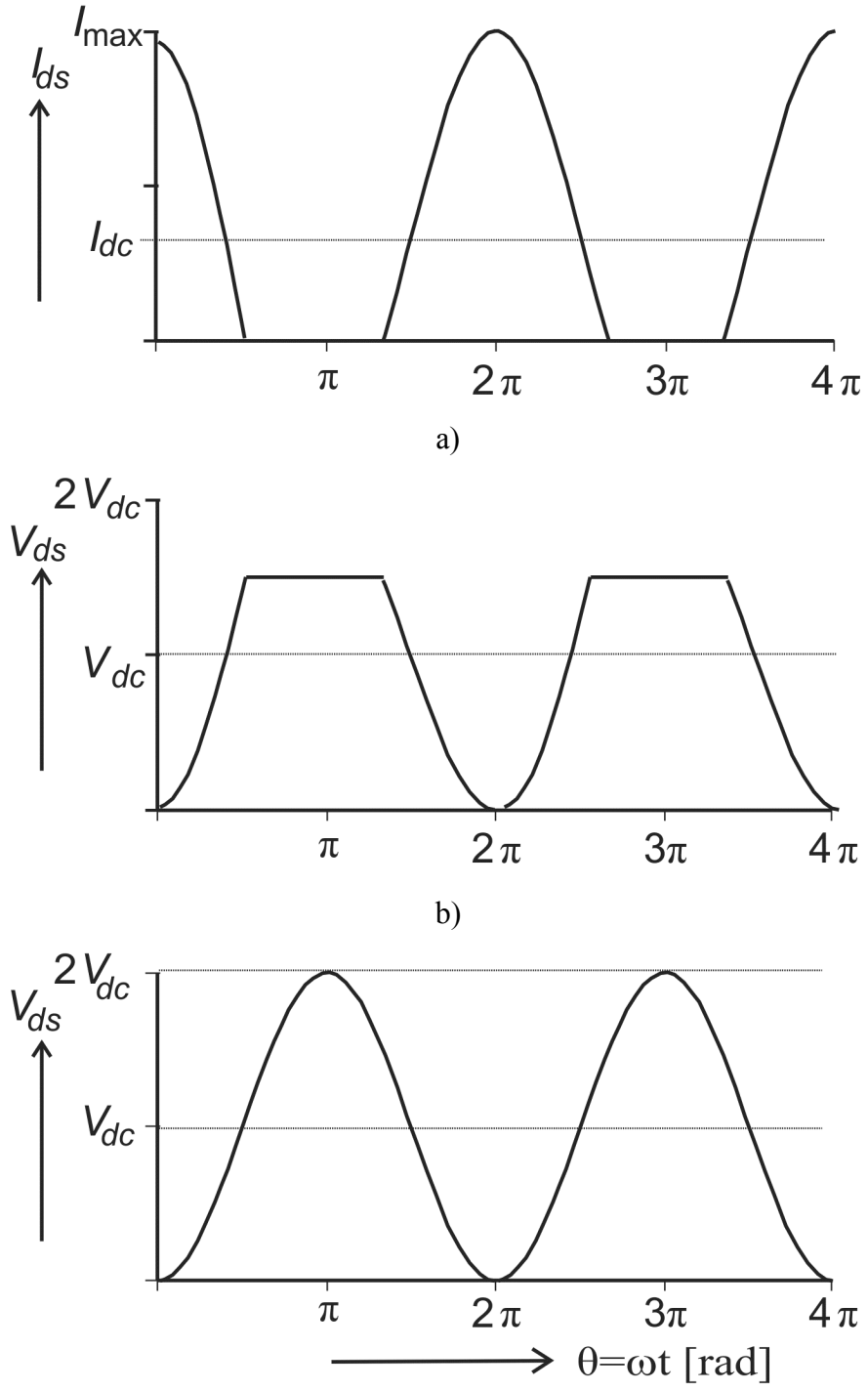
$$\eta_{bo} = \frac{1}{2}\frac{P_{bo}}{P_{max}}. \tag{2.14}$$

Može se zaključiti da je efikasnost pojačavača u klasi A direktno proporcionalna izlaznoj snazi pojačavača. Na primer, za 6 dB manju izlaznu snagu od maksimalno dozvoljene izlazne snage (6 dB *back-off*), efikasnost pojačavača je svega 1/4 efikasnosti za slučaj maksimalne izlazne snage (*peak power*). Za modulisani signal koji ima PAR odnos od 3 dB, prosečna efikasnost pojačavača klase A biće u opsegu od 20% do 25%. Ovo predstavlja neprihvatljivo malu efikasnost za mnoge sisteme, i to je glavni razlog zašto se pojačavači snage u klasi A ne koriste mnogo u bežičnim komunikacionim sistemima.

Naravno, pored gore navedenih nedostataka, pojačavači klase A imaju i određene prednosti. Naime, njihova linearnost je dobra, obzirom da rade u kvazi-linearnoj oblasti gde su nelinearni efekti slabo izraženi. Takođe, pojačanje snage je nekoliko dB veće za pojačavače koji radi u klasi A u odnosu na pojačavače koji rade u klasi AB. Zbog toga, pojačavači u klasi A mogu naći nešto češću primenu na višim frekvencijama, na kojima dostupni tranzistori obezbeđuju malo pojačanje, obično manje od 10 dB. Takođe, pojačavače snage u klasi A nije teško projektovati, zato što ne zahtevaju kola za prilagođenje harmonika što ih čini veoma interesantnim za širokopojasne aplikacije (opseg širi od jedne oktave) u frekvencijskom opsegu reda GHz.

2.6.3 Klasa AB i klasa B

Prilikom projektovanja RF pojačavača snage vrlo često se koriste konfiguracije pojačavača sa smanjenim uglom provođenja, kao što su pojačavači klase AB i klase B. Tipični talasni oblici signala karakteristični za pojačavače u klasi AB prikazani su na Sl. 2.13.



Sl. 2.13 Talasni oblik signala pojačavača snage sa smanjenim uglom provođenja (klasa AB):
a) struja; b) izlazni napon za slučaj širokopojasnog otpornog opterećenja;
c) izlazni napon za slučaj opterećenja koje kratkospaja harmonijske komponente

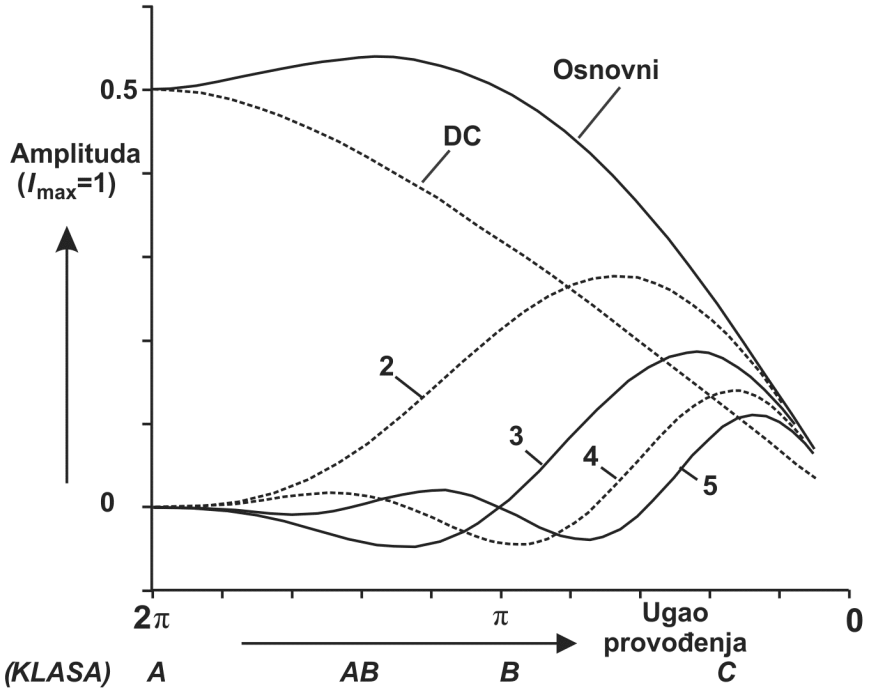
Osnovna razlika prilikom prelaska sa pojačavača klase A na pojačavače klase AB je u smanjenju jednosmerne struje napajanja pojačavača do tipičnih vrednosti od 10% do 15% vrednosti maksimalne struje (I_{max}) odgovarajuće aktivne komponente. Za pojačavače bazirane na FET tranzistorima, ovo se postiže vrlo jednostavno, pomeranjem napona

napajanja gejta bliže naponu praga tranzistora. Pobudni RF signal se može pogodno odabrati, tako da pod ovim uslovima izazove promenu izlazne struje tranzistora do maksimalne vrednosti I_{max}, baš kao što je slučaj kod pojačavača u klasi A. Negativan deo simetričnog prostoperiodičnog RF ulaznog signala dovešće napon na gejtu tranzistora ispod napona praga, odnosno, tranzistor neće voditi u jednom delu periode pobudnog RF signala. Rezultujući strujni talasni oblik je prikazan na Sl. 2.13.a, i obično se ovakav talasni oblik naziva „odsečena“ (*truncated*) sinusoida. Usled činjenice da se tranzistor može aproksimirati idealnim strujnim izvorom, izlazni napon se može predstaviti u funkciji struje tranzistora tako što se svaka harmonijska komponenta strujnog signala pomnoži odgovarajućim završnim opterećenjem i tako dobijene harmonijske komponente napona saberu:

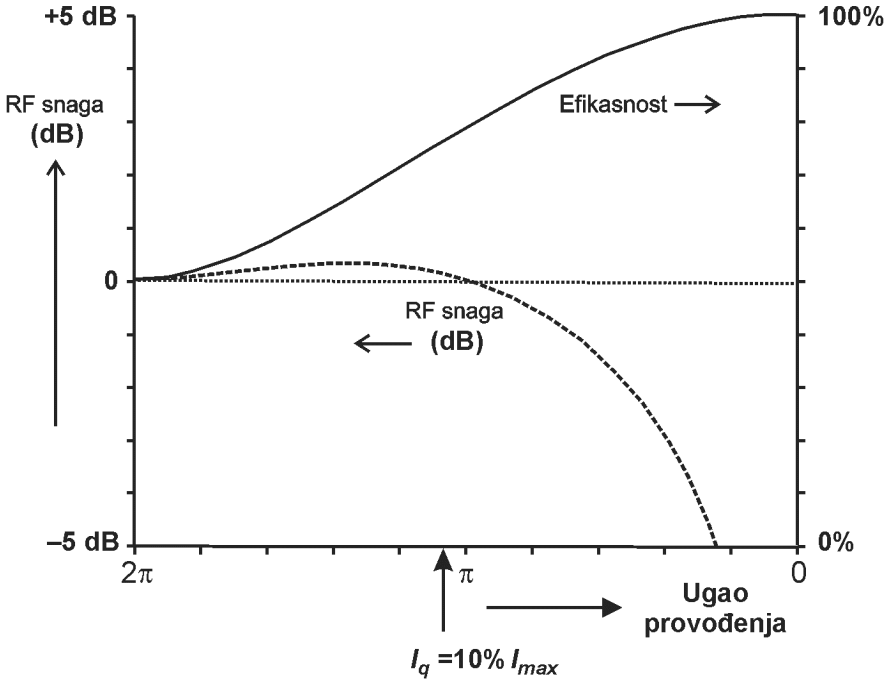
$$V_{ds} = \sum_{n} I_n * Z_n \,, \tag{2.15}$$

gde I_n predstavlja odgovarajući *n*-ti harmonik struje, dok Z_n predstavlja impedansu potrošača na odgovarajućoj harmonijskoj frekvenciji.

Sl. 2.13.b predstavlja talasni oblik napona u slučaju širokopojasnog otpornog opterećenja i ima oblik invertovanog strujnog signala. Međutim, ovakav oblik signala je teško dobiti u praksi u oblasti frekvencija reda GHz. Naime, karakteristika izlazne mreže za prilagođenje, koja je funkcija frekvencije, pokazuje izuzetno velike varijacije kako u otpornom tako i u reaktivnom delu. Zbog toga, prilikom projektovanja pojačavača u klasi AB, posebno je važno da impedansa potrošača na harmonijskim frekvencijama bude što je moguće približnija nuli. Ovaj postupak kratkospajanja harmonika nije moguće izvesti idealno, što često predstavlja uzrok neslaganja realnih i projektovanih karakteristika pojačavača snage. Međutim, za potrebe proračuna karakteristika pojačavača snage u klasi AB polazi se od pretpostavke da završno opterećenje predstavlja idealan kratak spoj za odgovarajuće harmonijske komponente. U tom slučaju, harmonijske komponente struje neće generisati naponske harmonike, pa će izlazni napon biti idealna sinusoida (Sl. 2.13.c).



Sl. 2.14 Amplitude harmonijskih komponenti strujnog signala za talasne oblike pojačavača koji rade sa smanjenim uglom provođenja



Sl. 2.15 Snaga i efikasnost pojačavača snage sa smanjenim uglom provođenja

Može se primetiti da izlazni napon idealnog pojačavača u klasi AB izgleda isto kao i kod pojačavača u klasi A, pa je strujni oblik signala taj koji definiše razlike između ovih klasa. Na Sl. 2.14 prikazane su jednosmerna i harmonijske komponente strujnog signala koja ima oblik „odsečene“ sinusoide. Osnovna komponenta RF signala je skoro nepromenjena za uglove

provođenja veće od 180^o, dok sa smanjenjem ugla provođenja opada jednosmerna komponenta izlazne struje. Ova činjenica direktno utiče na povećanje efikasnosti pojačavača snage sa smanjenim uglom provođenja, što je prikazano na Sl. 2.15. Mora se naglasiti da je efikasnost pojačavača prikazana na Sl. 2.15 dobijena pod sledećim pretpostavkama:

- napon kolena jednak nuli;
- kratkospojeni harmonici, što dovodi do izlaznog napona u obliku idealne sinusoide;
- maksimalna promena napona (amplituda V_{dc}) i struje (amplituda $I_{max}/2$).

Posebna klasa pojačavača sa smanjenim uglom provođenja su pojačavači klase B, kod kojih je jednosmerno napajanje pojačavača na vrednosti *cut-off* napona, tj. napona praga, takozvani uslov nultog napajanja. Zbog načina izbora jednosmerne tačke napajanja tranzistora, pojačavač ne troši struju dok mu se ne dovede odgovarajući RF ulazni signal. Ukoliko je ulazni signal dovoljnog nivoa da promeni izlaznu struju tranzistora do njene maksimalne vrednosti, talasni oblik struje poprima oblik polutalasne ispravljene sinusoide, kao što je prikazano na Sl. 2.16. Jednosmerna komponenta i osnovni harmonik struje za pojačavače snage u klasi B imaju sledeće vrednosti:

$$I_{dc} = \frac{I_{max}}{\pi}; \tag{2.16}$$

$$I_1 = \frac{I_{max}}{2}. \tag{2.17}$$

Snaga RF i jednosmernog signala može se predstaviti na sledeći način:

$$P_{rf} = \frac{V_{dc}}{\sqrt{2}}\frac{I_{max}}{2\sqrt{2}} = \frac{V_{dc}I_{max}}{4}; \tag{2.18}$$

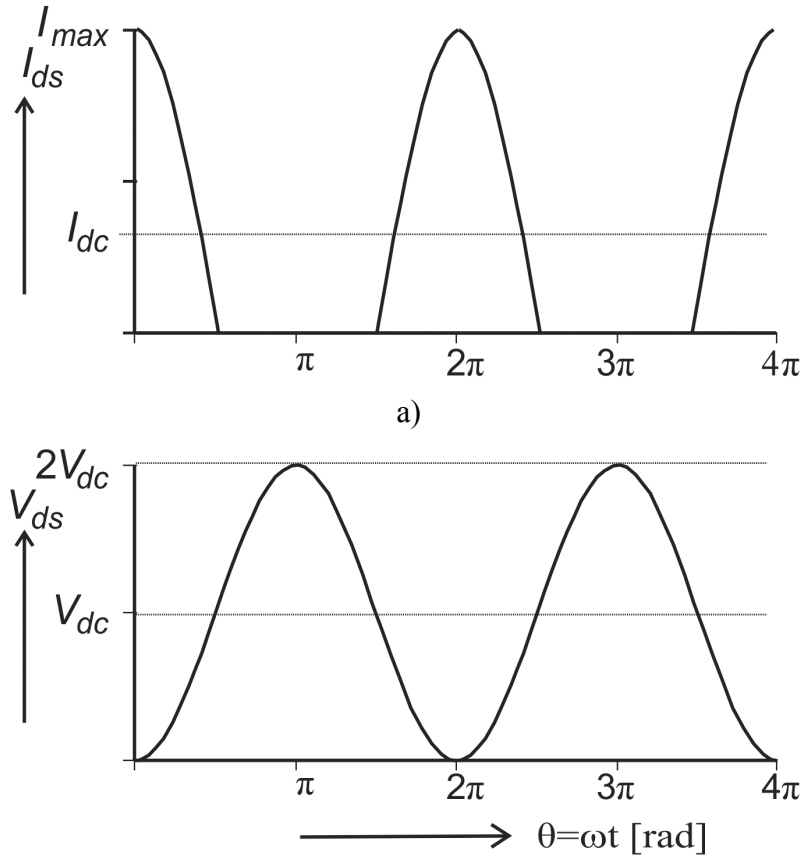
$$P_{dc} = \frac{V_{dc}I_{max}}{\pi}, \tag{2.19}$$

tako da efikasnost pojačavača u klasi B iznosi:

$$\eta_o = \frac{P_{rf}}{P_{dc}} = \frac{\pi}{4}, \tag{2.20}$$

odnosno, približno 78.5%.

Kao i kod analize pojačavača snage u klasi A, ukoliko se pretpostavi da napon kolena nije jednak nuli, prethodna vrednost efikasnosti pojačavača klase B se smanjuje za 5% do 10%, u zavisnosti od tipa aktivne komponente koja se koristi u pojačavaču.



Sl. 2.16 Talasni oblik signala za pojačavač snage u klasi B

Pojačavači klase B se ne primenjuju često u praksi, a razlog tome je što se za male ulazne signale realni tranzistori ne ponašaju idealno prilikom uključivanja i isključivanja. U praksi, efikasnost pojačavača u dubokoj klasi AB, gde je napajanje približno 10% maksimalne struje, jako je bliska efikasnosti pojačavača u klasi B, kao što je prikazano na Sl. 2.15. Uzimajući u obzir i efekat kolena, u praksi je realno očekivati efikasnost ne veću od 65%.

Interesantno je uočiti kako se menja efikasnost pojačavača sa smanjenim uglom provođenja za slabije ulazne signale od maksimalno dozvoljenih, tj. za PBO uslov rada. Zbog jednostavnosti izvođenja matematičkih izraza, analiza efikasnosti za PBO uslov rada biće izvršena za pojačavače snage u klasi B. Pretpostavka je da opterećenje pojačavača ostaje nepromenjeno pri PBO uslovu rada u odnosu na uslove rada pri maksimalnoj izlaznoj snazi. Označimo sa P_{bo} izlaznu RF snaga pojačavača pri PBO uslovu rada. Tada se amplitude napona i struje mogu izraziti kao:

$$V_1 = V_{dc}\sqrt{\frac{P_{bo}}{P_{max}}}; \tag{2.21}$$

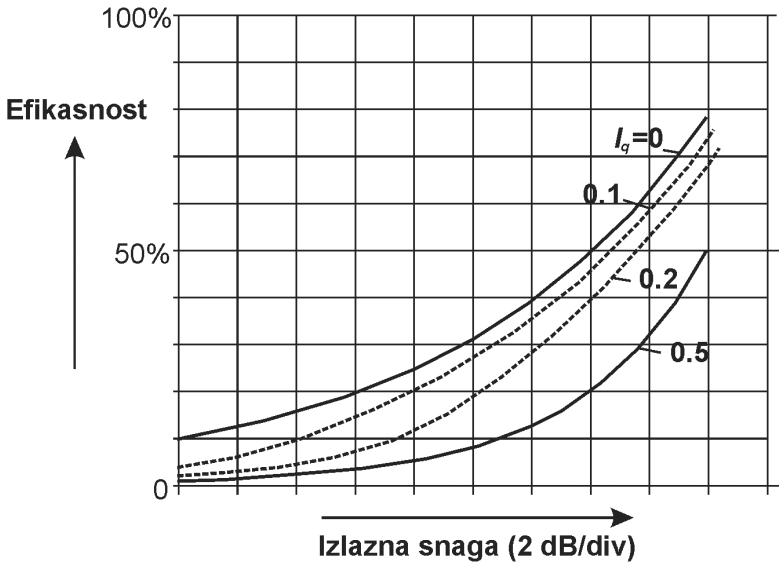
$$I_1 = \frac{I_{max}}{2}\sqrt{\frac{P_{bo}}{P_{max}}}; \tag{2.22}$$

$$I_{dc} = \frac{I_{max}}{\pi}\sqrt{\frac{P_{bo}}{P_{max}}}. \tag{2.23}$$

Dakle, za konstantan napon napajanja pojačavača, efikasnost pri PBO uslovu rada je:

$$\eta_{bo} = \frac{P_{bo}}{P_{dc}} = \frac{\frac{V_{dc}I_{max}}{4}\frac{P_{bo}}{P_{max}}}{\frac{V_{dc}I_{max}}{\pi}\sqrt{\frac{P_{bo}}{P_{max}}}} = \frac{\pi}{4}\sqrt{\frac{P_{bo}}{P_{max}}}. \tag{2.24}$$

Ovaj rezultat je od velikog značaja za amplitudno modulisani signal, jer pokazuje da efikasnost pri PBO uslovu rada sporije opada kod pojačavača u klasi B nego kod pojačavača u klasi A, i inverzno je proporcionalan kvadratnom korenu PBO odnosa. Za slučaj 6 dB manje izlazne snage od maksimalno dozvoljene izlazne snage (signal sa 6 dB PAR), efikasnost će se smanjiti dva puta, dok bi se pri istim uslovima kod pojačavač klase A efikasnost smanjila četiri puta.

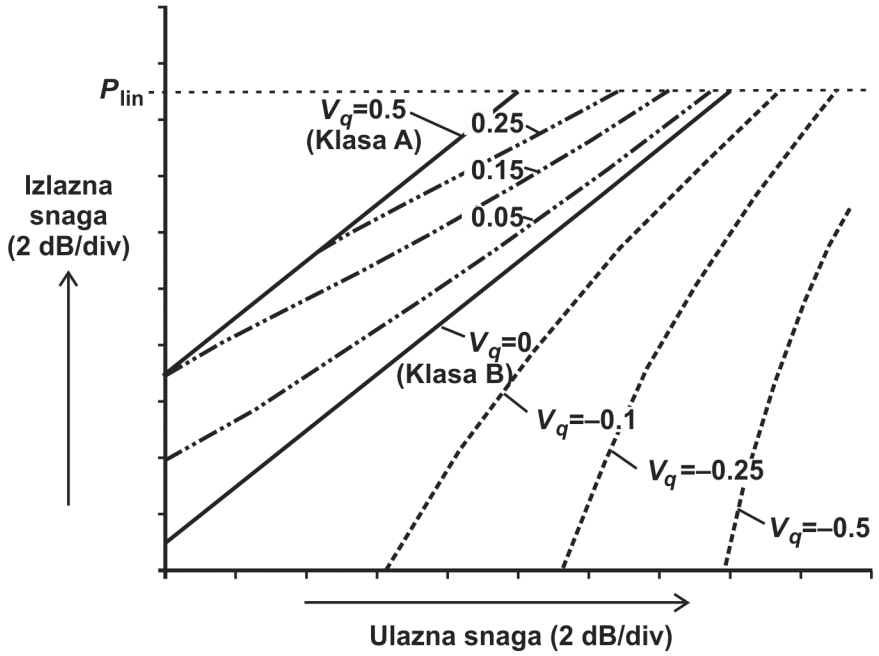


Sl. 2.17 Efikasnost pojačavača snage u klasi AB za rad u *power back-off* režimu

Na Sl. 2.17 prikazana je efikasnost za PBO uslov rada za različite uslove jednosmernog napajanja kod pojačavača sa smanjenim uglom provođenja. Može se zapaziti slično

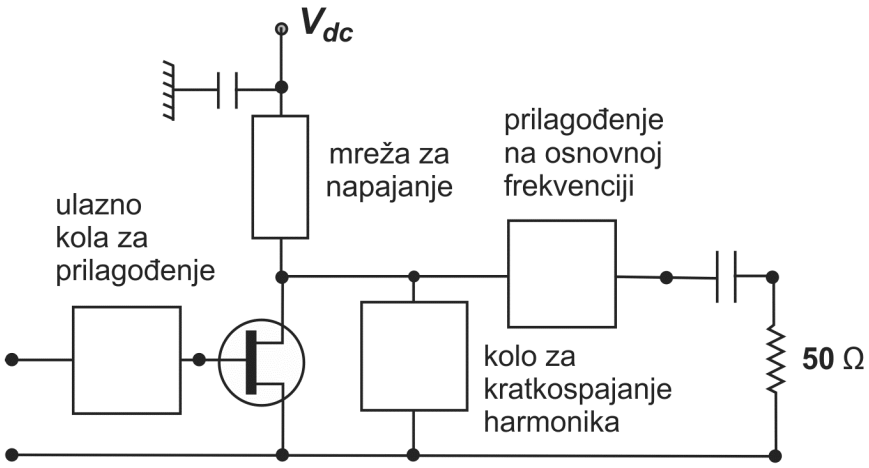
ponašanje efikasnosti pri PBO uslovu rada za slučaj pojačavača u klasi B i pojačavača u klasi AB sa jednosmernom strujom napajanja manjom od 10% I_{max}.

Ranije je napomenuto da pored dobrih osobina pojačavač u klasi AB, kao što je poboljšana efikasnost, postoje i određeni nedostaci. Smanjenje pojačanja snage i komplikovanija struktura pojačavača delimično nameću primenu ovih pojačavača na nižim frekvencijama (gde tranzistori imaju veće raspoloživo pojačanje) i za uskopojasne primene (zbog potrebe kratkospajanja viših harmonika).



Sl. 2.18 Linearnost pojačavača snage u klasi AB

Još jedna stvar na koju treba obratiti pažnju je linearnost pojačavača u klasi AB. Vrlo često proizvođači tranzistora podešavaju proizvodni proces kako bi ponudili komponente sa dobrom linearnošću u klasi AB, ali samo ako se tranzistor jednosmerno napaja u vrlo uskim granicama specificiranim od strane proizvođača. Na Sl. 2.18 prikazana je nelinearnost, odnosno izlazna snaga u funkciji ulazne snage, za različite uslove jednosmernog napajanja pojačavača sa smanjenim uglom provođenja. Sa slike se može uočiti da linearnost pojačavača u klasi AB asimptotski teži linearnoj karakteristici ako se jednosmerna tačka napajanja približava uslovima za rad u klasi B. Za tačku napajanja od približno 10% I_{max}, odnosno $V_q \approx 0.1$, moguće je podešavanjem transkonduktanse tranzistora u proizvodnom procesu dobiti linearnu karakteristiku pojačavača u klasi AB. U tom slučaju, jednosmerna tačka napajanja pojačavača mora biti precizno podešena prema podacima proizvođača tranzistora kako bi se dobile zahtevane karakteristike u pogledu linearnosti.



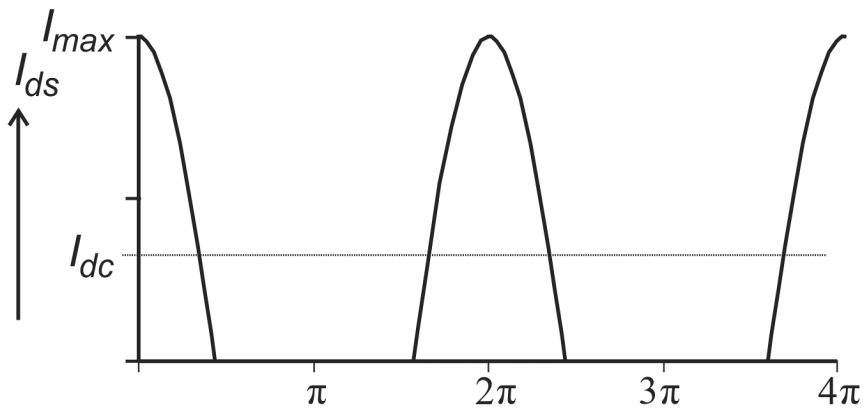
Sl. 2.19 Osnovna blok šema pojačavača snage u klasi AB

Na Sl. 2.19 prikazana je blok šema sa najvažnijim elementima za kolo pojačavača u klasi AB u frekvencijskom opsegu reda GHz. Izlazna mreža za prilagođenje ima dve osnovne funkcije: treba da prilagodi impedansu tranzistora za osnovni signal na sistemsku impedansu, najčešće $50\,\Omega$, i da izvrši kratkospajanje signala na harmonijskim frekvencijama. Kolo za podešavanje impedanse harmonika može imati različite oblike. Masovno primenjivano teorijsko rešenje koristi kratkospojene četvrttalasne stabove koji predstavljaju kratak spoj samo za parne harmonike, a mogu se iskoristiti i kao mreža za jednosmerno napajanje tranzistora. U praksi ovo rešenje ima izvesne nedostatke i ne koristi se često zbog ograničenog frekvencijskog opsega u kome se može ostvariti prihvatljivo mala impedansa na harmonijskim frekvencijama. Druga mogućnost je korišćenje rezonantnog kola na frekvenciji drugog harmonika. Talasni oblik ispravljene polutalasne sinusoide, kakav imaju pojačavači u klas B, ima daleko najizraženiji drugi harmonik, i u mnogim praktičnim slučajevima harmonici veći od trećeg se mogu smatrati kratkospojenim u samoj komponenti, bilo putem izlazne kapacitivnosti, bilo zbog karakteristike komponente koja se uglavnom može opisati kao niskopropusna karakteristika.

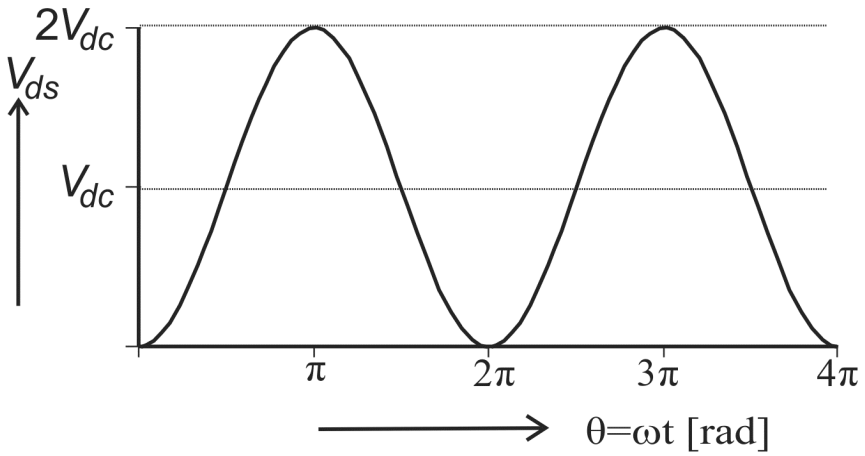
Razvoj bežičnih komunikacija je stimulisao istraživanje i razvoj u oblasti projektovanja pojačavača snage u klasi AB poboljšane linearnosti i visoke efikasnosti. Primena ove klase pojačavača je fokusirana na niže frekvencije mikrotalasnog opsega, otprilike do 8 GHz. Na višim frekvencijama, javljaju se problemi prilikom projektovanja pojačavača u klasi AB, uglavnom zbog malog pojačanja koje imaju raspoloživi tranzistori na visokim frekvencijama.

2.6.4 Klasa C

Pojačavači snage u klasi C mogu se smatrati pojačavačima sa smanjenim uglom provođenja, pri čemu je ugao provođenja kod ove klase pojačavača manji od jedne poluperiode RF signala, tj. od 180°. Zbog toga, talasni oblik struje izgleda kao niz impulsa, što je prikazano na Sl. 2.20. Sa Sl. 2.14 može se uočiti da snaga osnovnog signala počinje da opada kada je ugao provođenja manji od 180°, što odgovara pojačavačima klase C. U isto vreme, opada i snaga jednosmernog napajanja, tako da teorijski gledano, efikasnost pojačavača klase C može biti 100%, što je prikazano na Sl. 2.15. Međutim, postoji veći broj problema koje treba razmatrati prilikom projektovanja pojačavača klase C, tako da je primena ove klase pojačavača u bežičnim komunikacionim sistemima ograničena na specijalizovane aplikacije.

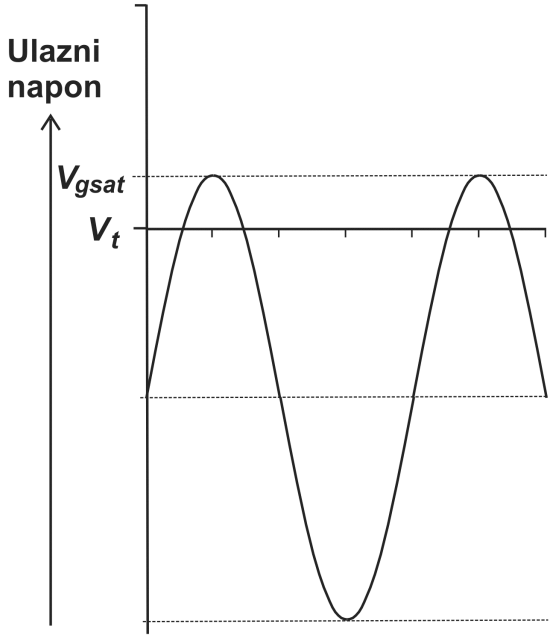


a)



b)

Sl. 2.20 Talasni oblik signala pojačavača snage u klasi C

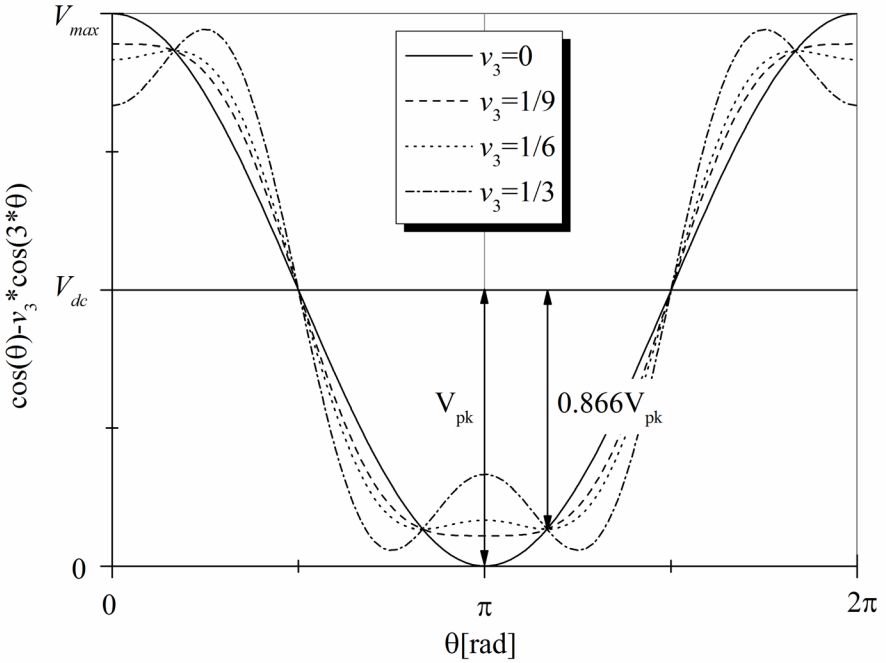


Sl. 2.21 Ulazni napon za pojačavače snage u klasi C sa vrlo malim uglom provođenja

Smanjenje RF snage pojačavača u klasi C predstavlja ozbiljan problem za poluprovodničke tranzistore, zato što se zahteva povećanje dimenzija tranzistora kako bi se ostvarila željena snaga. Takođe, prilikom izbora napona napajanja kod poluprovodničkih tranzistora, mora se voditi računa o tome da se ne prevaziđu specificirani naponi koji obezbeđuju siguran rad tranzistora. Na Sl. 2.21 ilustrovan je problem koji se javlja kod pojačavača klase C, a ogleda se u tome da jednosmerno napajanje gejta ispod napona praga zahteva veoma jak RF ulazni signal, kako bi se dobio potreban napon na gejtu koji će obezbediti maksimalnu izlaznu struju I_{max}. Za prostoperiodičan signal to znači da će minimalna vrednost napona pasti do nivoa koji mogu izazvati određene efekte proboja u tranzistoru. Takođe, kod pojačavača klase C se javljaju dodatni izazovi vezani za kratkospajanje harmonijskih komponenti na izlazu pojačavača. Relativni nivoi viših harmonika se jako brzo povećavaju sa smanjenjem ugla provođenja ispod 180° (Sl. 2.14), tako da aproksimacija koja je bila prihvatljiva kod pojačavača klase B, da su harmonici viši od drugog zanemarljivi, kod pojačavač klase C ne važi. Zbog svih ovih ograničenja, pojačavači klase C se ne koriste previše u frekvencijskom opsegu reda GHz, ali treba napomenuti da su poslednjih godina dobili na značaju zbog mogućnosti da se *peaking* pojačavački stepen *Doherty* pojačavača realizuje kao pojačavač u klasi C.

2.6.5 Klasa F

Pojačavači klase F su u centru mnogih istraživanja [52, 53] iz razloga što se ovom klasom pojačavača poboljšava efikasnost u odnosu na pojačavače u klasi B ili u dubokoj klasi AB za približno 10%. Ovo se postiže oblikovanjem talasnog oblika napona. Osnovnoj komponenti naponskog signala dodaje se treći harmonik, tako da signal poprima kvadratni oblik, što je ilustrovano na Sl. 2.22. Dodavanjem male vrednosti trećeg harmonika u protivfazi osnovnom prostoperiodičnom signalu smanjiće se vrednost opsega promene signala od vrha do vrha (*peak-to-peak*). Kao rezultat, celokupni talasni oblik signala može se dodatno skalirati, promenom vrednosti izlazne otpornosti pojačavača, kako bi zadržao istu *peak-to-peak* vrednost. Na taj način može se dobiti viši nivo signala osnovnog harmonika. Naravno, ovaj proces ima svoj limit, tj. postoji optimalni nivo trećeg harmonika koji dovodi do maksimalnog povećanja osnovnog signala. Van ove optimalne tačke, javljaju se dvostruki maksimumi signala i potencijalni dobitak u amplitudi osnovnog signala nestaje.



Sl. 2.22 Uticaj trećeg harmonika u protivfazi na oblik osnovnog naponskog signala

Kako je pokazano u [54], optimalna vrednost trećeg harmonika može se odrediti faktorizacijom izraza za vremenski oblik signala napona. Pod pretpostavkom da talasni oblik struje ima oblik idealne odsečene sinusoide, odgovarajući izraz za talasni oblik naponskog signala pojačavača u klasi F se može predstaviti kao:

$$v(\theta) = V_{dc} - V_1 \cos(\theta) + V_3 \cos(3\theta)\,, \tag{2.25}$$

gde je V_{dc} vrednost jednosmernog napajanja, a V_1 i V_3 predstavljaju amplitudu osnovnog signala i trećeg harmonika. Ako se izvrši normalizacija napona na vrednost jednosmernog nivoa, izraz (2.25) se pojednostavljuje i postaje:

$$v(\theta) = 1 - v_1 \cos(\theta) + v_3 \cos(3\theta), \tag{2.26}$$

i zadatak se svodi na određivanje maksimalne vrednosti normalizovane amplitude v_1, pri čemu signal $v(\theta)$ ostaje veći ili jednak nuli za sve vrednosti ugla θ. Imajući u vidu da će optimalni oblik signala $v(\theta)$ dva puta imati vrednost nula, tj. imaće dvostruku nulu, izraz (2.26) se može predstaviti u sledećem obliku:

$$v(\theta) = \left(1 - \alpha\cos(\theta)\right)^2 * \left(1 - \beta\cos(\theta)\right). \tag{2.27}$$

Važno je uočiti da parametar β mora zadovoljiti nejednakost $0 < \beta < 1$ kako bi izraz (2.27) imao dvostruku nulu koja proističe iz prvog člana izraza. Veza između parametara α i β i normalizovanih vrednosti amplituda v_1 i v_3 može se uspostaviti razvojem izraza (2.27) i upoređivanjem odgovarajućih koeficijenata između izraza (2.26) i (2.27), što rezultira sledećim relacijama:

$$\beta = -\frac{\alpha}{2}; \tag{2.28}$$

$$v_3 = \frac{\alpha^3}{8}; \tag{2.29}$$

$$v_1 = \frac{3}{2}\alpha\left(1 - \frac{1}{4}\alpha^2\right). \tag{2.30}$$

Parametar α kontroliše nivo trećeg harmonika za skup talasnih oblika napona definisanih izrazom (2.27) tako da je potrebno odrediti vrednost parametra α koji daje maksimalnu vrednost amplitude osnovnog signala v_1. Ovo se može izvesti diferenciranjem izraza (2.30) i izjednačavanjem dobijenog izvoda sa nulom, što daje vrednost za parametar α:

$$\alpha = \frac{2}{\sqrt{3}}, \tag{2.31}$$

što odgovara maksimalnoj vrednosti normalizovane amplitude osnovnog signala:

$$v_{1\max} = \frac{2}{\sqrt{3}}, \tag{2.32}$$

i normalizovane vrednosti amplitude trećeg harmonika:

$$v_{3\max} = \frac{1}{3\sqrt{3}}. \tag{2.33}$$

Za optimizovanu klasu F pojačavača snage, izraz za talasni oblik napona (2.26) može se predstaviti u sledećem obliku:

$$v(\theta) = \left(1 - \frac{2}{\sqrt{3}}\cos(\theta)\right)^2 * \left(1 + \frac{1}{\sqrt{3}}\cos(\theta)\right). \tag{2.34}$$

Pošto jednosmerno napajanje nije promenjeno u odnosu na pojačavače klase B, pojačavači klase F sa optimalnim talasnim oblikom napona imaće efikasnost:

$$\eta_o = \frac{\pi}{4}\frac{2}{\sqrt{3}} \approx 0.907 = 90.7\%. \tag{2.35}$$

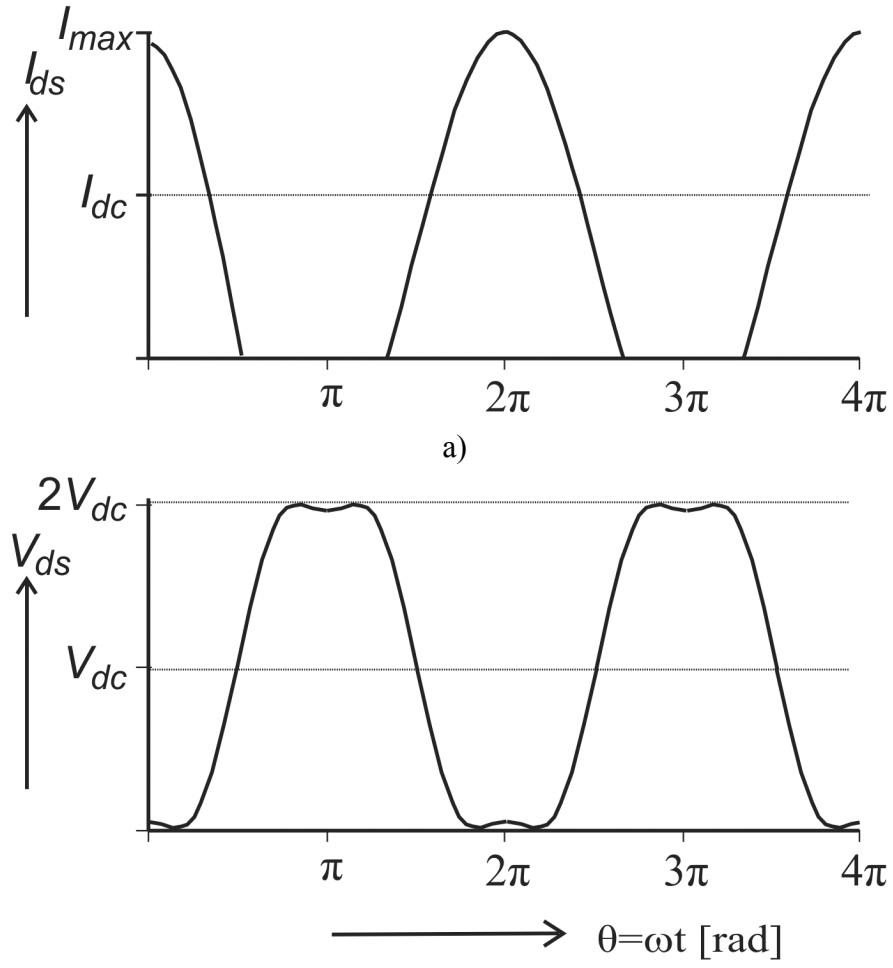
Talasni oblici izlazne struje i napona za idealni pojačavač klase F su prikazani na Sl. 2.23. Treba napomenuti da optimalno rešenje sa stanovišta efikasnosti ima neznatno veću amplitudu trećeg harmonika u odnosu na rešenje koje daje maksimalno ravan talasni oblik napona.

Kao i do sada, ovo je teorijski dobijen rezultat sa mnogo aproksimacija uzetih u obzir. U praksi, napon kolena će dovesti do bitnog pogoršanja dobijenog teorijskog rezultata. Obzirom da je napon kod idealne klase F u većem delu periode RF signala manji od napona kolena, doći će i do znatno većeg pogoršanja teorijski dobijenih vrednosti za snagu i efikasnost nego što je to slučaj kod idealnog prostoperiodičnog signala. Takođe, prilikom projektovanja pojačavača u klasi F javljaju se i dodatni izazovi u pogledu projektovanja izlaznog kola za prilagođenje, koje mora da ispuni sledeće zahteve:

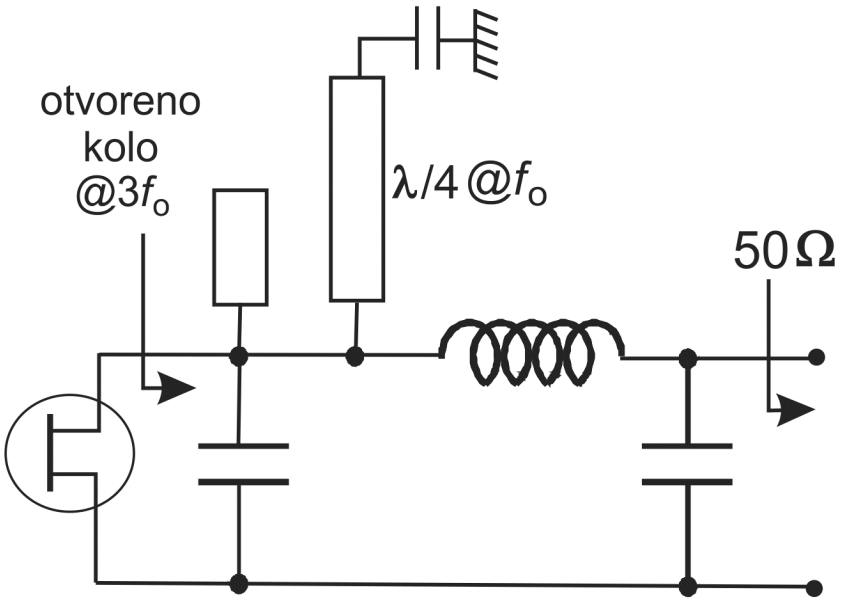
- da prilagodi impedansu tranzistora na završnu impedansu
- da predstavlja odgovarajuće otporno opterećenje za treći harmonik
- da kratkospoji ostale harmonike, posebno drugi harmonik

Postoje mnoge topologije za praktičnu realizaciju pojačavača klase F. Jedna od mogućih topologija je prikazana na Sl. 2.24, gde se četvrttalasni stab koristi za kratkospajanje drugog harmonika, kao i svih viših parnih harmonika. Na frekvenciji trećeg harmonika, izlazna

kapacitivnost tranzistora se dovodi u rezonansu sa otvorenim stabom, čija je električna dužina na frekvenciji osnovnog harmonika dovoljno mala i samo unosi dodatnu malu kapacitivnost, koja se može prilagoditi kolom za prilagođenje na osnovnoj frekvenciji. Potrebno je i da mreža za prilagođenje osnovnog signala ima odgovarajuću niskopropusnu karakteristiku kako ne bi opterećivala impedansu trećeg harmonika, što može zahtevati rezonator sa visokom Q faktorom. U praksi, najveća poteškoća prilikom projektovanja pojačavača klase F je postizanje odgovarajućeg propusnog opsega.



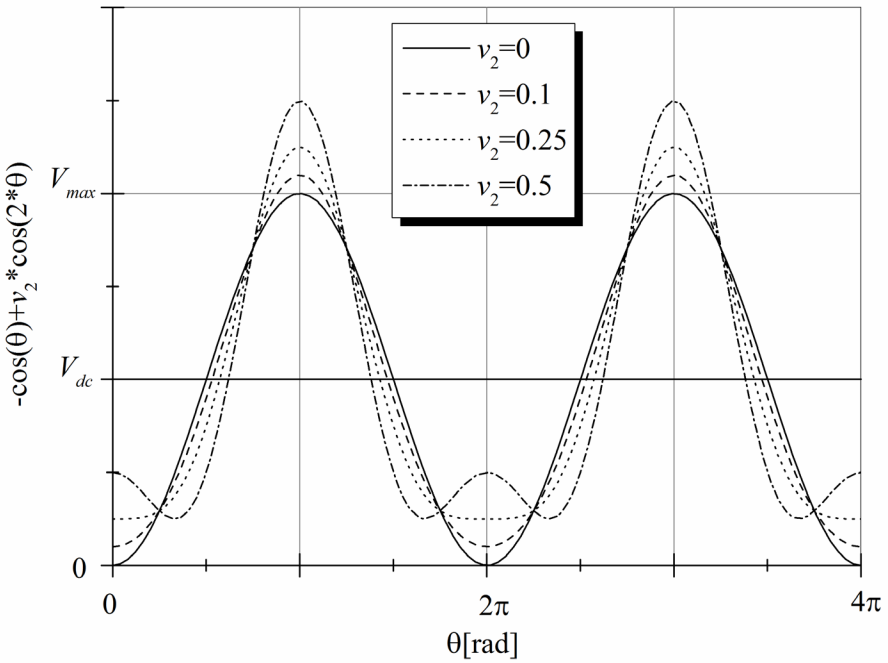
Sl. 2.23 Idealni talasni oblik signala za pojačavač snage u klasi F



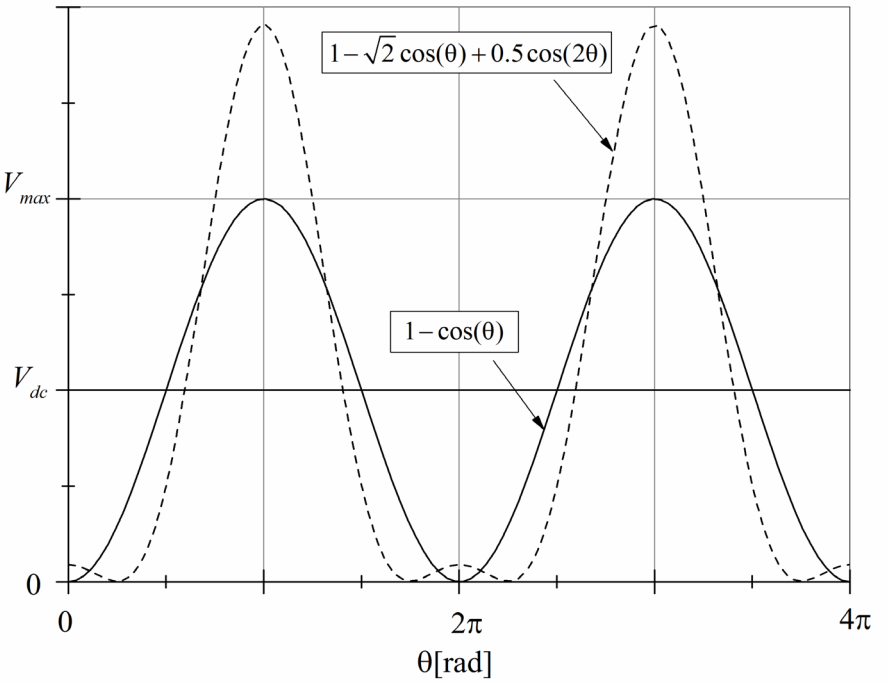
Sl. 2.24 Mogući izgled kola za prilagođenje pojačavača snage u klasi F

2.6.6 Klasa J

Osnovni koncept pojačavača klase J je sličan konceptu primenjenom kod pojačavača klase F, koji se bazira na uobličavanju vremenskog oblika napona, pri čemu se kod klase J koristi drugi harmonik umesto trećeg harmonika koji se koristi kod klase F. Na Sl. 2.25.a prikazano je šta se događa sa vremenskim oblikom naponskog signala kada mu se doda drugi harmonik u protivfazi. Rezultujući talasni oblik signala postaje asimetričan u odnosu na jednosmerni nivo napajanja, sa izraženijim pikom u maksimumu i zaravnjenim minimumom koji se nalazi iznad nultog nivoa. Zbog toga je moguće skalirati signal tako da ponovo dodiruje nulti naponski nivo, pri čemu osnovna komponenta signala znatno raste. Kao i kod klase F, u slučaju klase J neophodno je teorijski odrediti optimalni nivo drugog harmonika kako bi se maksimizirao osnovni signal, zadržavajući uslov tangentiranja nultog naponskog nivoa.



a)



b)

Sl. 2.25 Uticaj drugog harmonika u protivfazi na talasni oblik napona

Uz primenu odgovarajućih trigonometrijskih transformacija [55] može se pokazati da na normalizovanu vrednost kosinusnog naponskog signala datog izrazom:

$$v(\theta) = 1 - \cos(\theta), \tag{2.36}$$

može da se doda maksimalna vrednost drugog harmonika koji ima normalizovanu vrednost amplitude 1/2 a da se pri tome zadovolji uslov tangentiranja nultog naponskog nivoa. Izmenjeni talasni oblik može se predstaviti u obliku:

$$v(\theta) = 1 - \sqrt{2}\cos(\theta) + \frac{1}{2}\cos(2\theta)\,. \tag{2.37}$$

Izgled dobijenog talasnog oblika napona prikazan je na Sl. 2.25.b.

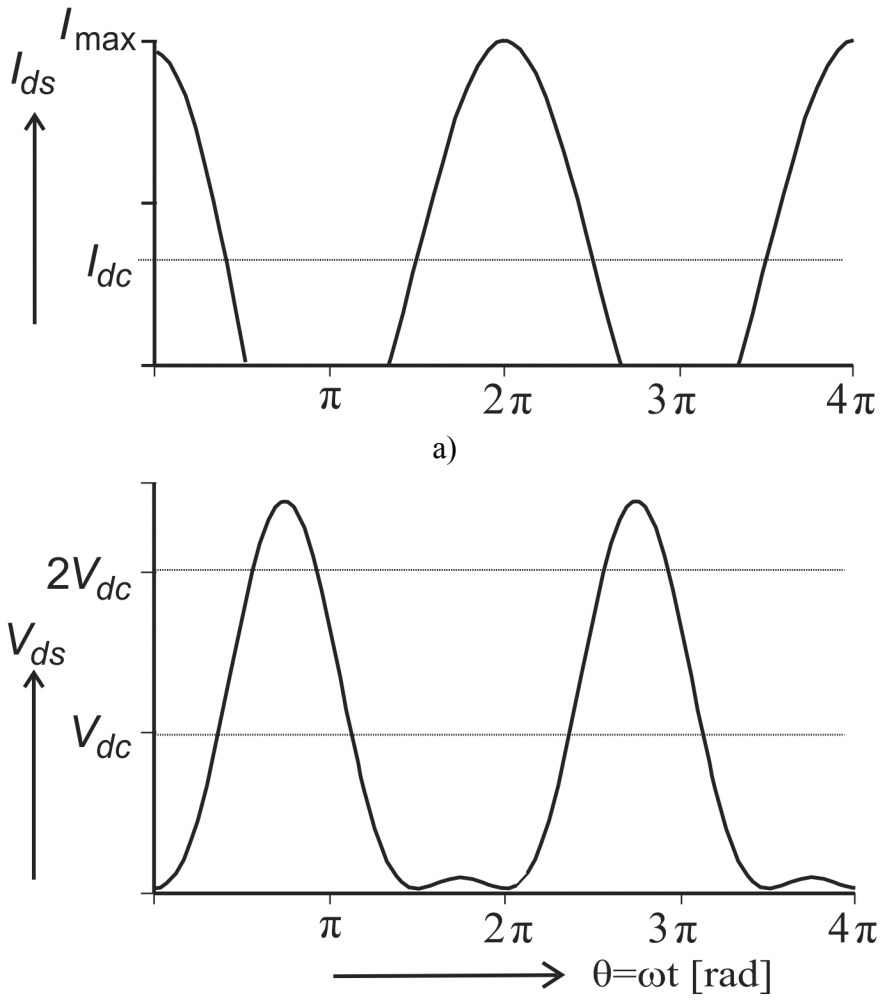
Na osnovu amplitude osnovnog signala napona koja je skalirana faktorom $\sqrt{2}$ može se zaključiti da efikasnost pojačavača u klasi J iznosi:

$$\eta_o = \frac{\pi}{4}\sqrt{2} \approx 1.11\,, \tag{2.38}$$

odnosno 111%, pretpostavljajući da je talasni oblik struje ostao isti kao i u klasi B, tj. polutalasna ispravljena kosinusoida. Jasno je da se ova efikasnost ne može postići, a ono što utiče na smanjenje efikasnosti je činjenica da su drugi harmonik napona i struje u fazi, što podrazumeva ili apsorpciju snage ili negativnu otpornost opterećenja. Ovaj problem se rešava tako što se ceo naponski signal fazno pomeri, relativno u odnosu na strujni signal za 45° posmatrano na osnovnoj frekvenciji. U tom slučaju, talasni oblik napona postaje:

$$\begin{aligned} v(\theta) &= 1 - \sqrt{2}\cos(\theta + \frac{\pi}{4}) + \frac{1}{2}\cos(2(\theta + \frac{\pi}{4})) \\ &= 1 - \cos(\theta) + \sin(\theta) - \frac{1}{2}\sin(2\theta) \end{aligned}\,, \tag{2.39}$$

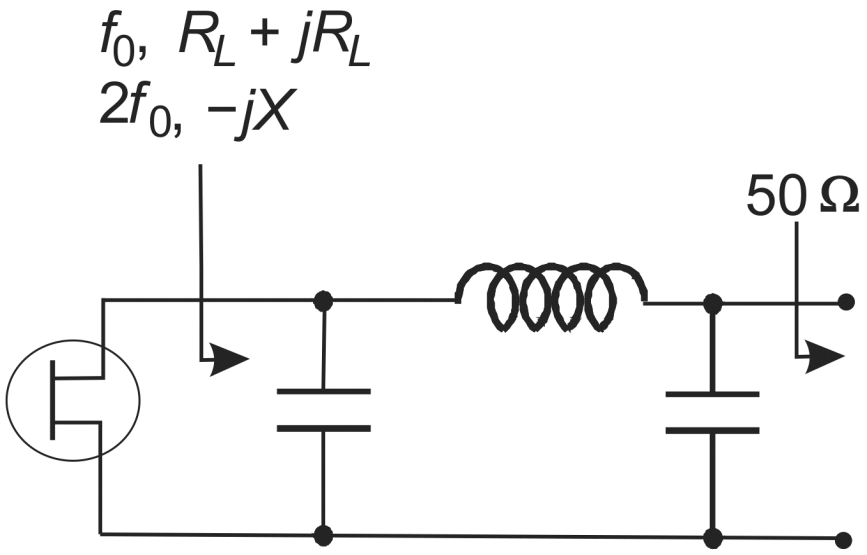
što znači da se završno opterećenje na osnovnoj frekvenciji sastoji od regularnog otpornog opterećenja sa dodatnom reaktivnom komponentom iste apsolutne vrednosti. Uvodeći fazni pomeraj od 45° stepeni na osnovnoj frekvenciji, dobija se međusobni fazni pomeraj između napona i struje od 90° na drugom harmoniku, što predstavlja talasne oblike koji se mogu realizovati korišćenjem reaktivnog opterećenja na frekvenciji drugog harmonika, čija je vrednost uporediva sa završnom otpornošću na frekvenciji osnovnog signala. Efikasnost pojačavača dobijena na ovaj način ista je kao i za slučaj pojačavača u klasi B, zbog jedinične normalizovane amplitude osnovnog kosinusnog naponskog signala. Rezultujući talasni oblici signala za pojačavač snage u klasi J prikazani su na Sl. 2.26.



Sl. 2.26 Talasni oblik signala pojačavača u klasi J

Važna prednost pojačavača klase J u odnosu na pojačavače klase B ili klase AB ogleda se u tome što nije potrebno kratkospojiti drugi harmonik. Kapacitivnost koja se zahteva kao završna impedansa za drugi harmonik može se obezbediti izlaznom kapacitivnošću tranzistora, što je verovatno i jedan od glavnih razloga za široko prihvaćenu praktičnu primenu pojačavača klase J. Tipična topologija kola pojačavača snage u klasi J prikazana je na Sl. 2.27. Izlazna mreža za prilagođenje se sastoji od kondenzatora, koji obezbeđuje završnu impedansu za drugi harmonik i niskopropusne mreže kojom se prilagođava osnovni signal. U zavisnosti od radne frekvencije pojačavača i tipa tranzistora koji se koristi, parazitna izlazna kapacitivnost može imati vrednost približnu potrebnoj vrednosti definisanoj izrazima za projektovanje pojačavača u klasi J. U tom slučaju ceo problem projektovanja mreže za prilagođenje se pojednostavljuje i svodi na projektovanje prilagođenja za osnovni signal, pri čemu se naknadnim podešavanjima može uvesti neophodna reaktivna komponenta.

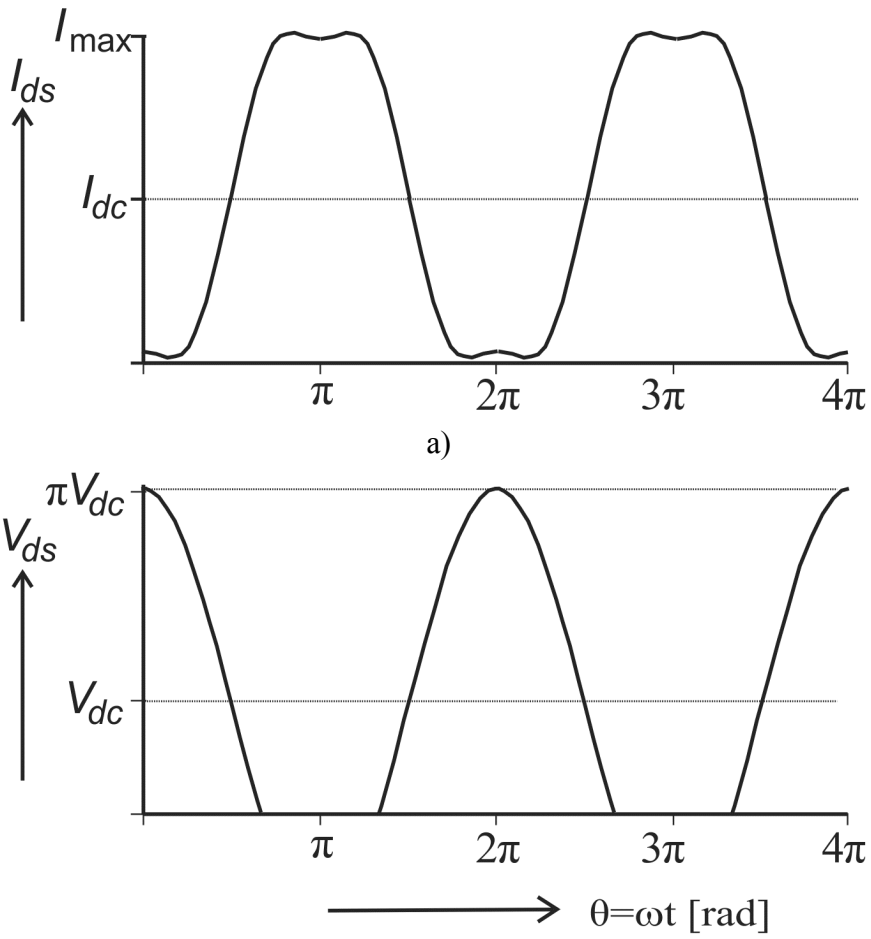
Viši harmonici naponskog signala mogu se uglavnom zanemariti zbog smanjenja amplitude struje odgovarajućeg harmonika i postojanja parazitne izlazne kapacitivnosti tranzistora.



Sl. 2.27 Izgled izlaznog kola za prilagođenje pojačavača snage u klasi J

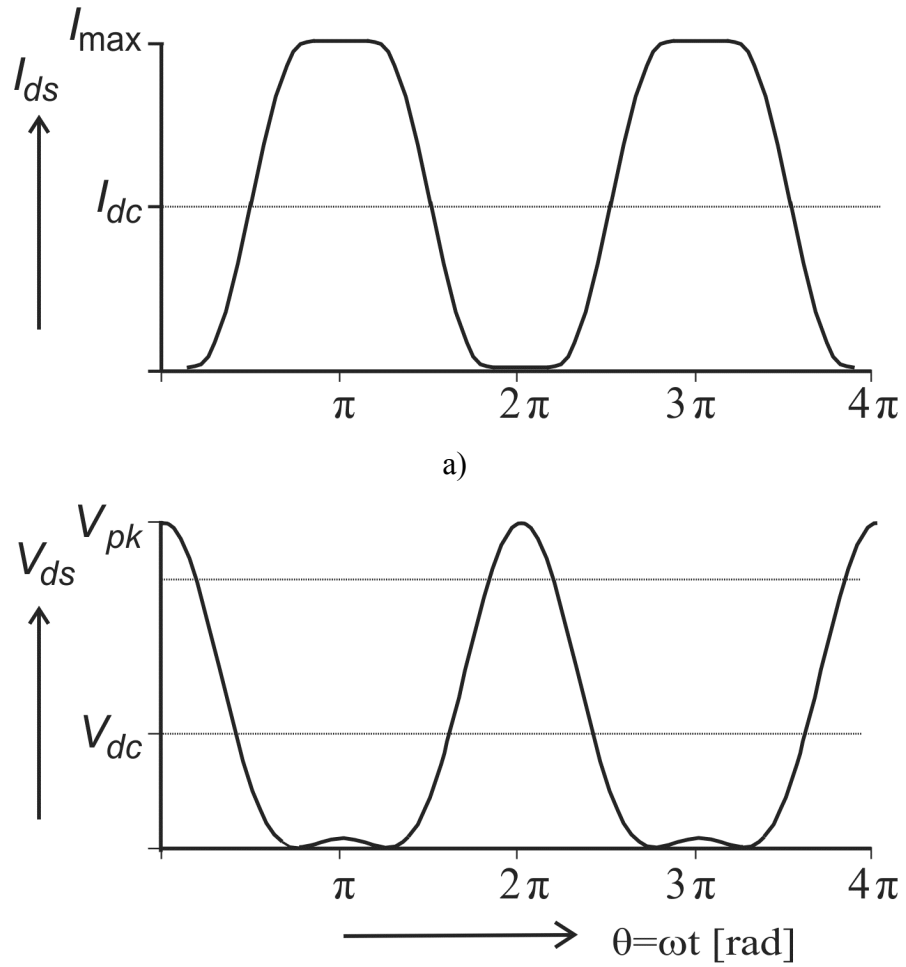
2.6.7 Inverzni modovi, inverzna klasa F (F^{-1})

Sve klase pojačavača opisane do sada mogu biti „invertovane“, odnosno talasni oblici napona i struje mogu da se zamene. Tako, na primer, inverzna klasa B imala bi kosinusni talasni oblik struje i talasni oblik napona u obliku ispravljene polutalasne sinusoide. U idealnom slučaju, snaga i efikasnost biće iste kao i kod klase B za maksimalno dozvoljeni nivo signala, ali bi efikasnost pri PBO uslovu rada pratila efikasnost klase A pri istim uslovima rada, zbog čega se ova klasa pojačavač skoro uopšte ne koristi. Mnogo interesantniji slučaj predstavljaju pojačavači snage u inverznoj klasi F (F^{-1}), kojima se jako puno posvećuje pažnja u literaturi poslednjih godina [49, 56]. Talasni oblici struje i napona prikazani na Sl. 2.28 odnose se na inverznu klasu F i ukazuju da se osnovna komponenta signala može povećati za faktor $\pi/2$ u odnosu na klasu F i klasu B, pri čemu jednosmerna komponenta ispravljene polutalasne sinusoide ima vrednost V_{pk}/π. Uz pretpostavku da se maksimalni napon amplitude πV_{dc} može bezbedno koristiti, povećanje napona predstavlja prednost inverzne klase F. Ovo odgovara potencijalnom povećanju snage od približno 2 dB u odnosu na pojačavač u klasi F i skoro 2.5 dB u odnosu na pojačavač u klasi B, ako se koristi ista komponenta sa istim naponom napajanja. U praksi, dodatno povećanje napona može dovesti do proboja komponente, mada u nekim situacijama to ne mora biti ograničenje.



Sl. 2.28 Talasni oblici za idealni pojačavač snage u klasi inverzno F

Talasni oblici signala na Sl. 2.28 predstavljaju idealne talasne oblike za klasu F^{-1} i teško ih je realizovati u praksi. Vrlo često se pojačavači klase F^{-1} projektuju polazeći od pojačavača napajanih za rad u klasi A. Napajanjem tranzistora sa većim naponom od maksimalno specificiranog (*over-driving condition*) može se postići klipovanje struje. Naime, za maksimalne vrednosti napona na ulazu, tranzistor se dovodi u zasićenje, dok za minimalne vrednosti napona tranzistor ne vodi. Talasni oblik signala u tom slučaju prikazan je na Sl. 2.29 i neznatno se razlikuje od maksimalno ravnog strujnog signala teorijski dobijenog za klasu F^{-1}. Ova odstupanja u talasnom obliku uticaće na neznatno smanjenje efikasnosti pojačavača. Mnogo veći problem u praksi predstavlja dobijanje željenog talasnog oblika napona. Idealni talasni oblik ispravljene polutalasne sinusoide sadrži veći broj harmonijskih komponenti, i uglavnom se aproksimira dodavanjem samo drugog harmonika. U tom slučaju, kao što je pokazano u poglavlju 2.6.6, amplituda osnovnog signala može se povećati za faktor $\sqrt{2}$, što je neznatno manje u odnosu na idealnu ispravljenu polutalasnu sinusoidu, kada se osnovni signal može povećati za faktor $\pi / 2$.

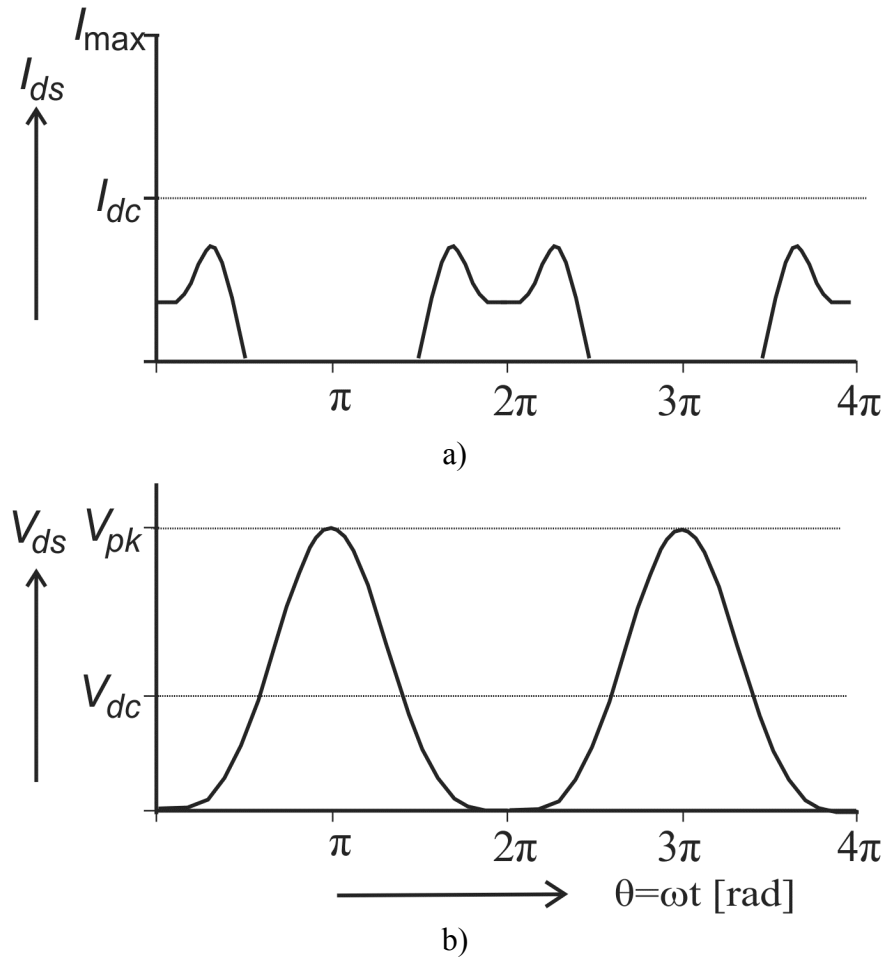


Sl. 2.29 Talasni oblici za realni pojačavač snage u klasi inverzno F

Kao prednosti klase F^{-1} mogu se smatrati povećanje snage i efikasnost, dok se nedostaci ogledaju u tome što se karakteristika efikasnosti pri PBO uslovima rada ponaša slično karakteristici pojačavača klase A pri istim uslovima rada. Ova sličnost proizilazi iz potreba za visokim vrednostima jednosmernog napajanja, što je neophodno da bi se dobio kvadratni talasni oblik strujnog signala.

Jedna zanimljiva varijacija talasnih oblika pojačavača klase F^{-1} prikazana je na Sl. 2.30. Talasni oblik struje predstavlja ispravljenu polutalasnu kosinusoidu sa odsečenim maksimumima. Uz određeno podešavanje, može se dozvoliti da napon bude manji od napona kolena, pri čemu će se vršiti klipovanje strujnog signala, kako bi on poprimio izgled koji dobro aproksimira pravougaoni talasni oblik. Ovaj proces uobličavanja se može dodatno podesiti kako bi se izgubio drugi harmonik strujnog signala. U tom slučaju nije potrebno voditi računa o završnom opterećenju na pojedinim harmonijskim komponentama signala, već završno opterećenje u vidu otvorenog kraja može obezbediti odgovarajući mod rada pojačavača koji ima poboljšanu efikasnosti pri PBO uslovima rada. Nedostatak klipovanja

strujnog signala na ovaj način se, pre svega, ogleda u značajnom smanjenju osnovnog harmonika strujnog signala, uslovljavajući smanjenje izlazne RF snage. Još jedna loša strana je nelinearnost ovako projektovanih pojačavača, tako da se oni ne preporučuju za korišćenje u aplikacijama sa amplitudno modulisanim signalima. Neki autori su ovu varijantu pojačavača nazvali pojačavačima klase G [57], što nije opšte prihvaćena kategorizacija.



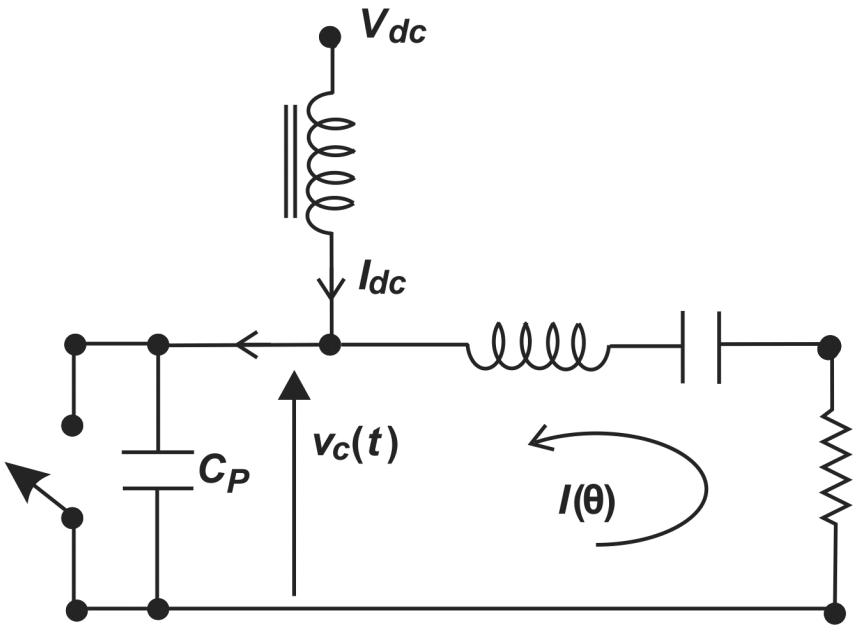
Sl. 2.30 Talasni oblici „odsečene“ verzije pojačavača snage u klasi inverzno F

2.6.8 Klasa E

U osnovi, klasa E se definiše kao prekidačka klasa pojačavača, kod koje se tranzistor aproksimira idealnim prekidačem. Naravno, ova aproksimacija izaziva određene nedoumice u pogledu primenljivosti prekidačkog režima rada tranzistora u području frekvencija reda GHz.

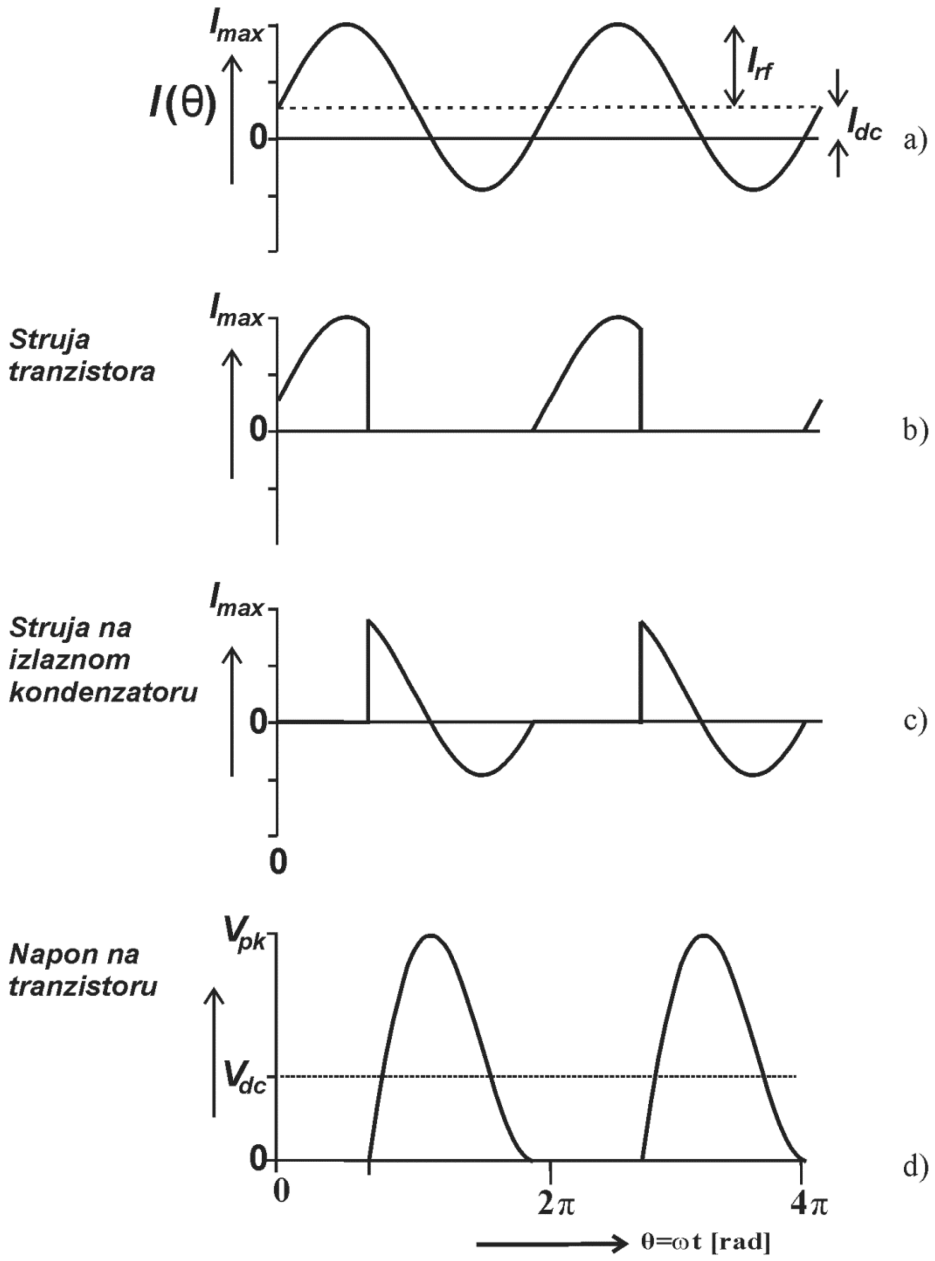
Na Sl. 2.31 prikazana je najjednostavnija topologija pojačavača za rad u klasi E. Aktivna komponenta se aproksimira idealnim prekidačem, koji ima zanemarljivo kratko vreme prelaska iz uključenog u isključeno stanje (i obrnuto) i koji se može neometano uključiti i isključiti u toku jedne periode RF signala. Prekidaču je paralelno povezan kondenzator, a

njima zajedno je paralelno povezano redno oscilatorno kolo. Pod pretpostavkom da se prekidač periodično uključuje i isključuje sa frekvencijom bliskoj rezonantnoj frekvenciji kola, u kolu će se javiti protok struje u rezonantnoj petlji. Na Sl. 2.32 prikazani su talasni oblici signala, uključujući i struju u rezonantnoj petlji, prekidaču i paralelno vezanom kondenzatoru.



Sl. 2.31 Osnovno kolo za pojačavač u klasi E

Uloga prekidača je da struju u rezonantnoj petlji usmeri kroz prekidač (kad je prekidač zatvoren) ili kroz paralelno vezani kondenzator (kada je prekidač otvoren). Zbog inertnosti rezonantnog kola, struja se ne može trenutno promeniti kada dolazi do promene stanja prekidača. Zbog toga se kondenzator puni i prazni strujom koja je prikazana na Sl. 2.32.c. Odgovarajući talasni oblik napon prikazan je na Sl. 2.32.d, i dobija se integraljenjem strujnog signala.



Sl. 2.32 Talasni oblici signala za idealni pojačavač snage u klasi E

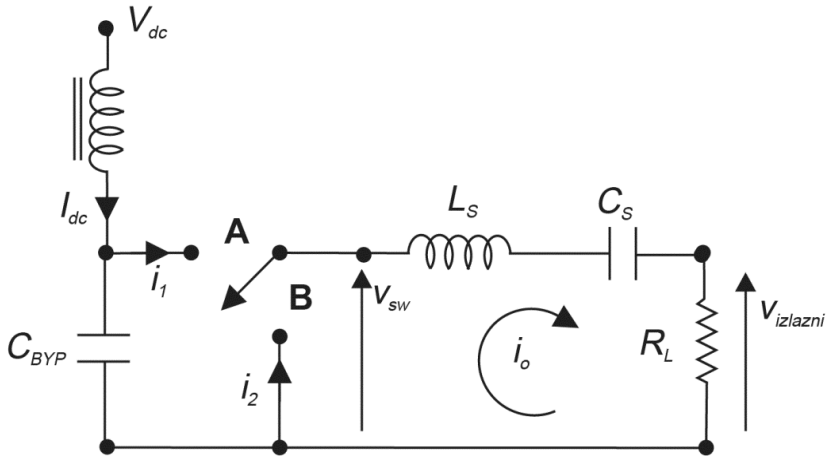
Posmatrajući talasne oblike napona i struje na prekidaču, jasno je da ne postoji vremenski period u toku RF periode u kome su i struja i napon na prekidaču različiti od nule. Iz tog razloga ovakav sistem ima 100% efikasnost prilikom konverzije jednosmerne u RF energiju. Usled rezonantne prirode kola koje predstavlja RF opterećenje sistema, dominantan deo RF energije biće na frekvenciji osnovnog signala. Međutim, ovako velika efikasnost je postignuta zahvaljujući pretpostavci da je prekidač u opisanom modu rada idealan. Još jedna činjenica koja je zanemarena jeste da maksimalan napon kroz prekidač može biti nekoliko puta veći od napona napajanja, što može izazvati proboj kada se idealni prekidač zameni realnim tranzistorom. U praksi, da bi se tranzistor ponašao kao prekidač, neophodno je

koristiti oblast kolena i oblast praga karakteristike tranzistora. U tom procesu se kroz tranzistor ne vodi maksimalna moguća struja, tako da se visoka efikasnost dobija na račun smanjenja izlazne snage, kao u slučaju pojačavača klase C. Ovo smanjenje snage može biti 2-3 dB u odnosu na pojačavače snage u klasi AB ukoliko se koristi isti tranzistor sa istim uslovima napajanja.

U praksi se mogu realizovati pojačavači klase E sa efikasnošću približno 90% u frekvencijskom opsegu reda nekoliko GHz, pri čemu tranzistor radi u jako nelinearnom režimu. Pojačavači u klasi E, i pored bitnih nedostataka, imaju potencijalnu mogućnost primene u RF i mikrotalasnim komunikacijama.

2.6.9 Klasa D

Blok šema pojačavača u klasi D prikazana je na Sl. 2.33. Pojačavači u klasi D pripadaju grupi prekidačkih pojačavača, kod kojih se tranzistor aproksimira idealnim prekidačem. Serijsko rezonantno RLC kolo koje je sastavni deo pojačavača klase D povezano je sa prekidačem koji spaja rezonantno kolo na generator jednosmernog napona, odnosno na masu, u zavisnosti od polariteta ulaznog prostoperiodičnog signala. Pretpostavka je da se frekvencija promene položaja prekidača poklapa sa rezonantnom frekvencijom RLC rezonantnog kola kao i da je Q faktor rezonantnog kola veliki.



Sl. 2.33 Blok šema pojačavača u klasi D

Sl. 2.34 prikazuje talasne oblike u pojedinim tačkama kola pojačavača u klasi D. Može se zapaziti da struja kroz RLC granu ima prostoperiodični oblik bez jednosmerne komponente. Kada je prekidač u položaju „A“, kroz rezonantno kolo se prenosi pozitivna poluperioda prostoperiodičnog strujnog signala. U položaju „B“, kroz rezonantno kolo se prenosi negativna poluperioda prostoperiodičnog strujnog signala. Zbir ova dva signala formira

prostoperiodični signal struje kroz RLC rezonantno kolo. Kako talasni oblik napona na prekidaču ima simetričan pravougaoni oblik, može se zaključiti da ne dolazi do disipiranja snage na prekidaču. Kako kroz prekidač u oba položaja protiče samo poluperioda prostoperiodičnog signala, koja ne sadrži parne harmonike, neće doći ni do disipiranja snage na harmonijskim komponentama osnovnog signala. Pod ovim pretpostavkama, proračun efikasnosti pojačavača u klasi D je jednostavan. Maksimalna vrednost struje se može predstaviti izrazom:

$$I_{\max} = \pi I_{dc}\,. \tag{2.40}$$

Treba napomenuti da se korišćenjem idealnih prekidača maksimalna vrednost struje, a samim tim i snage, može proizvoljno povećati smanjenjem vrednosti otpornika R_L. Struja osnovnog harmonika kroz RLC kolo data je izrazom:

$$I_1 = I_{\max}\,. \tag{2.41}$$

Znajući da napon koji se javlja na rezonantnom kolu ima pravougaoni oblik maksimalne vrednosti V_{dc}, napon osnovnog harmonika kroz rezonantno kolo može se predstaviti izrazom:

$$V_1 = V_{dc}\frac{2}{\pi}. \tag{2.42}$$

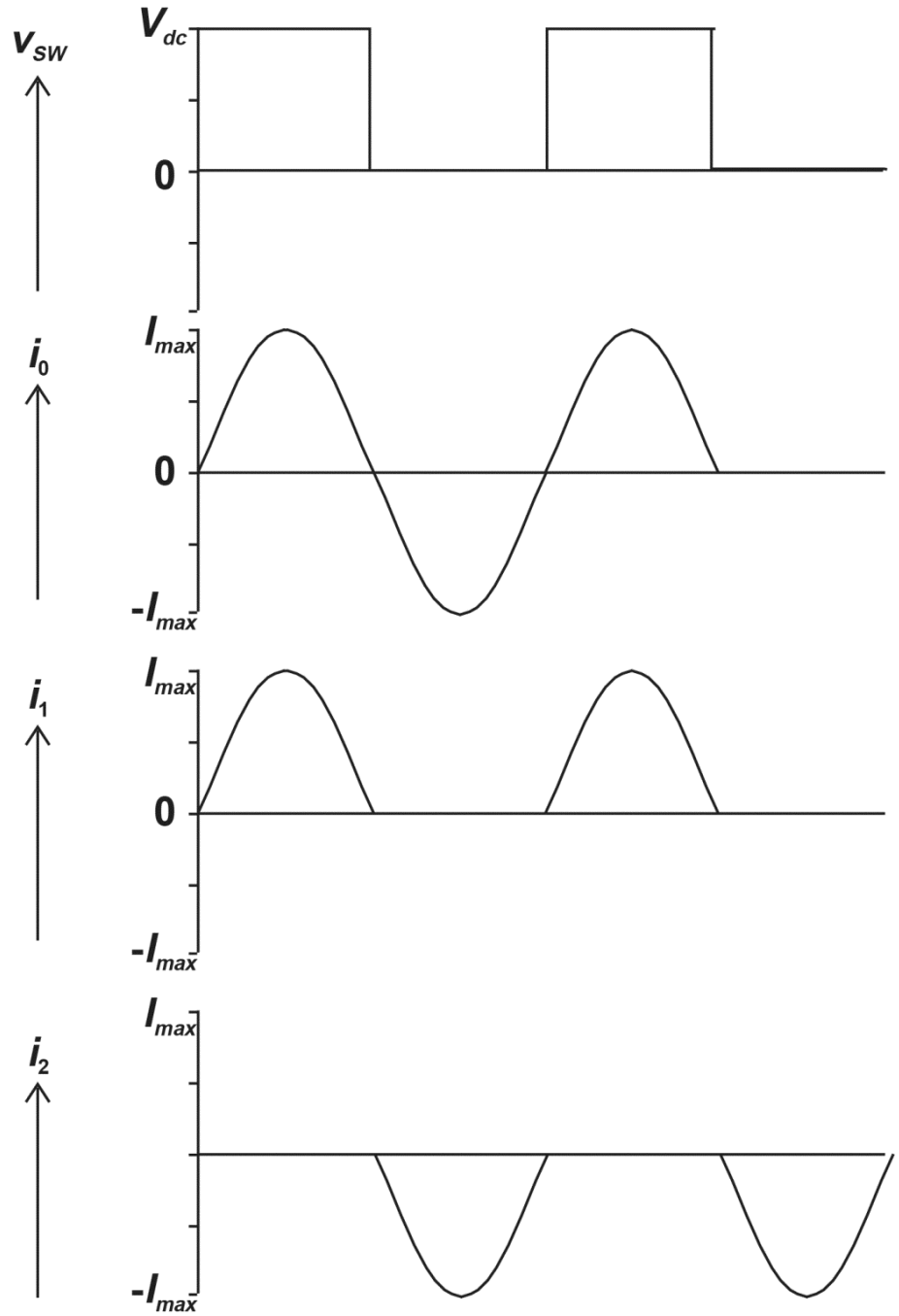
Snaga RF signala na osnovnom harmoniku može se predstaviti izrazom:

$$P_{rf} = \frac{V_1 I_1}{2} = \frac{V_{dc} I_{\max}}{\pi}, \tag{2.43}$$

dok je snaga jednosmernog napajanja:

$$P_{dc} = V_{dc} I_{dc} = \frac{V_{dc} I_{\max}}{\pi}, \tag{2.44}$$

tako da efikasnost pojačavača u klasi D očigledno iznosi 100%.



Sl. 2.34 Talasni oblici signala pojačavača u klasi D

Izlazna RF snaga na osnovnom harmoniku za pojačavače u klasi D u odnosu na pojačavače u klasi A, za iste vrednosti maksimalne struje, $I_{\max}$, i jednosmernog napona napajanja, V_{dc}, može se odrediti iz izraza (2.43) i (2.8) kao:

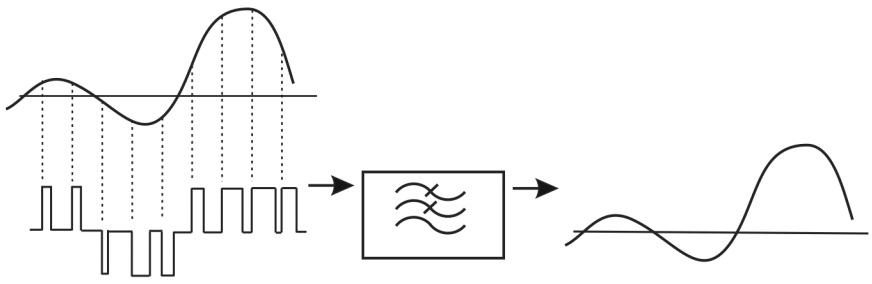
$$\frac{P_{rf-D}}{P_{rf-A}} = \frac{\frac{V_{dc}I_{\max}}{\pi}}{\frac{V_{dc}I_{\max}}{4}} = \frac{4}{\pi}, \tag{2.45}$$

što znači da je izlazna snaga pojačavača u klasi D za oko 1 dB veća u odnosu na izlaznu snagu pojačavača u klasi A kada oni koriste iste tranzistore i imaju isto napajanje.

Treba napomenuti da je kod ove konfiguracije pojačavača klase D, promena napona od vrha do vrha (*peak-to-peak*) jednaka DC naponu napajanja, dok je promena struje od vrha do vrha na osnovnom harmoniku dvostruko veća od maksimalne vrednosti struje na svakom pojedinačnom prekidaču. Konfiguracija pojačavača u klasi D prikazana na Sl. 2.33 može se realizovati pomoću para aktivnih komponenti povezanih u *push-pull* konfiguraciji. Prekidač u položaju „A“ predstavlja neuzemljenu komponentu u *push-pull* konfiguraciji, koja može dovesti do izvesnih problema vezanih za parazitne elemente na visokim frekvencijama. U literaturi se mogu naći primeri projektovanja pojačavača u klasi D na niskim frekvencijama [58] sa mogućnošću postizanja velike efikasnosti i snage. Međutim, mogućnost da se pojačavači klase D koriste za velike snage u području frekvencija reda GHz je zanemarljiva sa trenutnim stanjem tehnologije.

2.6.10 Klasa S

Klasa S pojačavača se može smatrati RF verzijom impulsno širinske modulacije (*PWM – Pulse Width Modulation*) koja se masovno primenjuje na nižim frekvencijama pod imenom klasa D. Osnovni princip rada prikazan je na Sl. 2.35. Signal se odmerava i generiše se povorka impulsa čija je širina proporcionalna amplitudi signala u trenutku odmeravanja. Ako se ovakva povorka impulsa propusti kroz filtar propusnik niskih frekvencija, doći će do rekonstrukcije originalnog signala, zbog čega se ovaj filtar naziva rekonstrukcionim filtrom [59, 60].



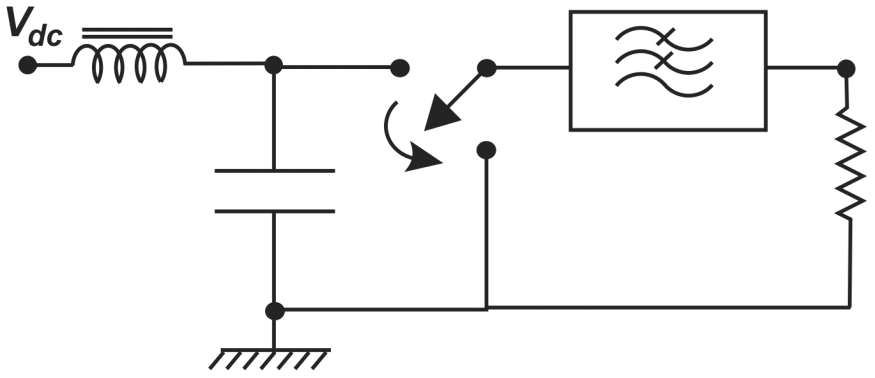
Sl. 2.35 Koncept pojačavača snage u klasi S

Problem kod primene pojačavač snage klase S u području frekvencija reda GHz je svakako frekvencija odmeravanja signala. Dok je za niže frekvencije moguće koristiti frekvenciju odmeravanja koja je 2 ili 3 reda veličine veća od frekvencije osnovnog signala, u

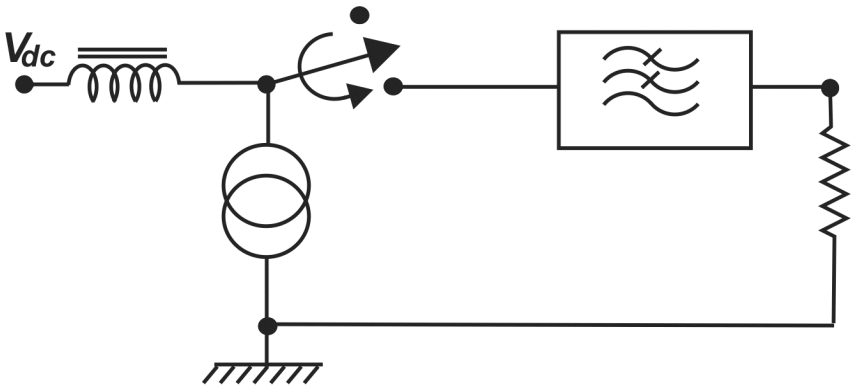
oblasti frekvencija reda GHz to postaje značajan problem. Drugi problem leži u činjenici da za postizanje visoke efikasnosti pojačavača klase S, rekonstrukcioni filtar ne bi trebalo da generiše značajnu snagu ni na jednoj od spektralnih komponenti koje se javljaju kao posledica procesa odmeravanja signala.

Na Sl. 2.36 prikazana je jedna od mogućnosti realizacije pojačavača u klasi S. Aktivna komponenta se ponaša kao prekidač koji preusmerava izlazni filtar na jedan od dva napona: nulti napon (uzemljenje) i pozitivan jednosmerni napon napajanja. Prebacivanje izlaznog filtra između idealnih naponskih izvora obezbeđuje da se u kolu pojavi samo struja na osnovnoj frekvenciji, za koju filtar predstavlja odgovarajuće otporno opterećenje. Za sve ostale harmonijske komponente filtar se ponaša kao veliko reaktivno opterećenje, tako da se na tim frekvencijama ne razvija nikakva snaga. Na žalost, ovakva topologija kola ne može se ostvariti jednim tranzistorom, što je prikazano na Sl. 2.37. Naime, tranzistor se može uključiti ili isključiti, ali bi to značilo da je filtar pobuđen prekidačkim strujnim izvorom, a ne naponskim izvorom. Mogućnost da se ovo reši ubacivanjem filtra u paraleli sa tranzistorom, koji bi obezbedio nisku impedansu za neželjene spektralne komponente nije dobra, zato što bi se signal na osnovnoj frekvenciji pojavio na tranzistoru. Kao posledica, javilo bi se dodatno zagrevanje tranzistora i gubljenje snage na njemu, što bi uzrokovalo smanjenje izlazne RF snage pojačavača.

Zbog toga, pogodna prekidačka konfiguracija zahteva najmanje komplementarni par tranzistora koji mogu da spajaju izlazno opterećenje na dva naponska generatora. Ovakva konfiguracija nije najpogodnija za realizaciju u frekvencijskom opsegu reda GHz, ali sa razvojem poluprovodničke tehnologije koja smanjuje parazitne efekte, realizacija pojačavača u klasi S postaje moguća i u oblasti frekvencija reda GHz.



Sl. 2.36 Konfiguracija pojačavača snage u klasi S



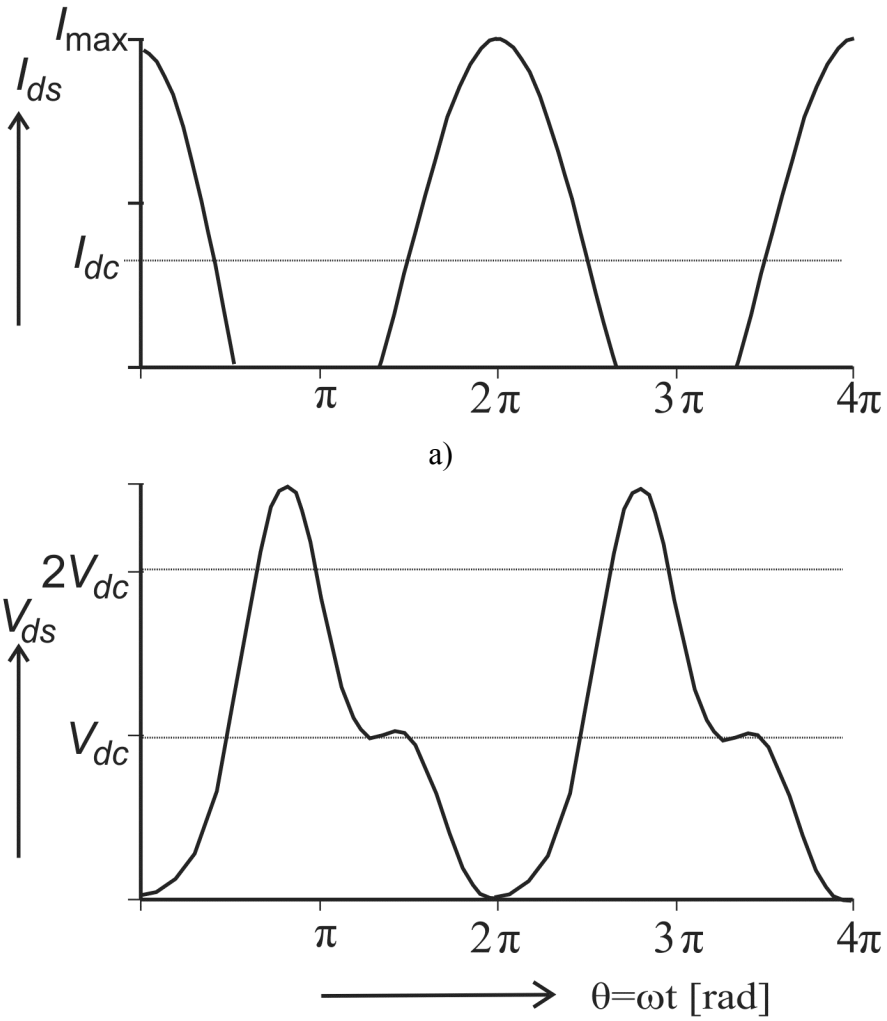
Sl. 2.37 Konfiguracija pojačavača snage u „lažnoj“ klasi S

2.6.11 Multimodni pojačavači

Klasifikacija pojačavača snage u različite klase ne može uvek i u potpunosti da se primeni. Naime, pripadnost pojačavača određenoj klasi utvrđuje se na osnovu talasnih oblika napona i struje tranzistora, pri čemu je na mikrotalasnom frekvencijskom opsegu jako teško izmeriti ove talasne oblike. Oni se mogu simulirati, ali i tada postoji slobodna procena o slaganju simuliranih talasnih oblika sa talasnim oblicima određene klase pojačavača. U praksi, realni tranzistori u realnim konfiguracijama pojačavača imaju talasne oblike koje je teško svrstati u pojedinačne klase. Ako posmatramo, na primer, talasne oblike napona i struje prikazane na Sl. 2.38, zaključujemo da struja ima oblik ispravljene polutalasne sinusoide, dok napon pored osnovnog signala sadrži i drugi i treći harmonik, tako da se ne može uvrstiti u klasu F, D ili J, koje su do sada opisane. Naponski talasni oblik, koji pored osnovnog harmonika sadrži i dodatne harmonijske komponente, može se predstaviti izrazom:

$$v(\theta) = V_{dc} + V_{1q}\cos(\theta) + V_{2q}\sin(2\theta) + V_{3q}\sin(3\theta)\,, \tag{2.46}$$

Kako su harmonijske komponente napona u kvadraturi sa osnovnim harmonikom struje, one neće doprineti ukupnoj snazi pojačavača. Zbog toga pojačavač ima efikasnost istu kao i pojačavači u klasi B, pri čemu harmonijske komponente nisu kratkospojene već su završene čisto reaktivnim opterećenjem. Ovakva situacija je vrlo česta prilikom praktične realizacije pojačavača snage. Vrlo je teško u praksi izvesti globalno kratkospajanje harmonijskih komponenti, i ovo je samo jedan od primera kakva može biti završna impedansa harmonijskih komponenti a da efikasnost i snaga budu kao kod pojačavača klase B.



Sl. 2.38 Multimodni talasni oblik naponskog signala koji u sebi sadrži drugi i treći harmonik

Generalno [54], ukoliko se talasni oblik napona može predstaviti kao:

$$v(\theta) = 1 - \cos(\theta) + v_{1q}\sin(\theta) + \sum_{k=2}^{n} V_{kq}\sin(k\theta), \tag{2.47}$$

odnosno, preko proizvoda članova koji su veći ili jednaki nuli, oblika:

$$(1 - \alpha\cos(k\theta)), \quad (1 - \beta\sin(k\theta)), \tag{2.48}$$

onda će pojačavač imati istu efikasnost i snagu kao i pojačavač u kasi B ukoliko komponenta osnovnog signala u fazi ima jediničnu amplitudu i komponente viših harmonika u fazi imaju nultu amplitudu. Na primer, naponski oblik signala kod pojačavača klase F (2.34) može se predstaviti ovim generalizovanim pristupom, pri čemu bi naponski signal imao oblik:

$$v(\theta) = \left(1 - \frac{2}{\sqrt{3}}\cos(\theta)\right)^2 * \left(1 + \frac{1}{\sqrt{3}}\cos(\theta)\right) * \left(1 - \beta\sin(\theta)\right), \tag{2.49}$$

sa koeficijentom $\beta = 0$.

Na kraju, treba napomenuti da se dati opis klasa pojačavača snage zasniva na određenim idealizacijama, bilo da se one odnose na karakteristiku same aktivne komponente, bilo da se one odnose na završno opterećenje osnovnog signala ili njegovih harmonijskih komponenti. Takođe, treba imati na umu da je jako teško kompleksnu interakciju između tranzistora i drugih elemenata u kolu pojačavača potpuno pouzdano i precizno opisati određenim, unapred definisanim klasama pojačavača, tim pre što je u području frekvencija reda GHz jako teško izmeriti talasne oblike napona i struje tranzistora, koje služe za definisanje klase rada pojačavača.

3 Tehnike za poboljšanje efikasnosti pojačavača snage

Jedan od problema vezanih sa pojačanjem amplitudno modulisanih RF signala leži u činjenici da se prilikom projektovanja pojačavača snage maksimalna efikasnost postiže za jedan nivo snage, koji zavisi od dizajna pojačavača, ali je uglavnom blizu maksimalne specificirane snage aktivne komponente koja se koristi za pojačavač. Kada se nivo snage smanjuje u odnosu na maksimalno projektovani nivo snage (PBO uslov rada), efikasnost pojačavača brzo opada, što dovodi do povećanja disipacije snage na aktivnoj komponenti i njenog zagrevanja. Krajnji efekat ove pojave se ogleda u smanjenju prosečne efikasnosti pojačavača, koja je znatno manja u odnosu na efikasnost za maksimalni nivo snage, tj. PEP (*Peak Envelope Power*) nivo. Tehnike koje se primenjuju za rešavanje ovog problema su dobro poznate i mogu biti vrlo efikasne.

Tehnike za poboljšanje efikasnosti (*Efficiency Enhancement Techniques*) uglavnom koriste kompleksna elektronska kola ili veći broj pojačavača (uglavnom dva) povezanih u paraleli. Ove tehnike su počele da se razvijaju sa pojavom radiodifuznih predajnika sa ciljem da se smanje troškovi rada predajnika i omogući kontrola zagrevanja predajnika. Naime, kratkotalasni radiodifuzni predajnici mogli su da emituju snagu reda desetine kilovata, za šta im je bila potrebna velika količina električne energije i kvalitetan sistem hlađenja, što je imalo znatan uticaj na troškove rada i održavanja takvih predajnika. Najznačajnije tehnike za poboljšanje efikasnosti pojačavača snage su: *Chireix's outphasing* [11, 61, 62], eliminacija i restauracija anvelope (*Envelope Elimination and Restoration* - EER) [63, 64], adaptacija napajanja (*Bias Adaptation*) [65, 66] i *Doherty* tehnika [67-79]. U ovom delu teze posebna pažnja je posvećena različitim konfiguracijama *Doherty* pojačavača, koji obezbeđuju visoku efikasnost u slučaju nižeg nivoa ulazne snage pojačavača.

3.1 *Chireix's outphasing*

Jednostavna *outphasing* konfiguracija prikazana je na Sl. 3.1. Amplitudno modulisani signal $S_{in} = A(t)\cos(\omega t)$ deli se na dva signala konstantne anvelope sa različitim fazama, ϕ i $-\phi$. Ovi signali se nezavisno pojačavaju i potom kombinuju. Signali konstantne anvelope mogu se predstaviti pomoću sledećih izraza:

$$S_1(t) = \cos(\omega t + \phi); \tag{3.1}$$

$$S_2(t) = \cos(\omega t - \phi)\,, \tag{3.2}$$

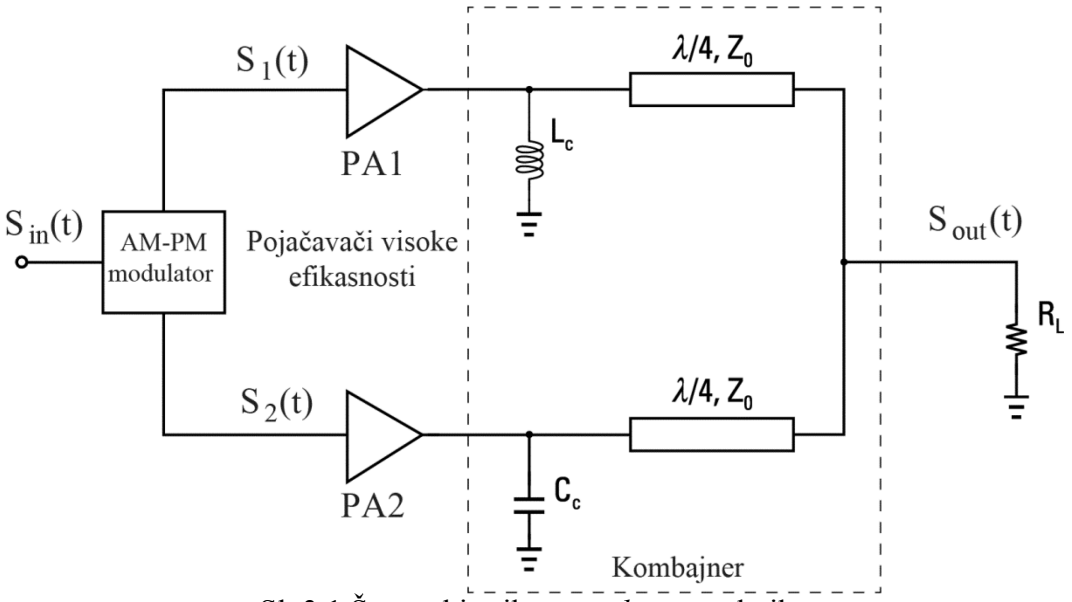
gde je:

$$\phi = \cos^{-1}\left[A(t)\right]. \tag{3.3}$$

Korišćenjem odgovarajućih trigonometrijskih relacija, dobija se:

$$S_{out}(t) = G*\left[S_1(t) + S_2(t)\right] = 2G*A(t)*\cos(\omega t)\,, \tag{3.4}$$

pri čemu je G pojačanje jednog pojačavača. Može se zaključiti da izlazni signal ovakvog sistema predstavlja ulazni signal pojačan koeficijentom $2G$. U ovom slučaju pojačavači su prilagođeni i obezbeđuju visoku efikasnost.

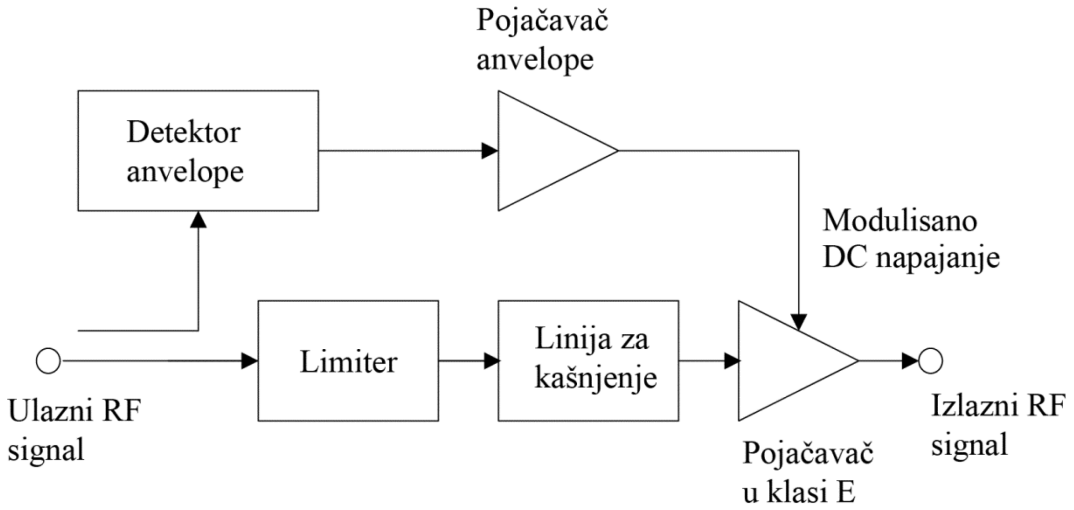


Sl. 3.1 Šematski prikaz *outphasing* tehnike

3.2 Eliminacija i restauracija anvelope – *Envelope Elimination and Restoration*

Eliminacija i restauracija anvelope - EER tehnika koristi dinamičko napajanje u cilju poboljšanja linearnosti i efikasnosti pojačavača. Na Sl. 3.2 prikazan je blok dijagram EER tehnike. U ovom slučaju informacije o amplitudi i fazi ulaznog signala se razdvajaju i amplituda signala se održava konstantnom korišćenjem limitera. Ulazni signal se propušta kroz limiter, koji obezbeđuje konstantnu amplitudu, i vodi se na pojačavač visoke efikasnosti. Na taj način se gubi informacija o anvelopi signala. Limiter služi i za minimiziranje AM-PM izobličenja. Kroz drugu granu ovog sistema, detektovana snaga ulaznog signala se vodi na

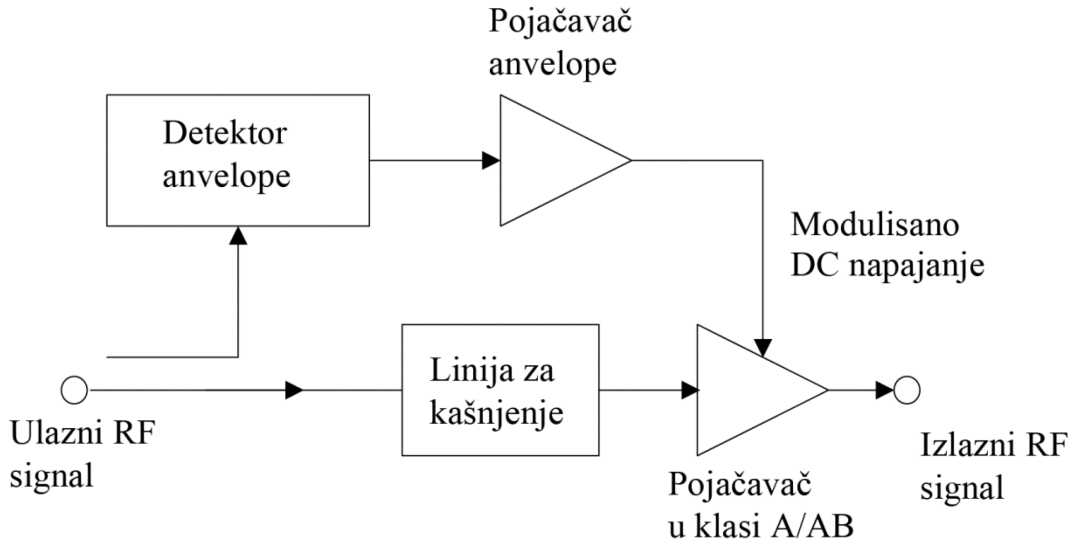
modulator jednosmernog napajanja. Amplituda se podešava korišćenjem adaptivne kontrole napajanja, tako da se vrši restauracija anvelope signala na izlazu. Linija za kašnjenje omogućava sinhronizaciju signala kojim se vrši adaptivna kontrola napajanja i signala kojim se pobuđuje glavni pojačavački stepen.



Sl. 3.2 Šematski prikaz EER tehnike

3.3 Adaptacija napajanja – *Bias Adaptation*

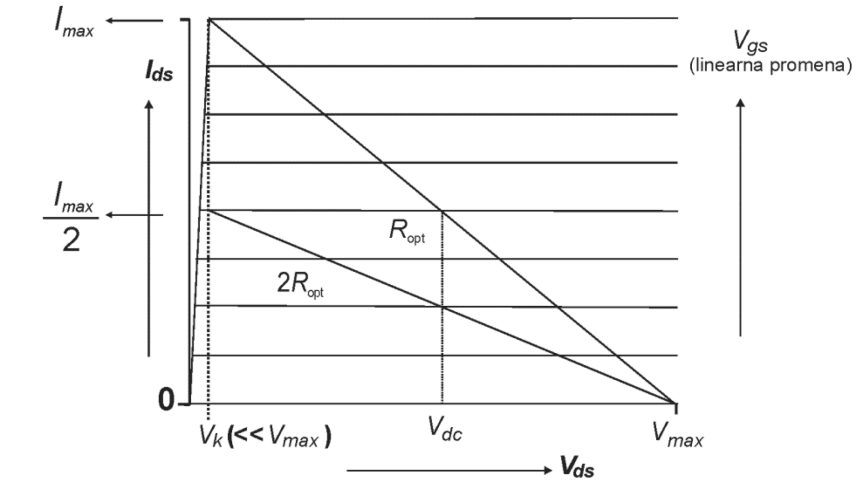
Izlazna snaga tranzistorskog pojačavača snage može se menjati ulaznim nivoom snage i/ili kontrolom napona i struje drejna/kolektora. Ukoliko se nivo ulazne snage značajno smanji, tako da tranzistor radi znatno ispod oblasti zasićenja, doći će do značajnog smanjenja izlazne snage i efikasnosti pojačavača. Međutim, efikasnost se i za ove uslove rada može održati na visokom nivou ukoliko se napon napajanja drejna/kolektora smanji proporcionalno smanjenju ulazne snage. Ova osobina je iskorišćenja da se obezbedila visoka efikasnost pojačavača snage kada je on pobuđen malim nivoima ulaznog signala. Na Sl. 3.3 prikazana je blok šema tehnike adaptacije napajanja. U ovom slučaju se ne koristi limiter, kao u prethodno opisanoj EER metodi, a pojačavač radi u približno linearnim uslovima rada. Jednosmerno napajanje je kontrolisano anvelopom ulaznog signala. Ova tehnika poboljšanja efikasnosti je jednostavnija za implementaciju od EER tehnike, ali ima nešto nižu efikasnost.



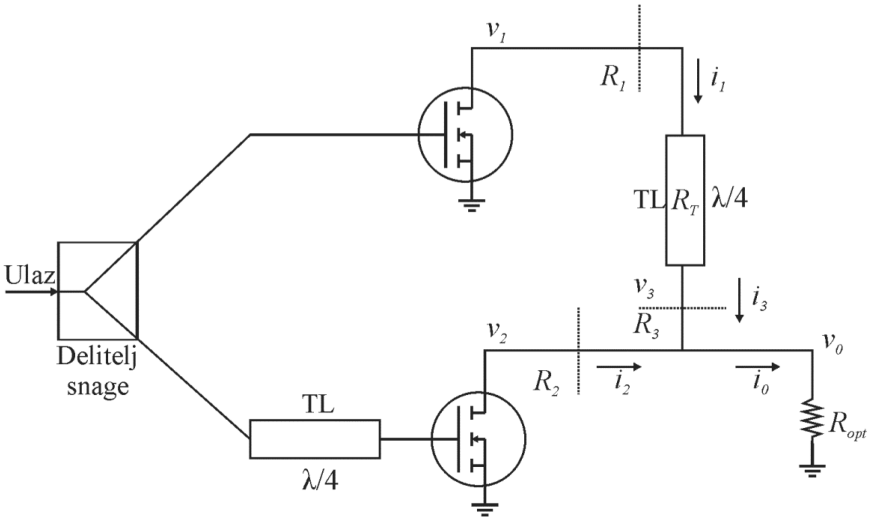
Sl. 3.3 Šematski prikaz tehnike adaptacije napajanja

3.4 *Doherty* pojačavač

Optimalno opterećenje, R_{opt}, za pojačavače koji rade u klasi A i klasi B određeno je maksimalnom dozvoljenom promenom napona i struje na tranzistoru, kao što je prikazano na Sl. 3.4.a. Efikasnost i izlazna snaga će dostići teorijsku maksimalnu vrednost ako je tranzistor opterećen optimalnim opterećenjem, i to samo u slučaju kada je RF signal na ulazu tranzistora precizno podešen da izazove maksimalnu promenu struje na izlazu, koja će zahvaljujući optimalnom opterećenju dovesti i do maksimalne promene napona. U cilju održanja visoke efikasnosti pojačavača i za slučaj smanjene snage ulaznog signala (PBO uslov rada), mora se obezbediti maksimalna promena napona kao što je bilo i u slučaju maksimalne ulazne snage. Na primer, ako je struja na izlazu jedna polovina maksimalne dozvoljene struje, promena napona mora imati maksimalnu dozvoljenu vrednost da bi se zadržala visoka efikasnost. Da bi se ovo postiglo, neophodno je promeniti vrednost završnog opterećenja sa R_{opt} na $2R_{opt}$. Ovo znači da opterećenje pojačavača ne može da bude konstantno ukoliko želimo da zadržimo visoku efikasnost pojačavača pri PBO uslovima rada. Upravo ova karakteristika dinamičke promene završnog opterećenja pojačavača sa R_{opt} na $2R_{opt}$ (i obrnuto) predstavlja osnovnu karakteristiku *Doherty* pojačavača.



a)



b)

Sl. 3.4 *Doherty* pojačavač: a) ponašanje promenljivog opterećenja; b) osnovno kolo

3.4.1 Osnovna teorija

Osnovna konfiguracija *Doherty* pojačavača prikazana je na Sl. 3.4.b. Sastoji se od dve aktivne komponente povezane četvrttalasnim invertorom impedanse na izlazu i simetričnim deliteljem snage na ulazu. Dodatna 90° transmisiona linija se nalazi u donjoj grani pojačavača kako bi se izvršila kompenzacija fazne razlike zbog postojanja četvrttalasnog invertora u gornjoj grani. Gornji tranzistor je uvek aktivan, i za male i za velike nivoe ulazne snage, tj. za ceo opseg amplituda struje $i_1 = \left[0, \frac{I_{1\max}}{2}\right]$. Zbog toga se pojačavač u gornjoj grani naziva *carrier* (glavni, *main*) pojačavač. Tranzistor u donjoj grani je aktivan samo za visoke snage

na ulazu pojačavača, tj. kada je amplituda struje u opsegu $i_1 = \left[\frac{I_{1\max}}{4}, \frac{I_{1\max}}{2} \right]$. Pojačavač u donjoj grani se zbog toga naziva *peaking* (pomoćni, *auxiliary*) pojačavač. Opterećenje tranzistora je optimalno opterećenje, R_{opt}, za slučaj maksimalne izlazne snage *carrier* pojačavača. *Carrier* pojačavač se obično napaja u klasi AB kako bi se ostvario odgovarajući kompromis izmeću efikasnosti i linearnosti. *Peaking* pojačavač se napaja u klasi C kako bi se obezbedilo da je tranzistor aktivan samo za slučaj visoke ulazne snage, kao i zbog visoke efikasnosti pojačavača u klasi C.

Rad *Doherty* pojačavača se zasniva na dva principa:

- Inverzija

  Javlja se na niskim nivoima snage, za amplitudu struje $i_1 = \left[0, \frac{I_{1\max}}{4} \right]$, gde samo *carrier* pojačavač radi. Struja kroz *peaking* tranzistor je jednaka nuli ($i_2 = 0$). Zbog toga je $R_3 = R_{opt}$ (Sl. 3.4). Impedansa koju vidi *carrier* pojačavač je:

$$R_1 = \frac{R_T^2}{R_3} = \frac{R_T^2}{R_{opt}}, \tag{3.5}$$

gde je R_T karakteristična impedansa invertora impedanse. Kako u opsegu amplituda struje $i_1 = \left[0, \frac{I_{1\max}}{4} \right]$ optimalna impedansa pojačavača treba da bude $2R_{opt}$ (Sl. 3.4.a), znači da je $R_1 = 2R_{opt}$. Vrednost karakteristične impedanse invertora može se odrediti kao:

$$2R_{opt} = R_1 = \frac{R_T^2}{R_{opt}} \quad \Rightarrow \quad R_T = \sqrt{2} * R_{opt}. \tag{3.6}$$

- Modulacija opterećenja (*Load Pull*)

  Za visoke nivoe signala, za amplitudu struje $i_1 = \left[\frac{I_{1\max}}{4}, \frac{I_{1\max}}{2} \right]$, potrebno je da se opterećenje *carrier* pojačavača promeni sa $2R_{opt}$ na R_{opt}. Da bi se ovo postiglo, neophodno je da *peaking* tranzistor počne sa radom. Ovaj tranzistor obezbeđuje struju i_2 koja modifikuje otpornost R_3, a na taj način i otpornost R_1. R_3 više nema vrednost R_{opt}, zahvaljujući promeni impedanse zbog postojanja struje i_2. Na osnovu slike Sl. 3.4.b, otpornost R_3 se može sračunati na sledeći način:

$$v_0 = i_0 R_{opt} = i_2 R_2 = i_3 R_3 ; \tag{3.7}$$

$$R_3 = \frac{i_0}{i_3} R_{opt} \quad \Rightarrow \quad R_3 = \frac{R_{opt}}{\alpha}, \tag{3.8}$$

pri čemu je koeficijent $\alpha = \frac{i_3}{i_0}$. Otpornost R_3 se posredstvom invertora impedanse transformiše u vrednost R_1, pri čemu je:

$$R_1 = \frac{R_T^2}{R_3} = \frac{2R_{opt}^2}{R_{opt}/\alpha} = 2\alpha R_{opt} . \tag{3.9}$$

Kako treba obezbediti $R_1 = R_{opt}$ kada je amplituda struje $i_1 = \frac{I_{1\max}}{2}$, onda koeficijent α treba da bude jednak 1/2, što znači da struje i_2 i i_3 treba da budu jednake. Veza između struja i_1 i i_3 može se uspostaviti preko snaga, tako da važi:

$$i_1 v_1 = i_3 v_3 \quad \Rightarrow \quad \frac{i_1}{i_3} = \frac{v_3}{v_1} = \frac{v_2}{v_1} . \tag{3.10}$$

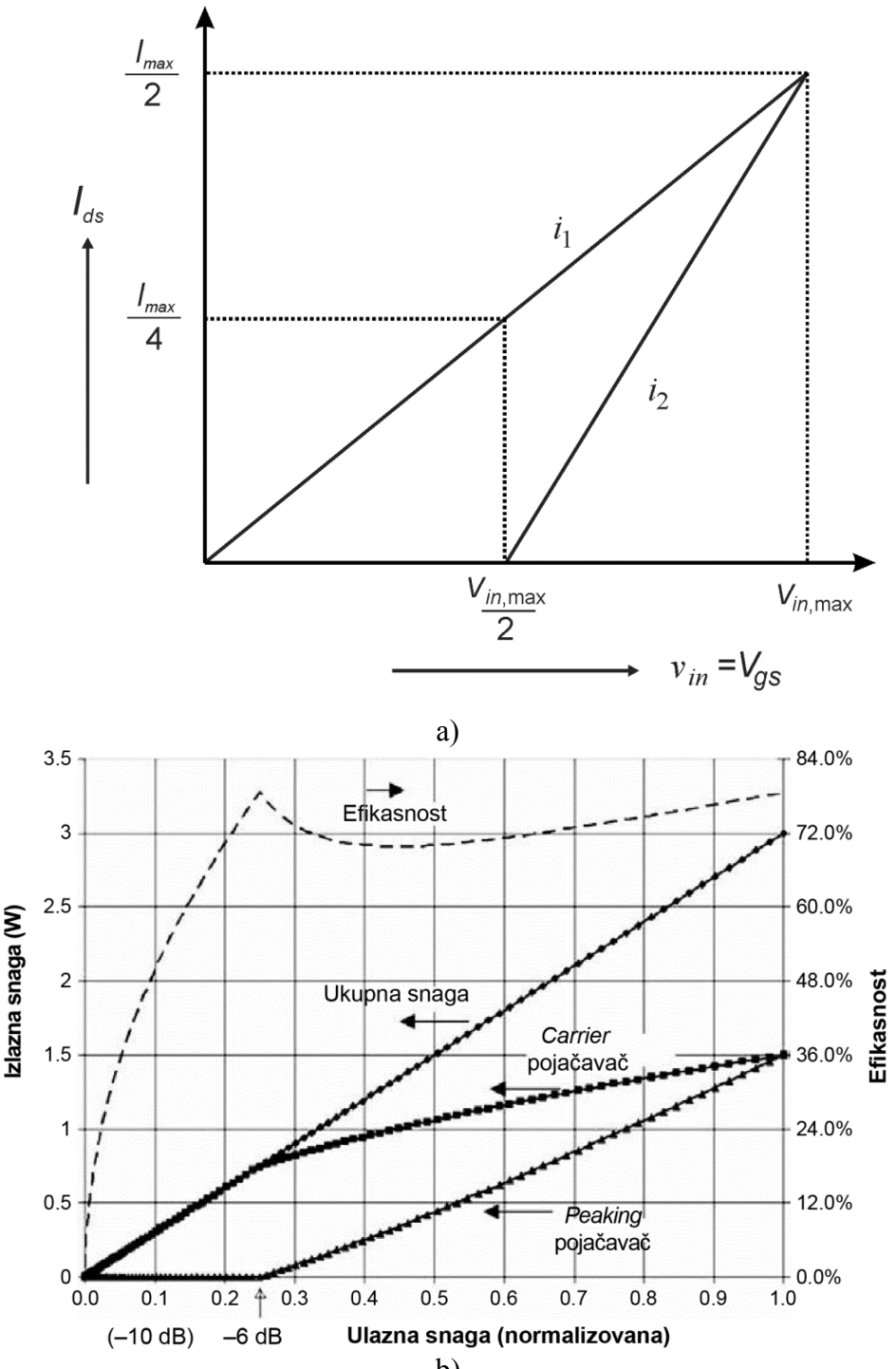
U uslovima maksimalne snage, ovo se može predstaviti kao:

$$\frac{I_{1\max}/2}{I_{3\max}/2} = \frac{I_{1\max}}{I_{3\max}} = \frac{V_{2\max}}{V_{1\max}} . \tag{3.11}$$

Uz pretpostavku da *carrier* i *peaking* tranzistori imaju isto napajanje, važi da je $V_{1\max} = V_{2\max} = V_{dc}$. U skladu sa tim važi:

$$I_{1\max} = I_{3\max} . \tag{3.12}$$

Može se zaključiti da *peaking* pojačavač treba da isporuči podjednaku struju kao i *carrier* pojačavač, u uslovima maksimalne snage, kako bi se otpornost koju vidi *carrier* pojačavač promenila sa $2R_{opt}$ na R_{opt}. Približno jednake maksimalne struje *carrier* i *peaking* tranzistora ne uslovljavaju da tranzistori treba da budu istih periferija (veličina). Dok *carrier* tranzistor ima promenu amplitude struje od 0 do $\frac{I_{\max}}{2}$ pri promeni ulaznog napona od 0 do $V_{in,\max}$, *peaking* tranzistor treba da ima istu promenu struje za manju promenu ulaznog napona od $\frac{V_{in,\max}}{2}$ do $V_{in,\max}$, kao što je prikazano na Sl. 3.5.a.



Sl. 3.5 *Doherty* pojačavač: a) strujana karakteristika; b) efikasnost u funkciji izlazne snage

U skladu sa prethodno navedenim zapažanjima, transkonduktansa gm_2 *peaking* tranzistora treba da bude dvostruko veća od transkonduktanse gm_1 *carrier* tranzistora. Zbog toga je poželjno koristiti tranzistor veće periferije kao *peaking* tranzistor. U vreme kada je predložena *Doherty* konfiguracija [67], problem sa transkonduktansom nije bio izražen, jer su

se kao aktivne komponente koristile vakumske cevi, čija se transkonduktansa mogla podešavati. Kod savremenih poluprovodničkih komponenti ne postoji mogućnost podešavanja transkonduktanse.

Sa stanovišta efikasnosti pojačavača, postoje dve radne tačke u kojima *Doherty* pojačavač ima maksimalnu efikasnost: kada se *carrier* tranzistor napaja sa polovinom maksimalne struje i kada se napaja sa maksimalnom strujom. Efikasnost između ove dve radne tačke je manja zbog uključivanja *peaking* tranzistora, čija je efikasnost mala do dostizanja maksimalne izlazne struje. Izlazni opseg snaga, ER (*Efficiency Range*), u kojima je postignuta visoka efikasnost pojačavača, može se odrediti kao:

$$ER = P_{total}\left[\mathrm{dBm}\right]\Big|_{i_1 = I_{1\max}/2} - P_{total}\left[\mathrm{dBm}\right]\Big|_{i_1 = I_{1\max}/4}; \tag{3.13}$$

$$P_{total}\Big|_{i_1 = I_{1\max}/4} = \frac{V_{dc}}{\sqrt{2}}\frac{I_{\max}/4}{\sqrt{2}} = \frac{V_{dc} I_{\max}}{8}; \tag{3.14}$$

$$P_{total}\Big|_{i_1 = I_{1\max}/2} = \frac{V_{dc}}{\sqrt{2}}\frac{I_{\max}/2}{\sqrt{2}} + \frac{V_{dc}}{\sqrt{2}}\frac{I_{\max}/2}{\sqrt{2}} = \frac{V_{dc} I_{\max}}{2}, \tag{3.15}$$

odakle se može zaključiti da je $ER = 6\,\mathrm{dB}$, što predstavlja izlazni opseg snaga za osnovni *two-way Doherty* pojačavač. To znači da pojačavač može raditi u opsega izlazne snage do 6 dB ispod maksimalne vrednosti, a da pri tome bude zadržana dobra efikasnost u okviru celokupnog posmatranog opsega. Teorijski dobijena promena efikasnosti *Doherty* pojačavača sa promenom ulazne snage, kao i doprinos snage svakog od pojačavačkih stepena na ukupnu izlaznu snagu *Doherty* pojačavača prikazana je na Sl. 3.5.b.

3.4.2 Generalizacija *two-way Doherty* pojačavača

Iako klasičan *Doherty* pojačavač obezbeđuje visoku efikasnost do 6 dB smanjenja izlazne snage, interesantno je da se prethodna analiza može generalizovati i odrediti uslovi za proširenje opsega izlazne snage do bilo koje teorijske vrednosti, uz očuvanje visoke efikasnosti pojačavača. Struja *carrier* tranzistora u trenutku kada *peaking* tranzistor počinje da vodi, obeležena sa i_{1T}, predstavlja ujedno i tačku u kojoj *carrier* tranzistor ima maksimalnu dozvoljenu promenu napona. U tom slučaju, koeficijent α može imati sledeće vrednosti:

$$\alpha = \frac{i_3}{i_0} = \frac{i_3}{i_2 + i_3} = \begin{cases} 1 & i_1 \le i_{1T} \\ \alpha_p < \alpha < 1 & i_{1T} < i_1 < \dfrac{I_{1\max}}{2} \\ \alpha_p & i_1 = \dfrac{I_{1\max}}{2} \end{cases}, \tag{3.16}$$

pri čemu je

$$\alpha_p = \frac{I_{3\max}/2}{I_{0\max}/2} = \frac{I_{1\max}/2}{I_{0\max}/2}, \tag{3.17}$$

pod pretpostavkom da oba tranzistora imaju isto napajanje, i da su $\frac{I_{1\max}}{2}$, $\frac{I_{3\max}}{2}$ i $\frac{I_{0\max}}{2}$ maksimalne vrednosti amplituda struja i_1, i_3 i i_0, respektivno.

Definišimo faktor k kao:

$$k = \frac{i_{1T}}{I_{1\max}/2}. \tag{3.18}$$

Kao i u slučaju osnovne konfiguracije *Doherty* pojačavača, razmatraju se dva različita principa:

- Inverzija

Vodi samo *carrier* tranzistor. Otpornost R_1 se zbog postojanja invertora impedanse može predstaviti na sledeći način:

$$R_1 = \frac{R_T^2}{R_{opt}} = R_{opt_T} \quad \Rightarrow \quad R_T = \sqrt{R_{opt} R_{opt_T}}, \tag{3.19}$$

gde R_{opt_T} predstavlja optimalno opterećenje u trenutku kada *peaking* tranzistor počinje da vodi, i potrebno je da ova otpornost bude:

$$R_{opt_T} = \frac{V_{dc}}{i_{1T}} = \frac{V_{dc}}{k\frac{I_{1\max}}{2}} = \frac{1}{k}\left(\frac{2V_{dc}}{I_{1\max}}\right), \tag{3.20}$$

odnosno:

$$R_{opt_T} = \frac{R_{opt}}{k}. \tag{3.21}$$

Zamenjujući izraz (3.21) u (3.19), dobija se:

$$R_T = \frac{R_{opt}}{\sqrt{k}}. \tag{3.22}$$

- Modulacija opterećenja (*Load Pull*)

Kada *peaking* tranzistor počne da vodi, tada struja i_2 počinje da menja vrednost otpornika R_3. Struja kroz *peaking* tranzistor raste dok ne dostigne maksimalnu vrednost, i pri tim uslovima rada *carrier* tranzistor treba da je opterećen otpornošću R_{opt}. Pri takvim uslovima rada, zahvaljujući efektu promene impedanse, vrednost otpornika R_3, u skladu sa (3.8), iznosi:

$$R_3 = \frac{R_{opt}}{\alpha_p}. \tag{3.23}$$

Uzimajući u obzir invertor impedanse i izraz (3.22), otpornost R_1 se može predstaviti kao:

$$R_1 = \frac{R_T^2}{R_3} = \frac{R_T^2}{R_{opt}/\alpha_p} = \frac{R_{opt}^2}{kR_{opt}/\alpha_p} = \frac{\alpha_p R_{opt}}{k}, \tag{3.24}$$

pri čemu otpornost R_1 treba da bude R_{opt} na izlazu *carrier* tranzistora:

$$R_1 = \frac{\alpha_p R_{opt}}{k} = R_{opt}, \tag{3.25}$$

što znači da je zadovoljena sledeća jednakost:

$$\alpha_p = k. \tag{3.26}$$

Prethodni izraz pokazuje da je odnos između struja i_{1T} i $I_{1\max}/2$ isti kao i potreban odnos između struja $I_{1\max}/2$ i $I_{0\max}/2$.

Vrednosti otpornosti R_1 i R_2 u celom opsegu snaga pojačavača date su izrazima:

$$R_1 = \begin{cases} \dfrac{R_{opt}}{\alpha_p} & i_1 \le i_{1T} \\ \dfrac{\alpha}{\alpha_p} R_{opt} & i_{1T} < i_1 < \dfrac{I_{1\max}}{2} \\ R_{opt} & i_1 = \dfrac{I_{1\max}}{2} \end{cases}, \tag{3.27}$$

$$R_2 = \begin{cases} \infty & i_1 \le i_{1T} \\ \dfrac{R_{opt}}{1-\alpha} & i_{1T} < i_1 < \dfrac{I_{1\max}}{2} \\ \dfrac{R_{opt}}{1-\alpha_p} & i_1 = \dfrac{I_{1\max}}{2} \end{cases}. \tag{3.28}$$

Izlazni opseg snaga u kojima je postignuta visoka efikasnost pojačavača može se odrediti kao i kod standardne konfiguracije *Doherty* pojačavača:

$$ER = P_{total}\left[\text{dBm}\right]\Big|_{i_1 = I_{1\max}/2} - P_{total}\left[\text{dBm}\right]\Big|_{i_1 = i_{1T}}, \tag{3.29}$$

pri čemu je:

$$P_{total}\Big|_{i_1 = i_{1T}} = \frac{V_{dc}}{\sqrt{2}}\frac{i_{1T}}{\sqrt{2}}; \tag{3.30}$$

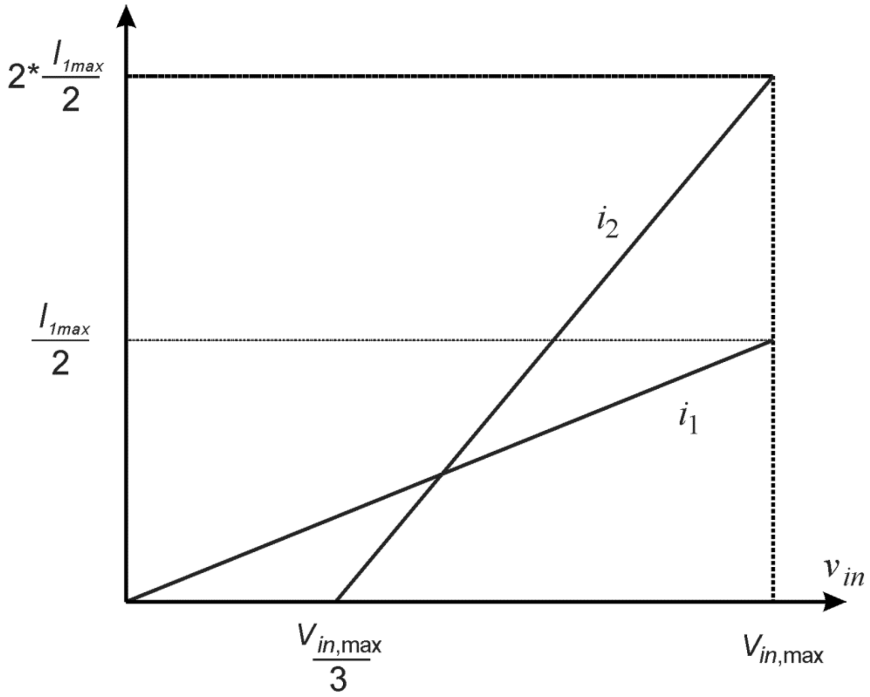
$$P_{total}\Big|_{i_1 = I_{1\max}/2} = \frac{V_{dc}}{\sqrt{2}}\frac{I_{1\max}/2}{\sqrt{2}} + \frac{V_{dc}}{\sqrt{2}}\frac{I_{2\max}/2}{\sqrt{2}}. \tag{3.31}$$

Izraz za ER se može predstaviti kao:

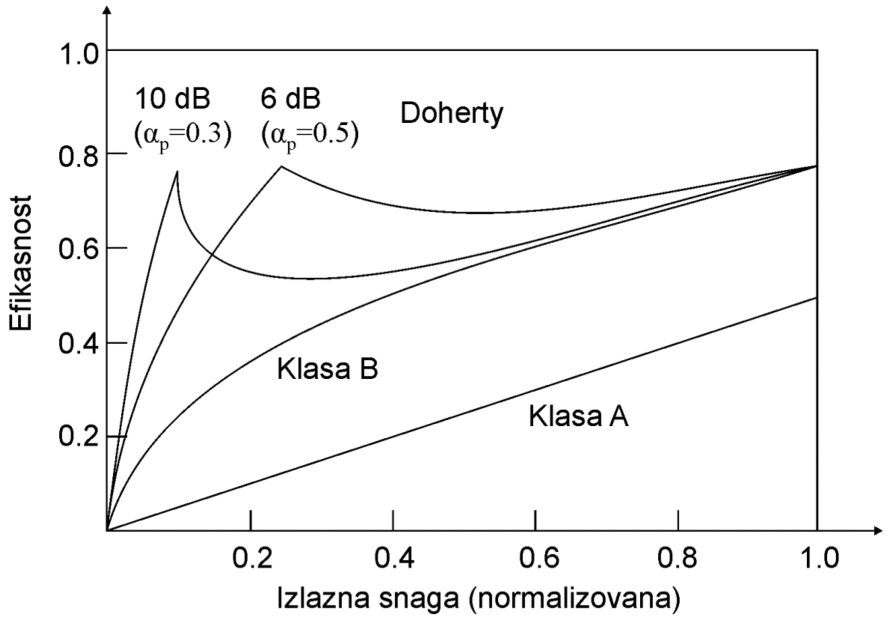
$$ER = 10\log\left(\frac{\dfrac{V_{dc}}{\sqrt{2}}\dfrac{I_{1\max}/2}{\sqrt{2}} + \dfrac{V_{dc}}{\sqrt{2}}\dfrac{I_{2\max}/2}{\sqrt{2}}}{\dfrac{V_{dc}}{\sqrt{2}}\dfrac{i_{1T}}{\sqrt{2}}}\right) = 10\log\left(\frac{\dfrac{I_{1\max}}{2} + \dfrac{I_{2\max}}{2}}{i_{1T}}\right). \tag{3.32}$$

Zamenom izraza (3.18) u (3.32) dobija se:

$$ER = 10\log\left(\frac{\dfrac{I_{1\max}}{2} + \dfrac{I_{2\max}}{2}}{k\dfrac{I_{1\max}}{2}}\right). \tag{3.33}$$



a)



b)

Sl. 3.6 *Doherty* pojačavač sa ER=10 [dB]: a) strujna karakteristika; b) efikasnost

Sa Sl. 3.4.b može se zaključiti da je:

$$i_0 = i_3 + i_2, \tag{3.34}$$

dok se iz izraza (3.12) može zaključiti da je:

$$\frac{I_{3\max}}{2} = \frac{I_{1\max}}{2}. \tag{3.35}$$

Uzimajući u obzir izraze (3.34), (3.35), (3.12) i (3.26), izraz (3.33) se svodi na:

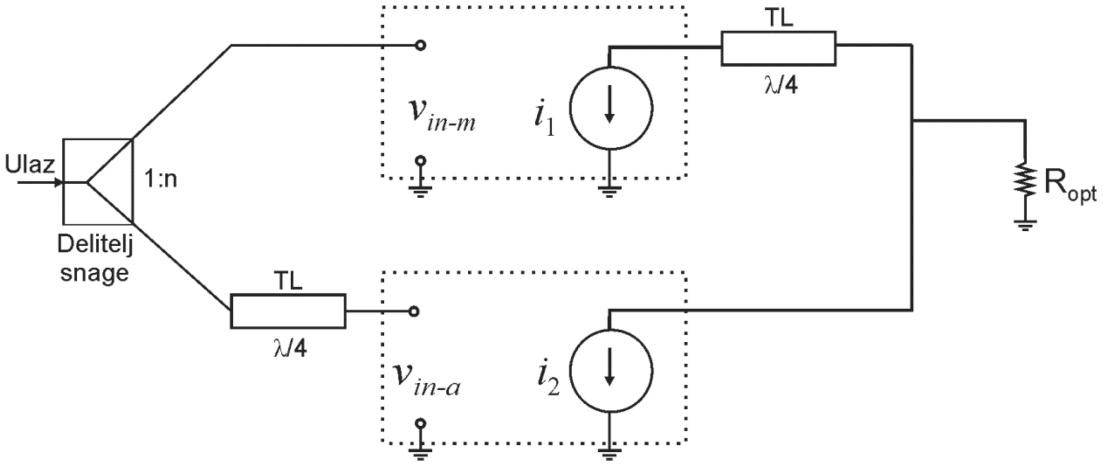
$$ER = 10\log\left(\frac{\frac{I_{1\max}}{2}+\frac{I_{2\max}}{2}}{k\frac{I_{1\max}}{2}}\right) = 10\log\left(\frac{\frac{I_{3\max}}{2}+\frac{I_{2\max}}{2}}{k\frac{I_{1\max}}{2}}\right) = 10\log\left(\frac{\frac{I_{0\max}}{2}}{k\frac{I_{1\max}}{2}}\right) = 10\log\left(\frac{1}{k\alpha_p}\right) = -20\log(\alpha_p) \quad (3.36)$$

Dobijeni rezultati daju dobru aproksimaciju za određivanje specifikacija aktivnih komponenti ukoliko je unapred zadat željeni opseg snaga u kome *Doherty* pojačavač treba da ima visoku efikasnost i pored toga što su prilikom izvođenja ovih izraza pretpostavljene idealne karakteristike tranzistora. Ako je potrebno, na primer, obezbedili dobru efikasnost u celom opsegu snaga za WiMAX signal, koji ima 10 dB PAR odnos, potrebno je koristiti *Doherty* pojačavač koji je okarakterisan sa 10 dB vrednosti parametra ER. Na osnovu izraza (3.36), može se odrediti vrednost koeficijenta $\alpha_p = 0.3$. Ovo znači da će *peaking* tranzistor početi da vodi kada *carrier* tranzistor dostigne jednu trećinu maksimalne struje, kao i da je maksimalna struja *peaking* tranzistora dva puta veća od maksimalne struje *carrier* tranzistora, što je prikazano na Sl. 3.6.a. U isto vreme, transkonduktansa *peaking* tranzistora treba da bude tri puta veća od transkonduktanse *carrier* tranzistora. Na Sl. 3.6.b prikazana je teorijski dobijena efikasnost za ovako projektovan *Doherty* pojačavač. Sa slike se može uočiti i da efikasnost između dve maksimalne vrednosti opada sa povećanjem ER opsega. Ovaj pristup se u praksi može iskoristiti za postizanje dobre efikasnosti u opsegu ne većem od 10 dB.

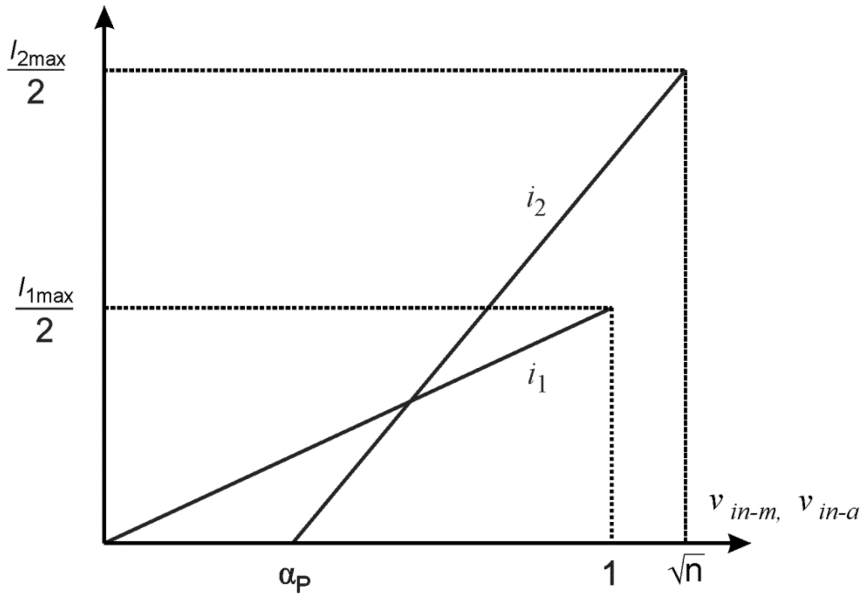
3.4.3 Kompenzacija dimenzija tranzistora asimetričnom podelom snage

Na osnovu prethodne analize zaključujemo da je neophodno da *peaking* tranzistor ima veću periferiju, odnosno površinu gejta, (kojom se obezbeđuje veća transkonduktansa i struja zasićenja tranzistora) u odnosu na *carrier* tranzistor. Ipak, moguće je projektovati *Doherty* pojačavač i korišćenjem tranzistora sličnih periferija. U tom slučaju, neophodno je primeniti asimetričnu podelu snage i dovesti veću snagu *peaking* tranzistoru. Efekat koji se ovim postiže je sličan efektu korišćenja *peaking* tranzistora veće transkonduktanse. Osim toga, asimetrični delitelji snage se zahteva i u slučaju kada su veličine tranzistora određene u skladu sa zahtevom za opseg efikasnosti *Doherty* pojačavača [80, 81]. Na taj način se vrši

kompenzacija manjeg pojačanja *peaking* tranzistora napajanog u klasi C u cilju dobijanja ravnije krive pojačanja celog *Doherty* pojačavača.



a)



b)

Sl. 3.7 Asimetrični *Doherty* pojačavač: a) osnovna blok šema; b) strujna karakteristika

Početna aproksimacija za odnos deljenja snage kod asimetričnog delitelja snage može se dobiti razmatranjem pojednostavljene konfiguracije *Doherty* pojačavača prikazane na Sl. 3.7.a [81]. Polazi se od pretpostavke da je na ulazu pojačavača asimetričan delitelj snage odnosa deljenja $1:n$, da je transkonduktansa *carrier* tranzistora g_{m-m} i da je transkonduktansa *peaking* tranzistora g_{m-a}. Ulazni napon je normalizovan u skladu sa Sl. 3.7.b, tj. maksimalni normalizovan napon *carrier* tranzistora je 1, dok je maksimalni normalizovan napon *peaking* tranzistora $\sqrt{n}$. Na ulazu pojačavača važi sledeća relacija vezana za snagu:

$$P_{in} = P_{in_m} + P_{in_a} = P_{in_m} + nP_{in_m}, \tag{3.37}$$

odakle se dobija da su snage na ulazu *carrier* pojačavača, P_{in_m}, i *peaking* pojačavača, P_{in_a}, date izrazima:

$$P_{in_m} = \frac{1}{1+n} P_{in}; \tag{3.38}$$

$$P_{in_a} = \frac{n}{1+n} P_{in}. \tag{3.39}$$

Ako se izrazi (3.38) i (3.39) predstave pomoću napon, dobija se:

$$v_{in-m} = \frac{1}{\sqrt{1+n}} v_{in}; \tag{3.40}$$

$$v_{in-a} = \sqrt{\frac{n}{1+n}} v_{in}. \tag{3.41}$$

U cilju određivanja odgovarajuće struje, izraze za napone (3.40) i (3.41) treba pomnožiti sa odgovarajućim transkonduktansama. Treba imati na umu i da *peaking* pojačavač počinje da vodi kada napon dostigne vrednost $v_{in-a} = \alpha_p$, kao što je prikazano na Sl. 3.7.b.

$$i_1 = g_{m-m} v_{in-m} = g_{m-m} \frac{v_{in}}{\sqrt{1+n}}; \tag{3.42}$$

$$i_2 = g_{m-a}(v_{in-a} - \alpha_p) = g_{m-a}\left(\sqrt{\frac{n}{1+n}} v_{in} - \alpha_p\right). \tag{3.43}$$

Koristeći izraze (3.42) i (3.43) određuje se odnos struja :

$$\frac{i_1}{i_2} = \frac{g_{m-m}}{g_{m-a}} \frac{\frac{v_{in}}{\sqrt{1+n}}}{\sqrt{\frac{n}{1+n}} v_{in} - \alpha_p}. \tag{3.44}$$

Ako se poslednji izraz posmatra za maksimalan ulazni napon $v_{in_{\max}} = \sqrt{1+n}$ [81] odnosno za maksimalne vrednosti struja i_1 i i_2, sledi:

$$\left.\frac{i_1}{i_2}\right|_{\max} = \frac{g_{m-m}}{g_{m-a}} \frac{1}{\sqrt{n} - \alpha_p}. \tag{3.45}$$

Sa druge strane, posmatrajući izraze (3.12) i (3.16) dobija se:

$$\alpha = \frac{i_3}{i_2 + i_3} = \frac{i_1}{i_2 + i_1}, \tag{3.46}$$

odnosno:

$$\frac{1}{\alpha} = \frac{i_2 + i_1}{i_1} = 1 + \frac{i_2}{i_1} \quad \Rightarrow \quad \frac{i_1}{i_2} = \frac{\alpha}{1-\alpha}. \tag{3.47}$$

Za maksimalne vrednosti struja izraz (3.47) postaje:

$$\left.\frac{i_1}{i_2}\right|_{\max} = \frac{\alpha_p}{1-\alpha_p}. \tag{3.48}$$

Izjednačavajući izraze (3.45) i (3.48) dobija se:

$$\frac{\alpha_p}{1-\alpha_p} = \frac{g_{m-m}}{g_{m-a}} \frac{1}{\sqrt{n} - \alpha_p}, \tag{3.49}$$

čijim se rešavanjem po n dobija:

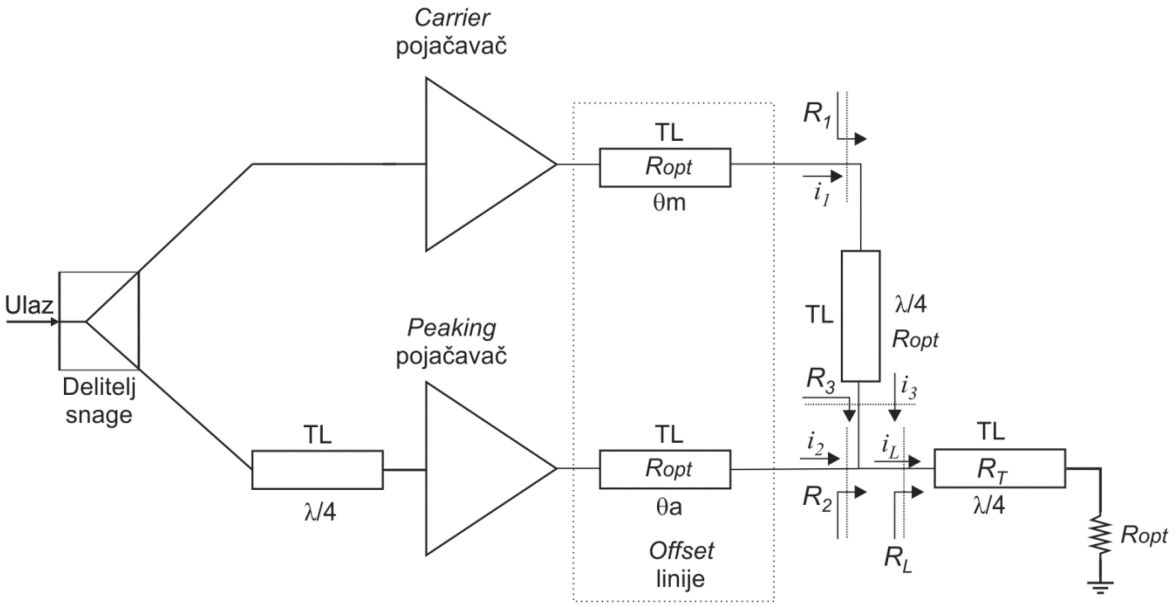
$$n = \left(\frac{g_{m-m}}{g_{m-a}} \frac{1-\alpha_p}{\alpha_p} + \alpha_p \right)^2. \tag{3.50}$$

Iako je dobijena formula zasnovana na brojnim aproksimacijama, može se iskoristiti kao dobra polazna tačka za određivanje potrebnog odnosa deljenja asimetričnog delitelja snage na ulazu *Doherty* pojačavača. Na primer, za tipičan *Doherty* pojačavač ($ER = 6$ dB, $\alpha_p = 0.5$) sa istim tranzistorima odnos snaga treba da bude 1:2.25. Za prošireni opseg visoke efikasnosti od 10 dB ($\alpha_p = 0.3$) potreban je asimetričan delitelj snage odnosa 1:6.9.

3.4.4 *Two-way Doherty* pojačavač realizovan kompletnim pojačavačkim stepenima u glavnoj i pomoćnoj grani

U vreme kada je konfiguracija *Doherty* pojačavač bila predložena, uglavnom se koristila na nižim frekvencijama gde su parazitni efekti na aktivnim komponentama zanemarljivi. Prilikom korišćenja *Doherty* konfiguracije na višim frekvencijama javljaju se dodatni problemi vezani za parazitne efekte i opterećenje koje postaje kompleksna impedansa. Jedno od mogućih rešenja za ove probleme je da se prilikom projektovanja *Doherty* pojačavača

razmatraju kompletni pojačavački stepeni u glavnoj i pomoćnoj grani umesto tranzistora. U tom slučaju, optimalno opterećenje pojačavača, R_{opt}, biće čisto otporno, uglavnom 50 Ω, pa se za analizu rada *Doherty* pojačavača može primeniti teorija data u poglavlju 3.4.1. Još jedna prednost ovog rešenja ogleda se u tome da se *carrier* i *peaking* pojačavač projektuju kao nezavisni pojačavački stepeni a da se nakon toga integrišu u *Doherty* pojačavač. Međutim, u ovom slučaju primena *Doherty* principa nije potpuno identična prethodno opisanom postupku i zahteva dodatno ubacivanje transmisionih linija za kompenzaciju na izlazu *carrier* i *peaking* pojačavača [82, 83] kako bi se obezbedili odgovarajući uslovi rada.



Sl. 3.8 *Doherty* pojačavač sa *offset* linijama

Na Sl. 3.8 prikazan je tipičan *Doherty* pojačavač sa opsegom visoke efikasnosti od 6 dB. *Carrier* i *peaking* pojačavač su prilagođeni na optimalnu impedansu, R_{opt}, za uslov maksimalne izlazne snage. Za male snage ulaznog signala za koje radi samo *carrier* pojačavač, struja kroz *peaking* pojačavač je jednaka nuli ($i_2 = 0$), pa je $R_3 = R_L$. Impedansa koju vidi *carrier* pojačavač iznosi:

$$R_1 = \frac{R_{opt}^2}{R_3} = \frac{R_{opt}^2}{R_L}. \tag{3.51}$$

U skladu sa prethodnim analizama *Doherty* pojačavača datim u poglavlju 3.4.1, optimalan impedansa pojačavača treba da bude $2R_{opt}$, odnosno $R_1 = 2R_{opt}$. Vrednost impedanse R_L može se odrediti kao:

$$2R_{opt} = \frac{R_{opt}^2}{R_L} \quad \Rightarrow \quad R_L = \frac{R_{opt}}{2}. \tag{3.52}$$

Karakteristična impedansa četvrttalasnog transformatora impedanse, R_T, na izlazu *Doherty* pojačavača može se odrediti na osnovu izraza (3.52) i dobro poznatog izraza koji povezuje ulaznu i izlaznu impedansu četvrttalasnog transformatora impedanse sa njegovom karakterističnom impedansom:

$$R_T^2 = R_L R_{opt} = \frac{R_{opt}}{2} R_{opt}, \tag{3.53}$$

odnosno:

$$R_T = \frac{R_{opt}}{\sqrt{2}}. \tag{3.54}$$

U toku procesa modulacije izlazne impedanse, kada počinje da vodi i *peaking* pojačavač, dolazi do modulacije otpornosti R_3 sa vrednosti $R_3 = R_L = R_{opt}/2$ (kojom se obezbeđuje da *carrier* pojačavač vidi impedansu $2R_{opt}$) na vrednost $R_3 = R_{opt}$ (kojom se obezbeđuje da *carrier* pojačavač vidi impedansu R_{opt}), za slučaj kada su struje oba pojačavača maksimalne i međusobno jednake. Pri tim uslovima rada, *peaking* pojačavač je opterećen impedansom R_2 koja se određuje iz uslova jednakosti napona (Sl. 3.8):

$$i_2 R_2 = i_3 R_3 = i_L R_L. \tag{3.55}$$

Sa Sl. 3.8 može se zaključiti da je:

$$i_L = i_2 + i_3. \tag{3.56}$$

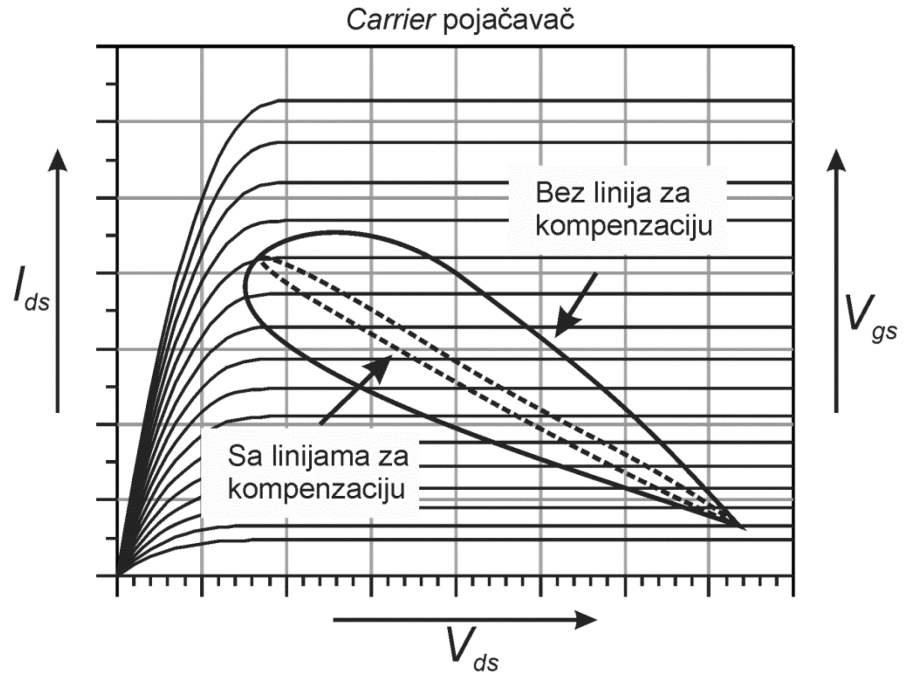
Uzimajući u obzir izraze (3.52), (3.55) i (3.56), činjenicu da su struje kroz oba pojačavača maksimalne i međusobno jednake ($i_2 = i_1$) kao i jednakost struja i_3 i i_1, dobija se:

$$R_2 = \frac{i_L}{i_2} R_L = \frac{i_2 + i_3}{i_2} R_L = 2R_L, \tag{3.57}$$

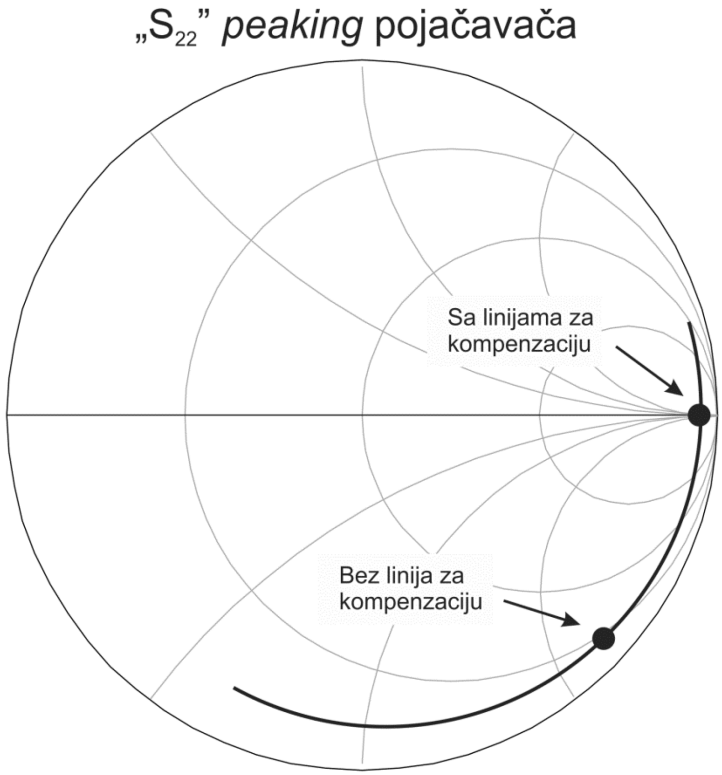
odnosno:

$$R_2 = R_{opt}. \tag{3.58}$$

Iako se upravo opisan postupak slaže sa teorijom rada *Doherty* pojačavača, neke važne činjenice su zanemarene u analizi. Kolo za prilagođenje *carrier* pojačavača je projektovano tako da impedansu R_1 sa vrednosti R_{opt} (koja uobičajeno ima vrednost 50 Ω) prilagodi na optimalnu impedansu tranzistora ($R_{opt-tranzistor}$) za zadate uslove rada tranzistora (maksimalna snaga, maksimalna efikasnost,…). Ipak, u toku inverzije, kada je *carrier* pojačavač opterećen impedansom $2R_{opt}$, neće se izvršiti preslikavanje te impedanse na dvostruko veću optimalnu impedansu tranzistora ($2R_{opt-tranzistor}$) zbog karakteristika elemenata uključenih u kolo za prilagođenje impedanse. Ovaj efekat je ilustrovan na Sl. 3.9.a, koja prikazuje radnu strujno-naponsku karakteristiku tranzistora. Kako bi se ova pojava korigovala, neophodno je na izlazu *carrier* pojačavača ubaciti odgovarajuće kompenzacione (*offset*) transmisione linije. Dužina ovih linija može se podešavati do dobijanja odgovarajuće radne krive tranzistora, što je naznačeno na Sl. 3.9.a. Karakteristična impedansa *offset* linije određena je tako da ne utiče na rad *carrier* pojačavača kada otpornost R_1 dobije vrednost R_{opt} (slučaj maksimalne snage *Doherty* pojačavača), i iznosi R_{opt}. *Offset* linija je potrebna i na izlazu *peaking* pojačavača. Tokom procesa inverzije impedanse, impedansa koja se vidi ka *peaking* pojačavaču treba da bude što je moguće veća (idealno beskonačna) kako ne bi došlo do curenja struje sa *carrier* pojačavača na *peaking* pojačavač. Podešavanje ove linije može se izvršiti posmatranjem S_{22} parametra *peaking* pojačavača na *Smith*-ovom dijagramu, kao što je prikazano na Sl. 3.9.b. I u ovom slučaju, karakteristična impedansa *offset* linije je podešena na vrednost R_{opt} kako ne bi uticala na rad *peaking* pojačavača prilikom procesa modulacije izlazne otpornosti.



a)

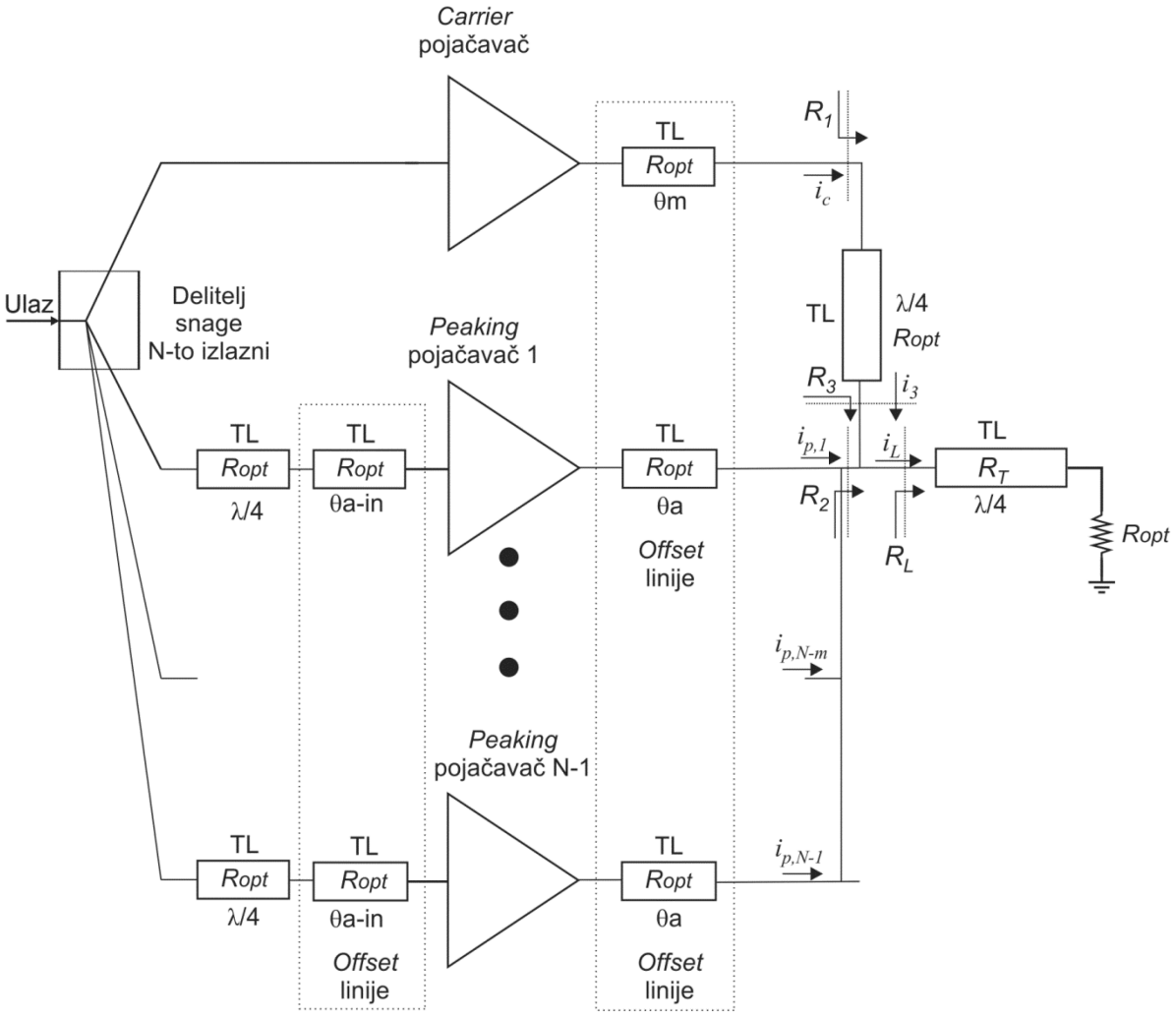


b)

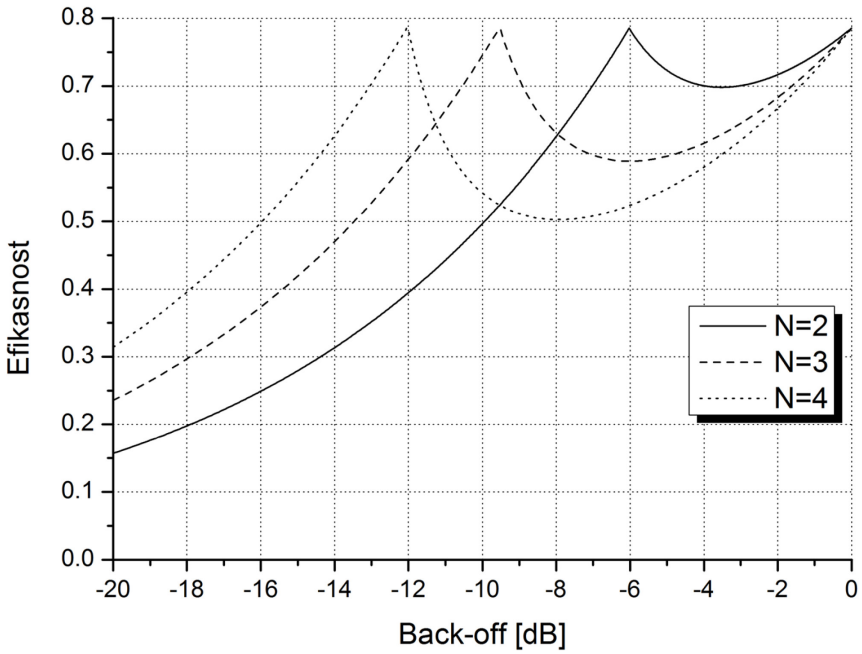
Sl. 3.9 Efekat linija za kompenzaciju na: a) *carrier* pojačavač; b) *peaking* pojačavač

3.4.5 N-*way Doherty* pojačavač

U cilju poboljšanja performansi *Doherty* pojačavača moguće je koristiti generalizovani N-*way Doherty* pojačavač prikazan na Sl. 3.10 [84]. U suštini, ovakva konfiguracija *Doherty* pojačavača se sastoji od jednog *carrier* pojačavača i N-1 *peaking* pojačavača, i predstavlja jednostavan način da se obezbedi konfiguracija koja je ekvivalentna *two-way Doherty* pojačavaču kod koga je tranzistor *peaking* pojačavača N-1 puta veće periferije od tranzistora *carrier* pojačavača. Poboljšanje N-*way* konfiguracije se pre svega ogleda u povećanju ER opsega pojačavača u zavisnosti od broja stepena pojačavača, N (Sl. 3.11).



Sl. 3.10 Blok šema N-*way Doherty* pojačavača



Sl. 3.11 Efikasnost N-*way Doherty* pojačavača

Carrier i *peaking* pojačavači su prilagođeni na optimalnu impedansu, R_{opt}, za uslov maksimalne izlazne snage. Za male snage ulaznog signala za koje radi samo *carrier* pojačavač, impedansa koju vidi *carrier* pojačavač treba da bude N*R_{opt}. U tom slučaju, struja kroz *peaking* pojačavače je jednaka nuli ($i_{p,k} = 0; \quad 1 \le k \le N-1$), tako da je $R_3 = R_L$. Impedansa koju vidi *carrier* pojačavač iznosi:

$$R_1 = \frac{R_{opt}^2}{R_3} = \frac{R_{opt}^2}{R_L} = \mathrm{N}R_{opt}. \tag{3.59}$$

Na osnovu prethodnog izraza može se odrediti vrednost impedanse R_L kao:

$$\mathrm{N}R_{opt} = \frac{R_{opt}^2}{R_L} \quad \Rightarrow \quad R_L = \frac{R_{opt}}{\mathrm{N}}. \tag{3.60}$$

Karakteristična impedansa četvrttalasnog transformatora impedanse, R_T, na izlazu *Doherty* pojačavača može se odrediti na osnovu izraza (3.60) i izraza koji povezuje ulaznu i izlaznu impedansu četvrttalasnog transformatora impedanse sa njegovom karakterističnom impedansom:

$$R_T^2 = R_L R_{opt} = \frac{R_{opt}}{\mathrm{N}} R_{opt}, \tag{3.61}$$

odnosno:

$$R_T = \frac{R_{opt}}{\sqrt{\mathrm{N}}}. \tag{3.62}$$

U toku procesa modulacije izlazne impedanse, kada počinju da vode i *peaking* pojačavači, dolazi do modulacije otpornosti R_3 sa vrednosti $R_3 = R_L = R_{opt} / \mathrm{N}$ (kojom se obezbeđuje da *carrier* pojačavač vidi impedansu $\mathrm{N}*R_{opt}$) na vrednost $R_3 = R_{opt}$ (kojom se obezbeđuje da *carrier* pojačavač vidi impedansu R_{opt}). Ako se koriste isti *peaking* pojačavači napajani na identičan način, i ako su maksimalne struje *carrier* i *peaking* pojačavača jednake, onda se za slučaj maksimalne izlazne snage, kada su struje svih pojačavača maksimalne i međusobno jednake, može odrediti impedansa R_2. Iz uslova jednakosti napona (Sl. 3.10) može se napisati sledeći izraz:

$$R_2 \sum_{k=1}^{N-1} i_{p.k} = i_3 R_3 = i_L R_L. \tag{3.63}$$

Sa Sl. 3.10 može se zaključiti da je:

$$i_L = \sum_{k=1}^{N-1} i_{p.k} + i_3. \tag{3.64}$$

Uzimajući u obzir izraze (3.60), (3.63) i (3.64), činjenicu da su struje kroz sve pojačavače maksimalne i međusobno jednake ($i_{p,k} = i_p = i_c$), kao i jednakost struja i_c i i_3, dobija se:

$$R_2 = \frac{i_L}{\sum_{k=1}^{N-1} i_{p.k}} R_L = \frac{i_L}{(\mathrm{N}-1) i_p} R_L = \frac{(\mathrm{N}-1) i_p + i_3}{(\mathrm{N}-1) i_p} R_L = \frac{\mathrm{N}}{\mathrm{N}-1} R_L, \tag{3.65}$$

odnosno:

$$R_2 = \frac{R_{opt}}{\mathrm{N}-1}. \tag{3.66}$$

što predstavlja impedansu N-1 paralelno vezanih otpornosti vrednosti R_{opt}. Ovo upućuje na zaključak da je svaki od N-1 *peaking* pojačavača za uslov maksimalne izlazne snage završen opterećenjem R_{opt}.

3.4.6 *Three-stage Doherty* pojačavač

U slučajevima kada je potrebno pojačati signale sa visokim PAR odnosom, kao što je na primer WiMAX signal kod koga je PAR odnos 10 dB, potrebno je da pojačavač snage ima opseg efikasnosti od 10 dB kako bi se ostvarila prihvatljiva ukupna efikasnost. Neke od mogućih konfiguracija pojačavača snage koji obezbeđuju ovako visoki ER opseg su generalizovani *two-way Doherty* pojačavač i N-*way Doherty* pojačavač, opisani u poglavljima 3.4.2 i 3.4.5. Iako na granicama opsega snage ova rešenja imaju visoku efikasnost, efikasnost znatno opadne u sredini opsega, te se ova rešenja ne mogu smatrati optimalnim. Bolje rešenje koje zadovoljava zahteve visoke efikasnosti u širem opsegu snaga je *three-stage Doherty* pojačavač [85] koji se sastoji od dva *peaking* pojačavača (PA_1 i PA_2) i jednog *carrier* pojačavača (CA), kao što je prikazano na Sl. 3.12.a. Zavisnost efikasnosti od izlazne snage u slučaju *three-stage Doherty* pojačavača je mnogo ravnija za isti ER opseg u odnosu na *two-way Doherty* pojačavača, što je prikazano na Sl. 3.12.b.

Three-stage Doherty pojačavač se može posmatrati kao kombinacija dva *two-way Doherty* pojačavača. Jedan *two-way Doherty* pojačavač bi činili pojačavači CA i PA_1, dok bi drugi činili pojačavači PA_1 i PA_2. Kao što je prikazano na Sl. 3.12.b, u tom slučaju se mogu razlikovati tri opsega snage. U oblasti niskih i srednjih nivoa snage, CA i PA_1 rade kao tipičan *two-way Doherty* pojačavač, dok u oblasti visokih nivoa snage PA_1 i PA_2 rade kao dodatni *two-way Doherty* pojačavač. U slučaju visokih snaga, PA_1 se ponaša kao *carrier* pojačavač, dok se PA_2 ponaša kao *peaking* pojačavač za *carrier* pojačavač PA_1. Drugim rečima, u oblasti niskih snaga, javlja se samo efekat invertovanja impedanse jer su oba *peaking* pojačavača isključena. U oblasti srednjih snage, PA_1 počinje da daje odgovarajuću struju i na taj način moduliše impedansu koju vidi CA. U oblasti visokih nivoa snage i PA_2 se uključuje i vrši modulaciju impedanse kojom je opterećen PA_1. Takođe, i u oblasti srednjih nivoa snage se javlja mehanizam inverzije impedanse jer je opterećenje koje vidi PA_1 pod uticajem jednog invertora impedanse [68, 86]. Parametri za projektovanje se mogu odrediti na osnovu vrednosti koeficijenata α_1 i α_2 (Sl. 3.12.b). Ovi koeficijenti se mogu proračunati na osnovu vrednosti željenih opsega visoke efikasnost $ER_1[dB]$ i $ER_2[dB]$:

$$\alpha_1 = 10^{-\frac{ER_1[dB]}{20}}; \tag{3.67}$$

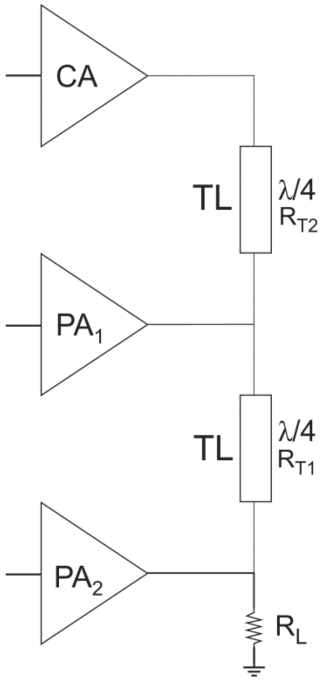
$$\alpha_2 = 10^{-\frac{ER_2[dB]}{20}}. \tag{3.68}$$

Na primer, ER_1 se može odabrati tako da odgovara klasičnom *two-way Doherty* pojačavaču (6 dB), dok se ER_2 može izabrati u skladu sa PAR odnosom odgovarajućeg signala (10 dB za WiMAX signal). Na osnovu ovog se dobija $\alpha_1 = 0.5$ i $\alpha_2 = 0.3$. Vrednosti karakterističnih impedansi za četvrttalasne invertore impedanse mogu se odrediti kao:

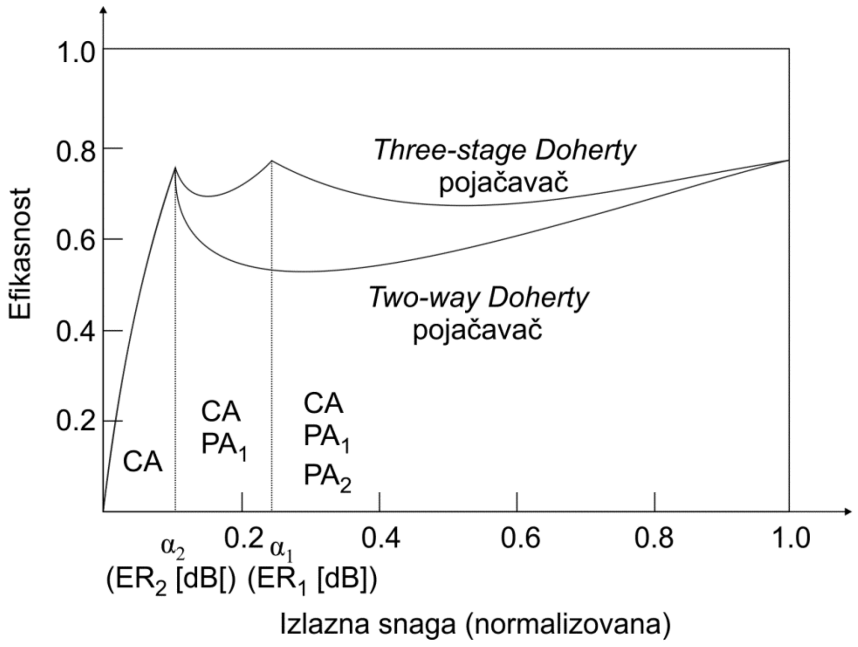
$$R_{T1} = \frac{R_L}{\alpha_1}; \tag{3.69}$$

$$R_{T2} = \frac{R_L}{\alpha_1 \alpha_2}. \tag{3.70}$$

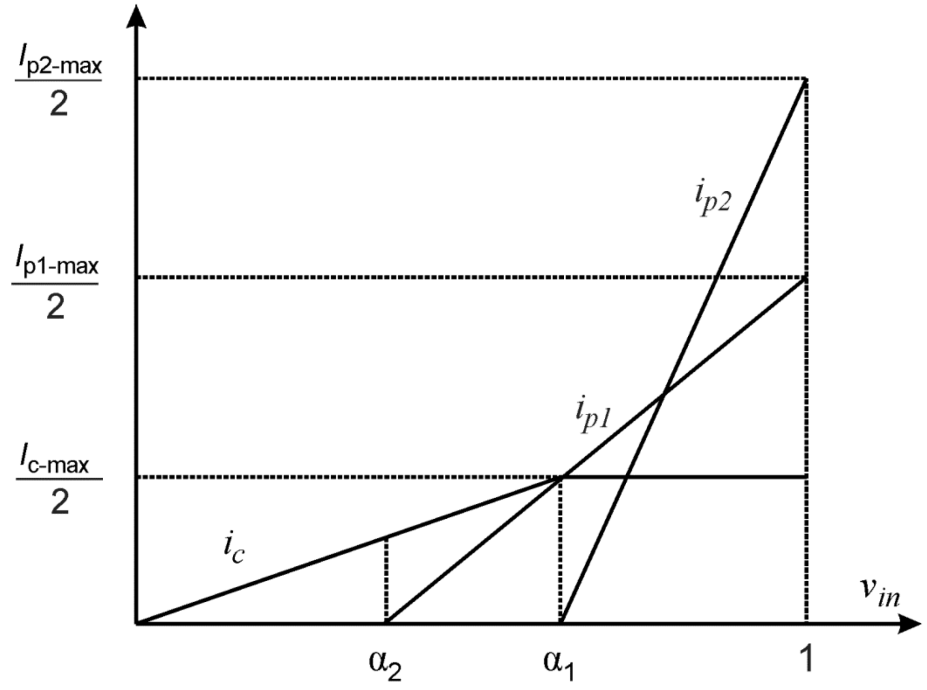
gde impedansa R_L treba da bude 50 Ω ili neka međuimpedansa koja treba da bude prilagođena na 50 Ω.



a)



b)



c)

Sl. 3.12 *Three-stage Doherty* pojačavač: a) blok šema; b) efikasnost; c) strujna karakteristika

Veličine tranzistora u *carrier* i *peaking* pojačavačima treba da budu u odnosu:

$$1:\left(\frac{1}{\alpha_2}-1\right):\left(\frac{1}{\alpha_2}\left(\frac{1}{\alpha_1}-1\right)\right). \tag{3.71}$$

Za prethodno pretpostavljene vrednosti koeficijenata α_1 i α_2 dobija se odnos veličina tranzistora 1:2:3, što može biti dobra početna vrednost koja se kasnije može podešavati kroz

proces simulacije i optimizacije. Prilikom dobijanja ovih izraza pretpostavljeno je da *carrier* pojačavač dostiže maksimalnu vrednost struje na početku oblasti visokih snaga kada se uključuje drugi *peaking* pojačavač, ER_1 (α_1), i ova maksimalna vrednost struje se održava konstantnom sve do maksimalne vrednosti snage, kao što je prikazano na Sl. 3.12.c. U praksi to znači da će u oblasti visokih snaga doći do pogoršanja linearnosti *Doherty* pojačavača zahvaljujući dodatnim harmonijskim komponentama generisanim od strane *carrier* pojačavača koji je ušao u zasićenje.

4 Nelinearnosti pojačavača snage i metode za linearizaciju

U ovom poglavlju su predstavljeni modeli kojima se opisuje nelinearnost pojačavača snage, veličine kojima se definiše mera nelinearnosti kao i metode za linearizaciju. Posebna pažnja je posvećena polinomskom modelu, zato što on omogućava jednostavno modelovanje nelinearnosti pojačavača snage i proračun odgovarajućih veličina vezanih za nelinearna izobličenja. Modele koji opisuju nelinearnost pojačavača snage mogu se podeliti u dve grupe: modeli koji ne uzimaju u obzir efekat memorije (gde spada i polinomski model) i modeli sa memorijskim efektom.

Izlazni signal kod nelinearnih sistema bez memorije zavisi samo od vrednosti ulaznog signala u datom momentu ili posle određenog vremenskog kašnjenja. Bilo koja promena na ulazu se trenutno prenosi na izlaz sistema, što znači da sistem ne sadrži komponente koje mogu da čuvaju energiju. Ovo ima za posledicu da je signal na izlazu u fazi sa signalom na ulazu. Kod nelinearnih sistema sa memorijom, izlaz sistema zavisi kako od trenutne vrednosti ulaza tako i od prethodnih vrednosti ulaznog signala. Usled toga, pored distorzije pojačanja, nelinearni sistemi sa memorijom mogu izazvati i fazna izobličenja. Takođe, oba tipa izobličenja mogu biti i frekvencijski zavisna [87, 88].

Pojačavači bez memorije predstavljaju određeni vid idealizacije jer sastavni deo pojačavača čine i komponente koje mogu čuvati energiju. Stoga memorija sistema ne predstavlja dobar kriterijum na osnovu koga se može izvršiti klasifikacija pojačavača. Prirodniji pristup je da se pojačavači predstavljaju kao frekvencijski nezavisni ili frekvencijski zavisni nelinearni sistemi. Frekvencijski nezavisni sistemi mogu biti ili bez memorije ili sa memorijom. Sa druge strane, frekvencijski zavisni sistemi su uvek sistemi sa memorijom. Distorzioni efekti generisani od strane frekvencijski nezavisnih i frekvencijski zavisnih modela pojačavača prikazani su u tabeli 4.1.

Tabela 4.1 Distorzioni efekti generisani od strane frekvencijski nezavisnih i frekvencijski zavisnih nelinearnih modela pojačavača

Frekvencijski nezavisni sistemi	Frekvencijski zavisni sistemi
Sistemi bez memorije • Distorzija pojačanja Sistemi sa memorijom • Distorzija pojačanja • Distorzija faze	Sistemi sa memorijom • Frekvencijski zavisna distorzija pojačanja • Frekvencijski zavisna distorzija faze

U tabeli 4.2 dat je pregled modela koji se najčešće koriste za modelovanje nelinearnosti pojačavača snage.

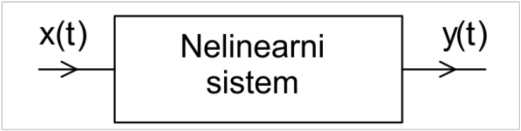
Tabela 4.2 Modeli nelinearnosti pojačavača snage

Frekvencijski nezavisni modeli	Frekvencijski zavisni modeli
Polinomski model [89-91] *Saleh* model [89, 92, 93] *Ghorbani* model [94] *Rapp* model [89, 93, 95, 96] *White* model [97]	*Volterra* model [98-106] *Hammerstein* model [107, 108] *Wiener* model [107, 109-113] Memorijski polinomski model [92]

4.1 Harmonijska izobličenja

U narednoj analizi biće razmatran nelinearni sistem, npr. pojačavač, prikazan na Sl. 4.1 sa prostoperiodičnim signalom na ulazu:

$$x(t) = A\cos(\omega_c + \theta)\,. \tag{4.1}$$



Sl. 4.1 Nelinearni sistem

Izlazni signal u opštem slučaju predstavlja zbir prostoperiodičnih signala različitih frekvencija:

$$y(t) = b_0 + \sum_{n=1}^{N} b_n \cos(n\omega_c t + \theta_n)\,, \tag{4.2}$$

pri čemu amplituda i faza signala zavisi od ulaznog signala i nelinearnosti sistema.

Pojačanje slabog signala se definiše kao odnos amplitude signala na izlazu i ulazu na osnovnoj frekvenciji za veoma male amplitude ulaznog signala:

$$G_{lin} = \left.\frac{b_1(A)}{A}\right|_{A\to 0}\,. \tag{4.3}$$

Sa povećanjem nivoa ulaznog signala doći će do promene pojačanja. Smanjenje pojačanja se označava kao kompresija pojačanja, dok se povećanje pojačanja označava kao ekspanzija pojačanja. Pojačanje pojačavača se smanjuje sa povećanjem nivoa ulaznog signala zbog efekta zasićenja za jake ulazne signale. Kod pojačavača snage specificira se 1 dB tačka

kompresije (Sl. 2.1.a), koja predstavlja ulazni nivo signala za koji je pojačanje 1 dB manje od pojačanja slabih signala:

$$A_{1dB}\left|\left(\frac{b_1(A_{1dB})}{G_{lin}A_{1dB}}=10^{\frac{-1}{20}}\right)\right.. \tag{4.4}$$

Kompresiona tačka se specificira u dBm (dB u odnosu na 1mW) pod pretpostavkom da je opterećenje pojačavača 50 Ω.

Funkcije kojima se opisuje ponašanje amplitude i faze na osnovnoj frekvenciji izlaznog signala u odnosu na amplitudu ulaznog signala se označavaju kao AM/AM konverzija (*amplitude to amplitude conversion function*) i AM/PM konverzija (*amplitude to phase conversion function*).

Harmonijska distorzija predstavlja odnos amplitude odgovarajuće harmonijske komponente i amplitude osnovnog signala na izlazu sistema:

$$HD_i=\frac{|b_i(A)|}{|b_1(A)|}. \tag{4.5}$$

Presečne tačke kod nelinearnih izobličenja se definišu za slabe signale pod pretpostavkom da su nelinearnosti većeg reda zanemarljive. Presečna tačka n-tog reda predstavlja presečnu tačku ekstrapoliranih karakteristika snage n-tog harmonika i osnovnog harmonika, pri čemu je snaga predstavljena u dB:

$$IP_{nh}=\frac{P_{dB,n}(A)-P_{dB,1}(A)}{\left(\frac{dP_{dB,1}}{dA}-\frac{dP_{db,n}}{dA}\right)\Big|_{A\to 0}}+P_{dB,in}, \tag{4.6}$$

gde je $P_{dB,in}$ snaga ulaznog signala u dB, $P_{dB,1}$ i $P_{dB,n}$ su snage osnovnog signala i n-tog harmonika na izlazu u dB, dok indeks *h* označava presečnu tačku za harmonijska izobličenja.

Totalna harmonijska distorzija se definiše kao kvadratni koren odnosa snage svih viših harmonika i snage osnovnog signala na izlazu:

$$THD=\sqrt{\frac{\sum_{i=2}^{\infty}b_i^2}{b_1^2}}. \tag{4.7}$$

4.2 Intermodulaciona izobličenja

Izrazi vezani za intermodulacione produkte definišu se za slabe ulazne signale kod kojih efekti višeg reda ne utiču na amplitude spektralnih komponenti. Za karakterizaciju intermodulacionih izobličenja koristi se suma dva prostoperiodična signala bliskih frekvencija i jednakih amplituda na ulazu:

$$x(t) = A\left[\cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t)\right]. \tag{4.8}$$

Spektralne komponente signala, teorijski posmatrano, postoje na svim kombinacijama dve ulazne frekvencije:

$$\omega = \left| n\omega_1 \pm m\omega_2 \right|, \tag{4.9}$$

pri čemu su n i m celi brojevi različiti od nule. Sa $v_{n,m}$ označena je amplitudu spektralne komponente na frekvenciji $\left| n\omega_1 \pm m\omega_2 \right|$. Intermodulacioni produkti se definišu kao odnos amplitude signala na odgovarajućoj frekvenciji spektralne komponente i amplitude signala na frekvenciji ulaznog signala:

$$IM_{|n|+|m|} = \frac{\left|v_{n,m}\right|}{\left|v_{1,0}\right|}, \quad \omega = \left| n\omega_1 \pm m\omega_2 \right|. \tag{4.10}$$

Intermodulacioni produkti drugog i trećeg reda mogu se izraziti na sledeći način:

$$IM_2 = \frac{\left|v_{1,1}\right|}{\left|v_{1,0}\right|}; \tag{4.11}$$

$$IM_3 = \frac{\left|v_{2,1}\right|}{\left|v_{1,0}\right|} = \frac{\left|v_{1,2}\right|}{\left|v_{1,0}\right|}. \tag{4.12}$$

Red intermodulacionih produkta se definiše kao zbir frekvencijskih indeksa n i m:

$$red_{IM} = \left|n\right| + \left|m\right|. \tag{4.13}$$

Intermodulacione presečne tačke se definišu kao tačke u kojima su osnovni signal i intermodulacioni produkti jednaki, pod pretpostavkom da ulazni signal ima malu amplitudu i da su zanemareni efekti višeg reda. Indeks *i* označava presečnu tačku za intermodulaciona izobličenja.

$$IP_{(|n|+|m|)i} = A\left|\left\{\left|v_{1,0}\right| = \left|v_{n,m}\right|\right\}, \quad A \text{ je malo}; \tag{4.14}$$

$$IP_{2i} = A\left|\left\{\left|v_{1,0}\right| = \left|v_{1,1}\right|\right\}; \tag{4.15}$$

$$IP_{3i} = A\left|\left\{\left|v_{1,0}\right| = \left|v_{2,1}\right| = \left|v_{1,2}\right|\right\}. \tag{4.16}$$

4.3 Polinomski model nelinearnosti

Polinomski model nelinearnosti bez memorije može se opisati polinomom n-tog reda, pri čemu je trenutna izlazna vrednost signala povezana sa trenutnom ulaznom vrednošću signala odgovarajućom polinomskom funkcijom:

$$y = f(x) = a_0 + \sum_{n=1}^{N} a_n x^n . \tag{4.17}$$

Prenosna funkcija mnogih pojačavača može se dobro aproksimirati polinomskim modelom nelinearnosti. Takođe, polinomski model pruža dobar uvid u problematiku distorzionih izobličenja zbog mogućnosti dobijanja formula u zatvorenom obliku za različite tipove distorzionih produkata. Da bi se posmatrao odziv sistema na prostoperiodičnu pobudu, na ulaz sistema se dovodi signal oblika $A\cos(\omega_c t + \theta)$. Posle sređivanja izraza (4.17) primenom određenih trigonometrijskih relacija, izlazni signal se dobija u obliku zbira prostoperiodičnih signala na frekvencijama ω_c, $2\omega_c, \ldots, N\omega_c$ i može se predstaviti na sledeći način:

$$y = f(A\cos(\omega_c + \theta)) = b_0(A) + \sum_{n=1}^{N} b_n(A)\cos(n\omega_c t + n\theta). \tag{4.18}$$

Svaki koeficijent $b_n(A)$ u izrazu (4.18) predstavlja amplitudu $n-$tog harmonika i dat je u obliku polinomske funkcije amplitude ulaznog signala i koeficijenata a_n, $n = 1..N$. U slučaju pojačavača snage, koeficijent b_1 određuje parametre kao što su pojačanje i kompresione tačke pojačavača.

Ako se posmatra nelinearnost 9-og reda ($N = 9$), izlazni signal se može predstaviti u sledećem obliku:

$$
\begin{aligned}
y = {} & a_0 + \frac{1}{2}a_2A^2 + \frac{3}{8}a_4A^4 + \frac{5}{16}a_6A^6 + \frac{35}{128}a_8A^8 + \\
& + \left(a_1A + \frac{3}{4}a_3A^3 + \frac{5}{8}a_5A^5 + \frac{35}{64}a_7A^7 + \frac{63}{128}a_9A^9 \right)\cos(\omega t + \theta) + \\
& + \left(\frac{1}{2}a_2A^2 + \frac{1}{2}a_4A^4 + \frac{15}{32}a_6A^6 + \frac{7}{16}a_8A^8 \right)\cos(2\omega t + 2\theta) + \\
& + \left(\frac{1}{4}a_3A^3 + \frac{5}{16}a_5A^5 + \frac{21}{64}a_7A^7 + \frac{21}{64}a_9A^9 \right)\cos(3\omega t + 3\theta) + \\
& + \left(\frac{1}{8}a_4A^4 + \frac{3}{16}a_6A^6 + \frac{7}{32}a_8A^8 \right)\cos(4\omega t + 4\theta) + \\
& + \left(\frac{1}{16}a_5A^5 + \frac{7}{64}a_7A^7 + \frac{9}{128}a_9A^9 \right)\cos(5\omega t + 5\theta) + \\
& + \left(\frac{1}{32}a_6A^6 + \frac{1}{16}a_8A^8 \right)\cos(6\omega t + 6\theta) + \\
& + \left(\frac{1}{64}a_7A^7 + \frac{9}{128}a_9A^9 \right)\cos(7\omega t + 7\theta) + \\
& + \frac{1}{128}a_8A^8\cos(8\omega t + 8\theta) + \frac{1}{256}a_9A^9\cos(9\omega t + 9\theta)
\end{aligned}
\quad . \qquad (4.19)
$$

Na osnovu izraza (4.19) mogu se izvući neki opšti zaključci vezani za nelinearnost pojačavača:

- Faza i frekvencija $n-$tog harmonika predstavljaju fazu i frekvenciju osnovnog signala pomnoženu odgovarajućim redom harmonika;
- Za ulazni signal male amplitude, članovi većeg reda u izrazima za amplitudu odgovarajućeg harmonika se mogu zanemariti. U tom slučaju, amplituda (odnosno snaga) $n-$tog harmonika se uvećava za $n*x$ dB kada se snaga ulaznog signala poveća za x dB.

Mnogi izrazi i definicije koje se odnose na distorziona izobličenja definišu se za male signale na ulazu. U tom slučaju, izraz (4.19) se svodi na sledeći izraz:

$$\begin{aligned} y = {} & a_0 + \frac{1}{2}a_2A^2 + a_1A\cos(\omega t+\theta) + \frac{1}{2}a_2A^2\cos(2\omega t+2\theta) + \\ & + \frac{1}{4}a_3A^3\cos(3\omega t+3\theta) + \frac{1}{8}a_4A^4\cos(4\omega t+4\theta) + \\ & + \frac{1}{16}a_5A^5\cos(5\omega t+5\theta) + \frac{1}{32}a_6A^6\cos(6\omega t+6\theta) + \\ & + \frac{1}{64}a_7A^7\cos(7\omega t+7\theta) + \frac{1}{128}a_8A^8\cos(8\omega t+8\theta) + \\ & + \frac{1}{256}a_9A^9\cos(9\omega t+9\theta) \end{aligned} \quad . \tag{4.20}$$

4.3.1 Harmonijska izobličenja

Na osnovu prethodno izvedenih izraza u zatvorenom obliku, moguće je eksplicitno definisati izraze za harmonijske produkte.

Izraz (4.5) kojim se definišu harmonijska izobličenja, svodi se na:

$$HD_2 = \left.\frac{b_2}{b_1}\right|_{A\to 0} = \frac{1}{2}A\left|\frac{a_2}{a_1}\right|; \tag{4.21}$$

$$HD_3 = \left.\frac{b_3}{b_1}\right|_{A\to 0} = \frac{1}{4}A^2\left|\frac{a_3}{a_1}\right|. \tag{4.22}$$

Izraz (4.6) kojim se definišu presečne tačke, svodi se na:

$$(b_1 = b_2) \Rightarrow \left(a_1IP_{2h} = \frac{1}{2}a_2(IP_{2h})^2\right) \Rightarrow IP_{2h} = 2\left|\frac{a_1}{a_2}\right|; \tag{4.23}$$

$$(b_1 = b_3) \Rightarrow \left(a_1IP_{3h} = \frac{1}{4}a_3(IP_{3h})^3\right) \Rightarrow IP_{3h} = 2\sqrt{\left|\frac{a_1}{a_3}\right|}. \tag{4.24}$$

Pojačanje malog signala, definisano izrazom (4.3), kao odnos izlazne i ulazne amplitude signala na osnovnoj frekvenciji u slučaju veoma malog nivoa ulaznog signala, svodi se na:

$$G_{lin} = \left.\frac{b_1(A)}{A}\right|_{A\to 0} \approx a_1. \tag{4.25}$$

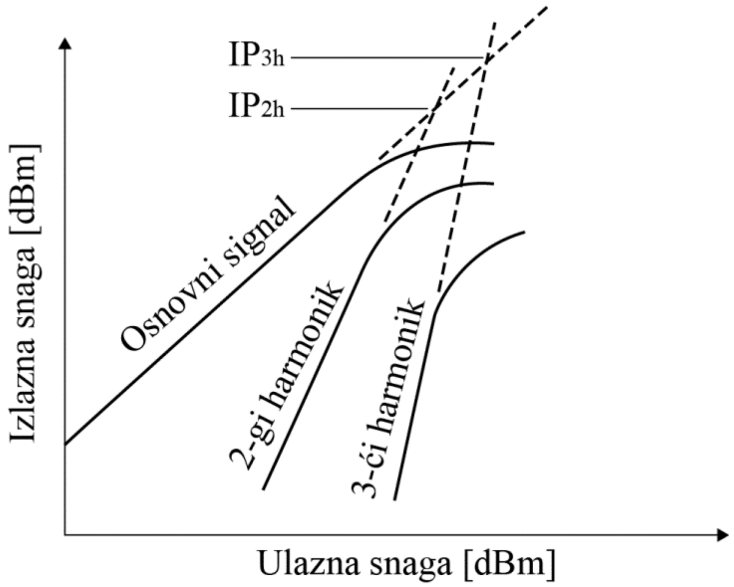
Pod pretpostavkom nelinearnosti trećeg reda, n-dB kompresiona tačka se može izraziti pomoću izraza:

$$A_{n-dB} = \sqrt{\frac{4}{3}\frac{a_1}{a_3}\left(\frac{1-u}{u}\right)}, \tag{4.26}$$

pri čemu se parametar u definiše kao:

$$u = 10^{\frac{n}{20}}. \tag{4.27}$$

Na Sl. 4.2 predstavljene su presečne tačke drugog i trećeg reda za harmonijska izobličenja signala, kao i tipična zavisnost snage osnovnog signala i viših harmonika u funkciji ulazne snage.



Sl. 4.2 Snaga harmonijskih produkata i harmonijske presečne tačke

4.3.2 Intermodulaciona izobličenja

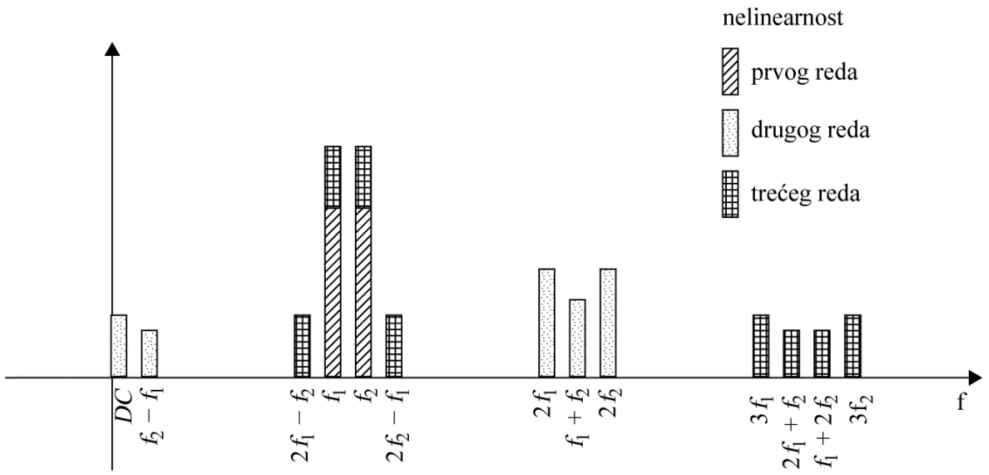
Intermodulacioni produkti se računaju kada se na ulaz pojačavača dovedu dva prostoperiodična signala istih amplituda i bliskih frekvencija:

$$x(t) = A\left[\cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t)\right]. \tag{4.28}$$

Pod pretpostavkom nelinearnosti trećeg reda, izlazni signal se može napisati u obliku:

$$
\begin{aligned}
y &= f\left(A\left[\cos(\omega_1 t)+\cos(\omega_2 t)\right]\right) \\
&= a_0 + a_2 A^2 + \\
&+\left(a_1 A + \frac{9}{4} a_3 A^3\right)\left[\cos(\omega_1 t)+\cos(\omega_2 t)\right] + \\
&+\frac{1}{2} a_2 A^2 \left[\cos(2\omega_1 t)+\cos(2\omega_2 t)\right] + \\
&+\frac{1}{4} a_3 A^3 \left[\cos(3\omega_1 t)+\cos(3\omega_2 t)\right] + \\
&+a_2 A^2 \left[\cos(\omega_1 t+\omega_2 t)+\cos(\omega_1 t-\omega_2 t)\right] + \\
&+\frac{3}{4} a_3 A^3 \left[\cos(2\omega_1 t+\omega_2 t)+\cos(\omega_1 t+2\omega_2 t)\right] + \\
&+\frac{3}{4} a_3 A^3 \left[\cos(2\omega_1 t-\omega_2 t)+\cos(\omega_1 t-2\omega_2 t)\right]
\end{aligned}
\qquad (4.29)
$$

Na Sl. 4.3 prikazan je spektar izlaznog signala pojačavača snage za slučaj nelinearnosti trećeg reda kada su na ulaz pojačavača dovedena dva prostoperiodična signala bliskih frekvencija i jednakih amplituda.



Sl. 4.3 Doprinos nelinearnosti odgovarajućeg reda spektru signala na izlazu pojačavača snage pobuđenog sa dva prostoperiodična signala bliskih frekvencija i jednakih amplituda

Intermodulacioni produkti, definisani izrazom (4.10), mogu se predstaviti pomoću sledećih izraza:

$$IM_2 = \frac{|v_{1,1}|}{|v_{1,0}|} = \frac{|a_2 A^2|}{|a_1 A|} = \frac{|a_2|}{|a_1|} A; \qquad (4.30)$$

$$IM_3 = \frac{|v_{2,1}|}{|v_{1,0}|} = \frac{|v_{1,2}|}{|v_{1,0}|} = \frac{\left|\frac{3}{4}a_3A^3\right|}{|a_1A|} = \frac{3}{4}\frac{|a_3|}{|a_1|}A^2. \tag{4.31}$$

Presečne tačke drugog i trećeg reda za intermodulaciona izobličenja, definisane izrazom (4.14), računaju se kao:

$$\left(a_1IP_{2i} = a_2(IP_{2i})^2\right) \Rightarrow IP_{2i} = \left|\frac{a_1}{a_2}\right|; \tag{4.32}$$

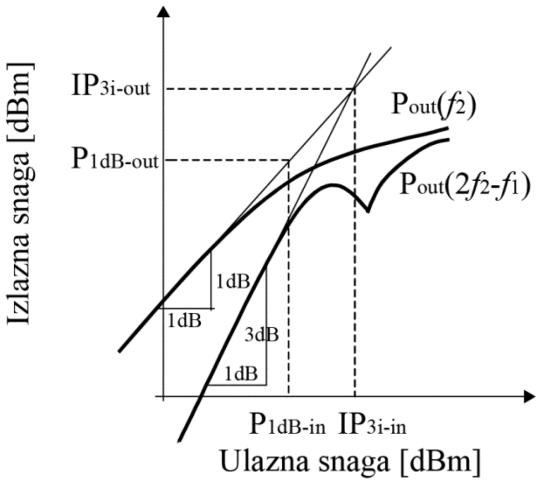
$$\left(a_1IP_{3i} = \frac{3}{4}a_3(IP_{3i})^3\right) \Rightarrow IP_{3i} = 2\sqrt{\left|\frac{a_1}{3a_3}\right|}. \tag{4.33}$$

IP_{2i} i IP_{3i} su potrebne amplitude prostoperiodičnih signala na ulazu nelinearnog sistema kako bi na izlazu sistema intermodulacioni produkti prvog i drugog, odnosno prvog i trećeg reda bili jednaki. Poređenjem izraza (4.23) i (4.24) za presečne tačke harmonijskih izobličenja, i izraza (4.32) i (4.33) za presečne tačke intermodulacionih izobličenja, može se zaključiti da su vrednosti odgovarajućih presečnih tačaka proporcionalne i da važi:

$$IP_{2h} = 2 * IP_{2i}, \tag{4.34}$$

$$IP_{3h} = \sqrt{3} * IP_{3i}. \tag{4.35}$$

Na Sl. 4.4 predstavljena je intermodulaciona presečna tačka trećeg reda kao i jednodecibelska tačka kompresije pojačavača snage.



Sl. 4.4 Intermodulaciona presečna tačka trećeg reda i jednodecibelska tačka kompresije pojačavača snage

4.4 Metode za linearizaciju pojačavača snage

Linearizacija se koriste da bi se poboljšala linearnost pojačavača snage, odnosno da bi se izbegla izobličenja signala u radnom frekvencijskom opsegu i interferencija sa signalima u susednim radnim kanalima. Linearizacione tehnike se uglavnom koriste kada se pojačavaju signali sa amplitudskom modulacijom.

Naime, ukoliko se na ulaz pojačavača dovodi signal konstantne anvelope, signal na izlazu pojačavača bi trebalo da bude pojačan odgovarajućim koeficijentom pojačanja koji odgovara radnoj tački pojačavača. Takođe, izlazni signal bi trebalo da ima konstantni fazni pomeraj prouzrokovan AM/PM karakteristikom pojačavača, koji se relativno lako može odrediti i ukloniti na prijemu. Može se zaključiti da u ovom slučaju ne dolazi do nelinearnih izobličenja signala. Ukoliko se na ulaz pojačavača dovodi signal promenljive anvelope, svaki odmerak signala biće pojačan različitim koeficijentom pojačanja (u skladu sa AM/AM karakteristikom), dok će se fazni pomeraj razlikovati u zavisnosti od amplitude signala na ulazu (u skladu sa AM/PM karakteristikom). Kao posledica toga, signal na izlazu pojačavača snage biće "opterećen" nelinearnim izobličenjima koja se ne mogu zanemariti. U skladu sa tipičnim AM/AM (Sl. 2.1.a) i AM/PM (Sl. 2.2.b) karakteristikama pojačavača snage, može se očekivati da će nivo izobličenja signala rasti ukoliko je radna tačka pojačavača bliže oblasti zasićenja. Viši harmonici izlaznog signala se po pravilu ne razmatraju, jer se mogu lako ukloniti odgovarajućim filtrima.

Primena linearizacionih tehnika omogućava korišćenje pojačavača snage koji rade u nelinearnoj oblasti sa velikom efikasnošću u cilju dobijanja sistema sa linearnim karakteristikama. Dodatna potrošnja snage sistema za linearizaciju treba da se uključi u razmatranje prilikom proračuna ukupne efikasnosti sistema.

Tabela 4.3 Pregled linearizacionih tehnika

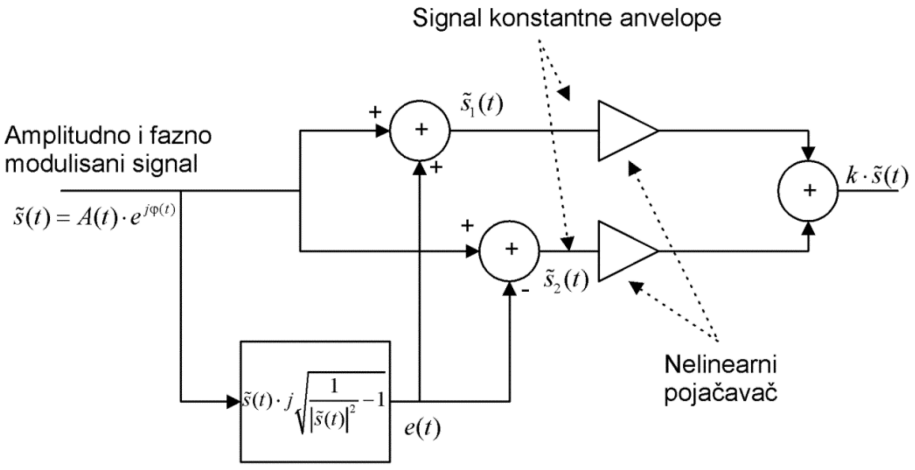
Linearizaciona tehnike	Analogne	Digitalne
Kompenzacione tehnike	*Feedback* *Feedforward* Predistorzija	Tehnike sa mapiranjem Predistorzija sa kompleksnim pojačanjem Ugaona predistorzija
Tehnike sa deljenjem signala	CALLUM LINC	LINC

Postoji nekoliko tipova linearizacionih tehnika. U tabeli 4.3 dat je pregled linearizacionih tehnika koje su grupisane na osnovu dve karakteristike. Prva karakteristika se odnosi na to da

li je linearizaciona metoda analogna ili digitalna, dok druga karakteristika uzima u obzir da li je linearizaciona tehnika kompenzaciona tehnika ili se koristi tehnika deljenja signala. Tehnika koja deli signal na dva signala konstantne anvelope (*LINC, CALLUM*) nije osetljiva na nelinearnosti pojačavača. Ostale tehnike vrše kompenzaciju nelinearnosti pojačavača (*feedforward, feedback, predistortion*,…)

4.4.1 LINC tehnika

LINC (*LInear amplification with Nonlinear Components*) [114, 115] tehniku je uveo Donald Cox 1974. godine. LINC tehnikom se ulazni signal deli na dva signala konstantne anvelope. Signali su oformljeni tako da njihova suma daje originalni signal. Potom se signali pojačavaju koristeći nelinearne pojačavače. Zbog konstantne anvelope signala ne dolazi ni do AM-PM ni do AM-AM izobličenja. Sabiranjem dva pojačana signala dobija se originalni signal. Harmonijske komponente nastale u procesu pojačanja signala se relativno jednostavno mogu filtrirati odgovarajućim filtrima.



Sl. 4.5 Linearizacija korišćenjem LINC tehnike

Ulazni signal je amplitudski i fazno modulisan i dat je u obliku:

$$s(t) = A(t) \cdot \cos(2\pi ft + \varphi(t)) = \mathrm{Re}\left[A(t) \cdot e^{j2\pi ft} \cdot e^{j\varphi(t)} \right]. \tag{4.36}$$

Ovaj signal se može predstaviti pomoću dva signala konstantnih anvelopa:

$$s_1(t) = \frac{a_{\max}}{2} \cdot \cos(2\pi ft + \alpha(t)); \tag{4.37}$$

$$s_2(t) = \frac{a_{\max}}{2} \cdot \cos(2\pi ft - \alpha(t)), \tag{4.38}$$

gde je $a_{\max}$ maksimalna vrednost amplitude $A(t)$. $\alpha(t)$ je ugao definisan na sledeći način:

$$\alpha(t) = \arccos\left(\frac{A(t)}{a_{\max}}\right). \tag{4.39}$$

Suma signala $s_1(t)$ i $s_2(t)$ daje originalni signal $s(t)$.

Efikasan način proračuna signala sa konstantnom anvelopom najbolje se može opisati korišćenjem kompleksne anvelope signala (Sl. 4.5). Najpre se računa kompleksna anvelopa signala $\tilde{e}(t)$ koji predstavlja skaliranu i rotiranu verziju kompleksne anvelope ulaznog signala:

$$\tilde{e}(t) = j \cdot \tilde{s}(t) \cdot \sqrt{\frac{1}{|\tilde{s}(t)|^2} - 1}\,, \tag{4.40}$$

pri čemu je

$$\tilde{s}(t) = A(t) \cdot e^{j\varphi(t)}. \tag{4.41}$$

Potom se signali konstantne anvelope $\tilde{s}_1(t)$ i $\tilde{s}_2(t)$ računaju kao zbir i razlika kompleksne anvelope ulaznog signala $\tilde{s}(t)$ i kompleksne anvelope proračunatog signala $\tilde{e}(t)$, [116]:

$$\tilde{s}_1(t) = \tilde{s}(t) + \tilde{e}(t); \tag{4.42}$$

$$\tilde{s}_1(t) = \tilde{s}(t) - \tilde{e}(t). \tag{4.43}$$

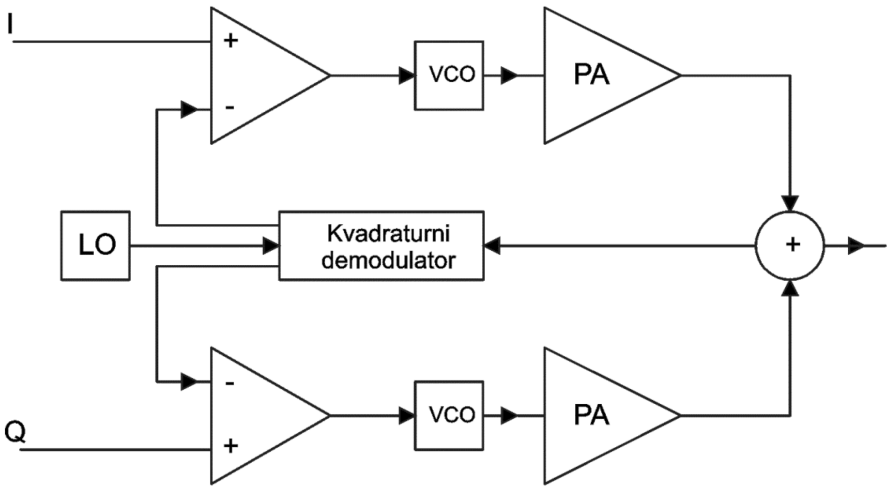
Proračun kompleksne anvelope signala $\tilde{e}(t)$ vrši se pomoću *look-up* tabele u DSP-ju (*Digital Signal Processing*) kako bi se povećala brzina proračuna.

Jedan od nedostataka LINC linearizacione metode je u kombajnerima snage [117], koji unose gubitke od 3 dB što znatno narušava efikasnost [118, 119]. Mada se tvrdi da se ovom metodom može postići efikasnost od 100%, još uvek nema eksperimentalnih rezultata koji ovo potvrđuju. Da bi se postigla visoka efikasnost potrebno je da pojačavači snage budu neosetljivi na promenu impedanse opterećenja [120].

Veliki broj radova vezanih za LINC metodu je fokusiran na korišćenje DSP-ja u cilju obezbeđivanja visoke preciznosti prilikom proračuna signala konstantne anvelope [119, 121]. Takođe, postoje i zadovoljavajući rezultati postignuti korišćenjem analognih kola integrisanih na čipu za procesiranje signala [122]. U oba slučaja se koristi povratna sprega za proračun signala konstantne anvelope.

4.4.2 CALLUM tehnika

CALLUM (*Combined Analogue Locked Loop Universal Modulator*) [123] tehnika koristi sličan princip kao i LINC metoda, u smislu da se i ovde koriste dva signala konstantne anvelope u cilju dobijanja amplitudno i fazno modulisanog signala (Sl. 4.6). Ova dva signala se generišu korišćenjem povratne petlje, za razliku od LINC metode gde se signali generišu deljenjem u DSP-ju. Izlazni signali iz pojačavača snage u I i Q granama se demodulišu i upoređuju sa I i Q signalom na izlazu iz kvadraturnog modulatora kako bi se odredila greška petlje. Kao i kod LINC metode, nedostatak CALLUM metoda je gubitak snage od 3 dB u izlaznom kombajneru prilikom kombinovanja dva signala konstantne anvelope.

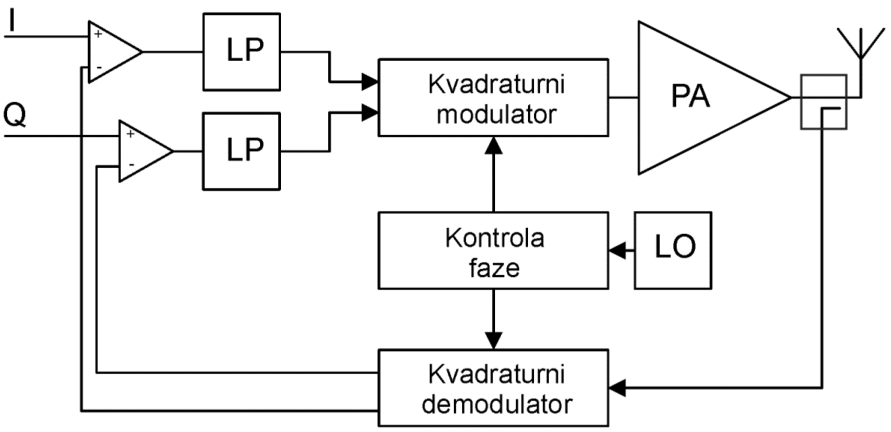


Sl. 4.6 Linearizacija korišćenjem CALLUM tehnike

4.4.3 Povratna sprega sa pravougaonom modulacijom - *Cartesian Modulation Feedback*

Cartesian Modulation Feedback metoda [115] je zasnovana na dve povratne petlje, pri čemu se jedna koristi za signal u fazi (I signal) a druga za kvadraturni signal (Q signal), kao što je prikazano na Sl. 4.7. Izlaz pojačavača snage se demoduliše pomoću kvadraturnog demodulatora. Tako dobijeni I i Q signali se upoređuju sa ulaznim I i Q signalima, čime se vrši proračun greške. Potom se signali greške pojačavaju, propuštaju kroz filtar propusnik niskih frekvencija (LP - *Low Pass Filter*), konvertuju na gore i vode na ulaz pojačavača snage. Pojačavač se kontroliše pojačanim signalom greške.

Pojačavač snage, mešač i filtri unose određeno kašnjenje koje ograničava propusni opseg stabilnog rada ovog sistema [124]. Jedna mogućnost za kompenzaciju kašnjenja je uvođenje faznog pomeraja između lokalnog oscilatora i mešača za konverziju na gore i na dole.

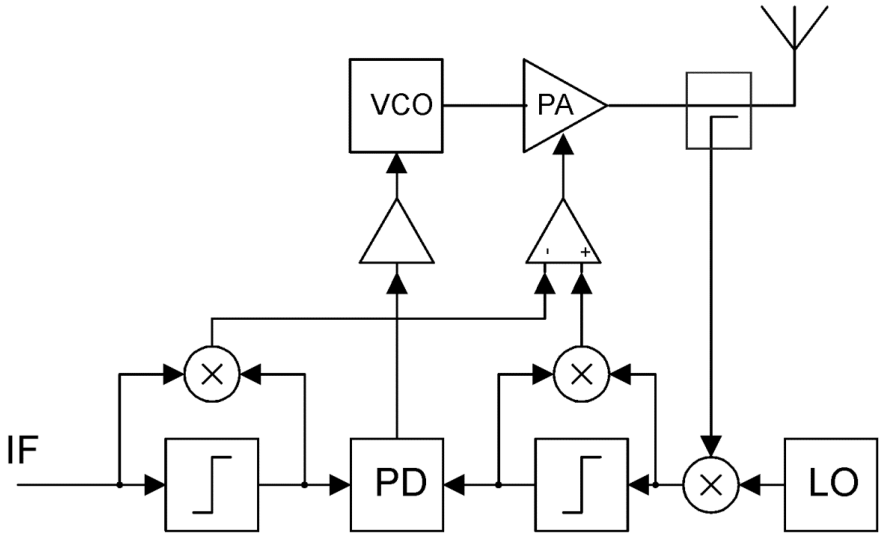


Sl. 4.7 Linearizacija korišćenjem *Cartesian modulation feedback* sistema

Linearnost konvertora na gore (kvadraturnog modulatora), u principu, nije ograničavajući faktor za proces linearizacije jer se ona može smatrati sastavnim delom nelinearnosti pojačavača snage i kao takva može se kompenzovati primenjenom metodom. Fazna razdešenost IQ konvertora na gore se takođe može kompenzovati, ali nelinearnost i fazna razdešenost konvertora na dole (kvadraturnog demodulatora) su parametri koji ograničavaju performanse ove linearizacione metode. Projektni zahtevi za konvertor na dole u linearizacionom sistemu se razlikuju od onih za konvertor u prijemniku. Kod linearizacionog sistema ulazni nivo signala je visok i definisan, tako da je šum mešača manje bitan faktor u odnosu na linearnost mešača.

4.4.4 Povratna sprega sa polarnom modulacijom - *Polar Modulation Feedback Loop*

Sistemi povratne sprege sa polarnom modulacijom [125] (Sl. 4.8) koristi amplitudu i fazu signala na izlazu pojačavača snage kao povratni signal, za razliku od sistema povratne sprege sa pravougaonom modulacijom, koji koristi signale u fazi i kvadraturi. Lakše je pratiti i korigovati izobličenja (AM/AM i AM/PM) anvelope signala nego izobličenja u slučaju povratne petlje sa ortogonalnim signalima.

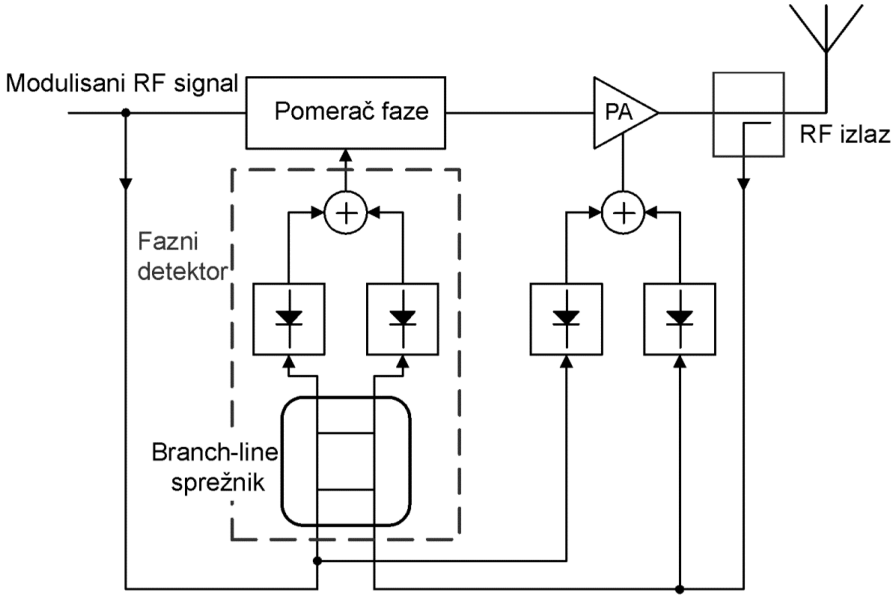


Sl. 4.8 Linearizacija korišćenjem *Polar modulation feedback* sistema

Izlazni signala pojačavača snage se konvertuje na dole do željene međufrekvenciju (IF - *Intermediate Frequency*). Zatim se vrši ekstrakcija anvelope signala, tako što se IF signal meša sa IF signalom propuštenim kroz limiter. Takođe, vrši se izdvajanje anvelope ulaznog IF signala. Ova dva signala se zatim oduzimaju kako bi se dobila amplitudska greška. Signal greške se vodi na pojačavača snage i služi za regulaciju snage kako bi se podesila amplituda izlaznog signala pojačavača snage. Fazna greška između izlaznog i ulaznog signala određuje se pomoću faznog detektora (PD - *Phase Detector*) i koristi se za podešavanje faze naponski kontrolisanog oscilatora (VCO - *Voltage-Controlled Oscillator*). Na ovaj način fazna greška pojačavača snage je kompenzovana promenom faze VCO.

Sistem prikazan na Sl. 4.9 [126] takođe se karakteriše kao sistem povratne petlje sa polarnom modulacijom, jer se koristi povratni signal u polarnom obliku. Pomeraj faze se kompenzuje pomoću pomerača faze koji se ubacuje ispred pojačavača snage, a kontroliše se pomoću detektora faze.

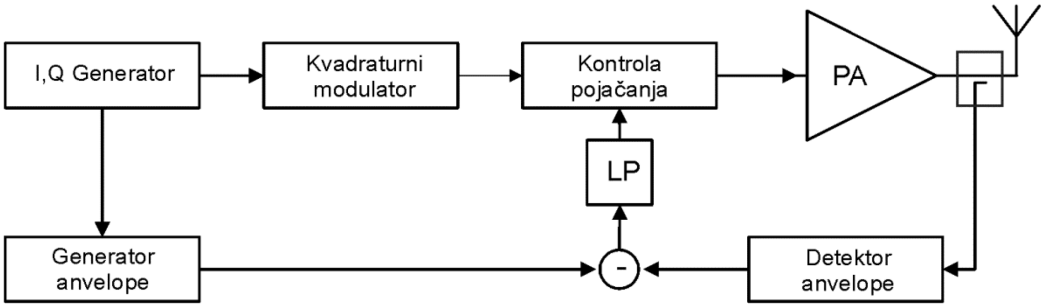
Ulazni signal pojačavača snage na Sl. 4.8 je signal konstantne anvelope, dok je ulazni signal pojačavača snage na Sl. 4.9 signal promenljive anvelope. To znači da je za sistem prikazan na Sl. 4.8 amplitudska modulacija izlaznog signala pojačavača u potpunosti kontrolisana signalom greške, dok kod sistema prikazanog na Sl. 4.9 signal greške vrši kompenzaciju amplitudskih izobličenja nastalih kao posledica nelinearnosti pojačavača snage.



Sl. 4.9 *Polar modulation feedback* sistem sa pomeračem faze

4.4.5 Povratna sprega sa anvelopom signala - *Envelope Feedback*

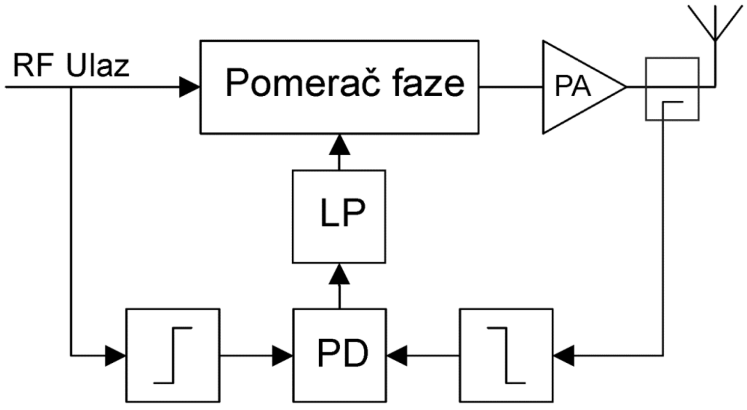
Povratna sprega sa anvelopom signala [127] je specijalan slučaj sistema povratne sprege sa polarnom modulacijom, kod kojih se vrši procena i korekcija samo anvelope signala. U ovom pojednostavljenom slučaju, detektor anvelope se sastoji od diode, koja se koristi kao ispravljač, i RC filtra propusnika niskih frekvencija. Ovaj linearizacioni metod se može koristiti ako je izobličenje amplitude glavni uzrok distorzije signala. Povratna sprega sa anvelopom signala se često koristi kod modulacionih sistema sa konstantnom anvelopom. Na primer, ovaj metod se koristi za kontrolu izlazne snage kod GSM sistema. Generator anvelope se realizuje u DSP-ju zajedno sa IQ generatorom [127]. Signali iz DSP-ja prolaze kroz D/A konvertor (*Digital-to-Analog converter*) i njihova anvelopa se upoređuje sa anvelopom signala pojačavača snage. U sistemu sa Sl. 4.10, izlazna snaga pojačavača se kontroliše pomoću kola za kontrolu pojačanja (VGC - *Variable Gain Control*). Kolo za kontrolu pojačanja prethodi pojačavaču snage i kontroliše se signalom razlike anvelopa iz povratne petlje. Signal razlike anvelopa iz povratne petlje neophodno je filtrirati propuštanjem kroz filtar propusnik niskih frekvencija (LP) kako bi se ostvario stabilan rad sistema. U određenim slučajevima, sistem sa Sl. 4.10 može se realizovati tako što se filtrirani signal razlike anvelopa direktno vodi u pojačavač snage – deo za kontrolu izlazne snage pojačavača. U tim slučajevima nije potrebno uvoditi kolo za kontrolu pojačanja pojačavača.



Sl. 4.10 Linearizacija korišćenjem *Envelope feedback* tehnike

4.4.6 Povratna sprega sa korekcijom faze - *Phase Correcting Feedback*

Povratna sprega sa korekcijom faze [128] predstavlja još jedan specijalan slučaj sistema povratne sprege sa polarnom modulacijom, gde se vrši procena i korekcija samo faze signala (Sl. 4.11). Izlazni signal pojačavača snage se propušta kroz limiterski pojačavač kako bi se dobile informacije o fazi. Potom se ovaj signal poredi sa fazom ulaznog signala. Fazna razlika dobijena pomoću detektora faze (PD) koristi se kao kontrolni signal za pomerač faze, kako bi se izvršila kompenzacija fazne greške na izlazu pojačavača snage. U [128], ovaj princip je primenjen na pojačavač snage u klasi E, pri čemu je fazna greška smanjena sa 30° na 4°. U [126], fazna razlika je dobijena korišćenjem *branch-line* sprežnika, diodnih detektora i diferencijalnog pojačavača.

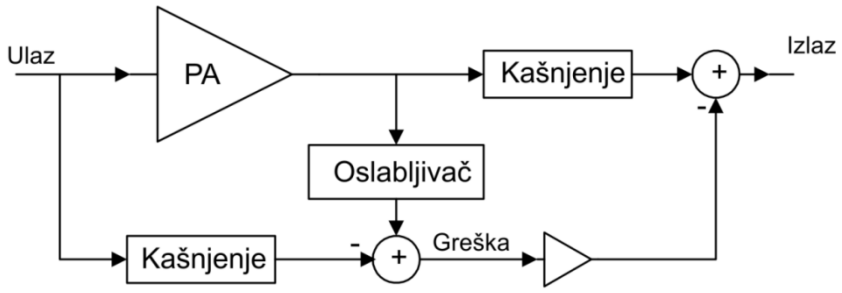


Sl. 4.11 Linearizacija korišćenjem *Phase correcting feedback* tehnike

4.4.7 Linearizacija vođenjem signala ka izlazu - *Feed Forward Linearization*

Feed Forward linearizaciona metoda, slično kao i sistemi sa povratnom spregom, koristi signal greške kako bi izvršila kompenzaciju odstupanja izlaznog signala od željenog. Signal greške se dobija kao razlika ulaznog i oslabljenog izlaznog signala. Potom se ovako dobijen

signal greške pojačava i oduzima od izlaznog signala iz pojačavača snage (Sl. 4.12). Ponekad je neophodno uvesti kašnjenje kako bi signali bili u fazi prilikom oduzimanja. U cilju pojačanja signala greške koristi se linearni pojačavač malog pojačanja, što je praćeno malom potrošnjom. Na taj način, ovaj sistem omogućava upotrebu nelinearnog pojačavača snage visoke efikasnosti za dobijanje odgovarajuće snage signala, uz malu potrošnju snage na linearnom pojačavaču signala greške. Kritične stvari na koje treba obratiti pažnju su pravilno određivanje pojačanja signala greške i kašnjenja, pri čemu treba uzeti u obzir da su ove veličine temperaturno zavisne. Kalibracija sistema može biti dobro početno rešenja. Uz određene modifikacije sistema [129, 130], metod se može iskoristiti za dobijanje korektnih vrednosti pojačanja i kašnjenja signala u svim radnim uslovima.

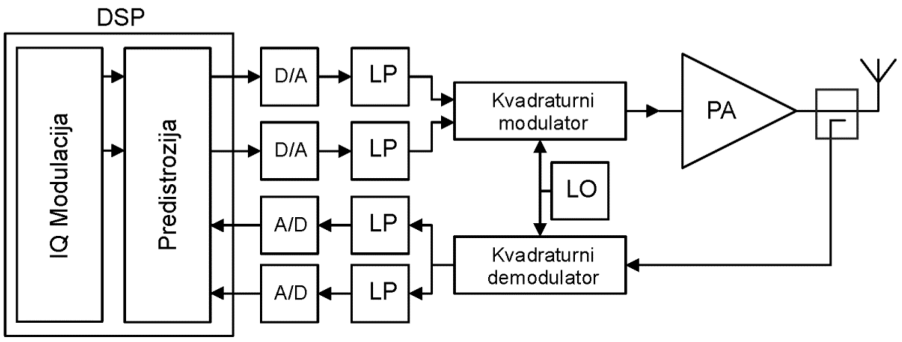


Sl. 4.12 *Feed Forward* linearizacija

4.4.8 Digitalna predistorzija

U ovom delu rada biće ukratko opisane četiri metode digitalne predistorzije: digitalna predistorzija sa mapiranjem (*Mapping Predistortion*), ugaona digitalna predistorzija (*Polar Predistortion*), digitalna predistorzija sa kompleksnim pojačanjem (*Complex gain Predistortion*) i polinomska predistorzija (*Polynomial Predistortion*). Metode se razlikuju po broju i dimenziji *Look Up* tabela (LUT) iz kojih se očitavaju odgovarajući koeficijenti na osnovu pojedinih parametara signala (IQ, amplituda, snaga) kao i po brzini adaptacije. Klok frekvencija je tipično 8 do 16 puta veća od širine kanala. Za razliku od tipičnog blok dijagrama koji se koristi za konverziju signala na gore (lokalni oscilator, kvadraturni modulator i pojačavač snage), primena digitalne predistorzije zahteva dodatne analogne blokove koji će obezbediti put povratnom signalu do dela za digitalnu obradu (DSP) kao što je prikazano na Sl. 4.13. Kvadraturni demodulator konvertuje signal sa izlaza pojačavača snage u osnovni opseg. Potom dva *anti-aliasing* filtra i A/D konvertora (*Analog-to-Digital converter*) prevode analogni IQ signal u digitalni signal pogodan za obradu u delu sistema za DSP obradu podataka. Korekcija koeficijenata u tabeli za predistorziju (LUT) se vrši na

osnovu povratnog signala i karakteristika pojačavača snage. IQ modulisani signal se transformiše (faza, anvelopa), vrši se njegova kvantizacija i koristi se za adresiranje LUT tabele. Potom se vrednosti iz adresiranih lokacija LUT tabele koriste za modifikaciju IQ signala pre nego što se on dovede na D/A konvertor. Ukoliko je to potrebno, može se na osnovu vrednosti IQ signala na izlazu pojačavača snage vršiti korekcija vrednosti elemenata u LUT tabeli. Uvek je moguće ostvariti stabilan rad sistema za digitalnu predistorziju, jer se period odmeravanja u povratnoj petlji i brzina adaptacije LUT tabele mogu usporiti onoliko koliko je potrebno. Period odmeravanja se može odrediti nezavisno od perioda odmeravanja signala u glavnoj putanji.



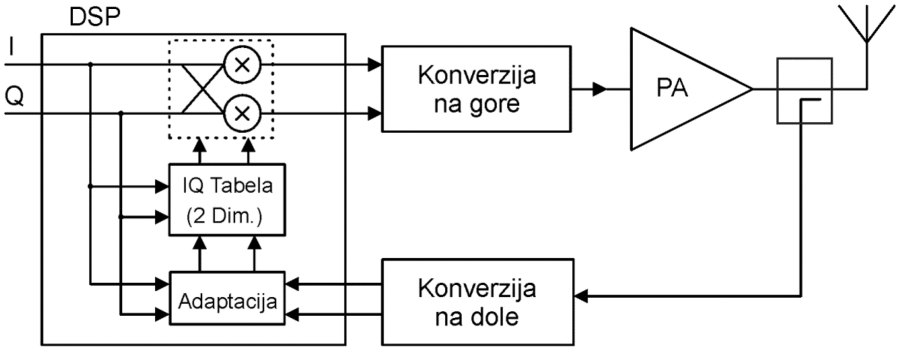
Sl. 4.13 Digitalni sistem za predistorziju u osnovnom opsegu

4.4.8.1 Digitalna predistorzija sa mapiranjem - *Mapping Predistortion*

Metoda se zasniva na dvodimenzionalnoj LUT tabeli. Svaki I-Q par signala iz modulatora se modifikuje korišćenjem LUT tabela pre nego što se dovede na D/A konvertor, Sl. 4.14. Izlazni signal pojačavača snage se konvertuje na dole, vrši se njegova A/D konverzija i vodi se u DSP. U okviru DSP-ja vrši se proračun greške IQ signala i ažuriranje odgovarajućih vrednosti u LUT tabeli u skladu sa primenjenim adaptacionim algoritmom.

Prednost ove metode digitalne predistorzije se ogleda u tome što su sve nelinearnosti u procesu konverzije signala poništene (npr. nelinearnosti kvadraturnog miksera za konverziju na gore,…) [118]. Nedostatak metode predstavlja dvodimenzionalna LUT tabela $(I_{PD}, Q_{PD}) = f_{LUT}(I, Q)$ koja koristi veliki broj koeficijenata, tako da je vreme potrebno za adaptaciju elemenata LUT jako dugo. Potrebno je izvršiti i podešavanje faze u okviru povratne petlje kako bi se obezbedilo pouzdano funkcionisanje metode. Metoda se može posmatrati kao digitalni pandan *Cartesian Modulation Feedback* metodi. Obe metode imaju mogućnost korekcije fazne neusklađenosti i nelinearnosti IQ miksera za konverziju signala na

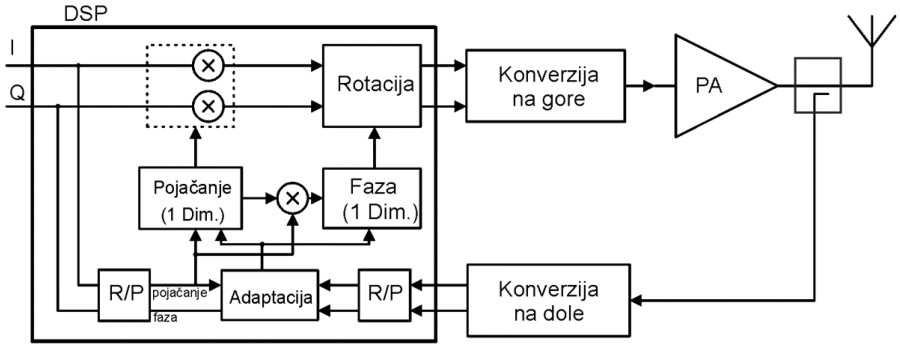
gore. Takođe, obe metode su osetljive na kašnjenje i faznu razliku između signala lokalnih oscilatora koji se koriste za konverziju signala na gore i na dole.



Sl. 4.14 Sistem digitalne predistorzije sa mapiranjem

4.4.8.2 Ugaona digitalna predistorzija - *Polar Predistortion*

Osnovna blok šema sistema koji koristi ugaonu digitalnu predistorziju prikazana je na Sl. 4.15. Ugaona predistorzija koristi dvodimenzionalnu LUT tabelu koja sadrži koeficijente za korekciju amplitude i faze IQ signala. LUT tabela se adresira korišćenjem dužine IQ vektora koji dolazi iz IQ modulatora. Najpre se vrši korekcija amplitude a potom se vrši korekcija faze koristeći novu amplitudu za adresiranje LUT tabele. U odnosu na predistorziju mapiranjem, potrebna su dodatna kola za konverziju pravougaonog u polarni signal (R/P blok na Sl. 4.15). Zahvaljujući manjem broju koeficijenata u LUT tabeli, vreme adaptacije je značajno kraće u odnosu na predistorziju mapiranjem.

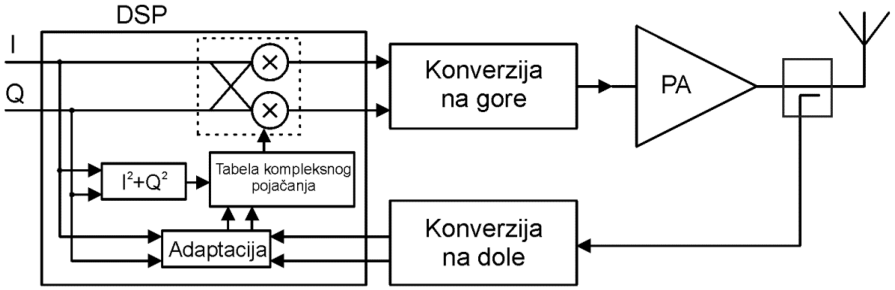


Sl. 4.15 Ugaona digitalna predistorzija

4.4.8.3 Digitalna predistorzija sa kompleksnim pojačanjem - *Complex Gain Predistortion*

Ova metoda [118] čija je osnovna blok šema prikazana na Sl. 4.16 slična je *Polar Predistortion* metodi. Razlika je u tome što se kod ove metode adresiraju dve LUT tabele na

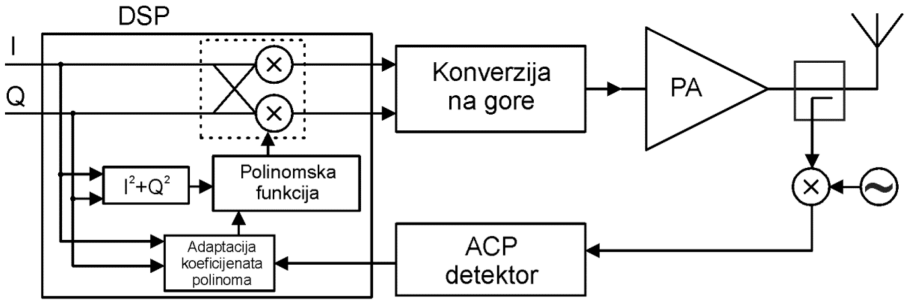
osnovu snage IQ signala, a korekcija se obavlja množenjem kompleksnog koeficijenata pojačanja iz LUT tabela sa IQ signalima. Prednost ove metode ogleda se u tome što ne postoji potreba da se vrši konverzija pravougaonog u polarni signal, ali se zato računa snaga signala, I^2+Q^2, što je numerički znatno jednostavnije u odnosu na konverziju signala iz pravougaonog u polarni oblik, $\sqrt{I^2+Q^2}$ i $\arctan(Q/I)$.



Sl. 4.16 Digitalna predistorzija sa kompleksnim pojačanjem

4.4.8.4 Polinomska predistorzija - *Polynomial Predistortion*

Kod ovog tipa digitalne predistorzije [131, 132], signal se proračunava korišćenjem polinomske funkcije sa kompleksnim koeficijentima. IQ signal se ubacuje u polinomsku funkciju kako bi se proračunao predistorzioni signal. Ova metoda zahteva puno kompleksnih operacija, ali ne postoji potreba za memorijom pošto se ne koriste LUT tabele, već mali broj koeficijenata kojima se opisuje odgovarajuća polinomska funkcija. U zavisnosti od željenog stepena linearizacije, može se koristiti polinom 3-ćeg, 5-og, 7-og ili višeg reda, za šta nam je potrebno 4, 6, 8 ili više koeficijenata, koji se mogu čuvati u memoriji DSP sistema ili smestiti u neku jako malu LUT tabelu. Algoritam adaptacije koeficijenata polinoma takođe zahteva jako puno kompleksnih proračuna. Na Sl. 4.17 prikazana je moguća implementacija digitalne predistorzija sa polinomskom funkcijom zasnovane na minimiziranju ACPR faktora [133].



Sl. 4.17 Digitalna predistorzija sa polinomskom funkcijom

4.5 Linearizaciona metoda koja koristi IM2 i IM4 signale u cilju potiskivanja intermodulacionih produkata trećeg i petog reda

U okviru teze izvršena je nadogradnja linearizacione metode koja se zasniva na ubacivanju linearizacionih signala, tj. nelinearnih izobličenja parnog reda na ulaz i izlaz aktivnog elementa pojačavača u cilju poboljšanja intermodulacionih produkata trećeg (IM3) i petog (IM5) reda. Kao linearizacioni signali koriste se drugi harmonici osnovnog signala (IM2 signali) kao i nelinearni produkti četvrtog reda na frekvencijama bliskim drugom harmoniku (IM4 signali).

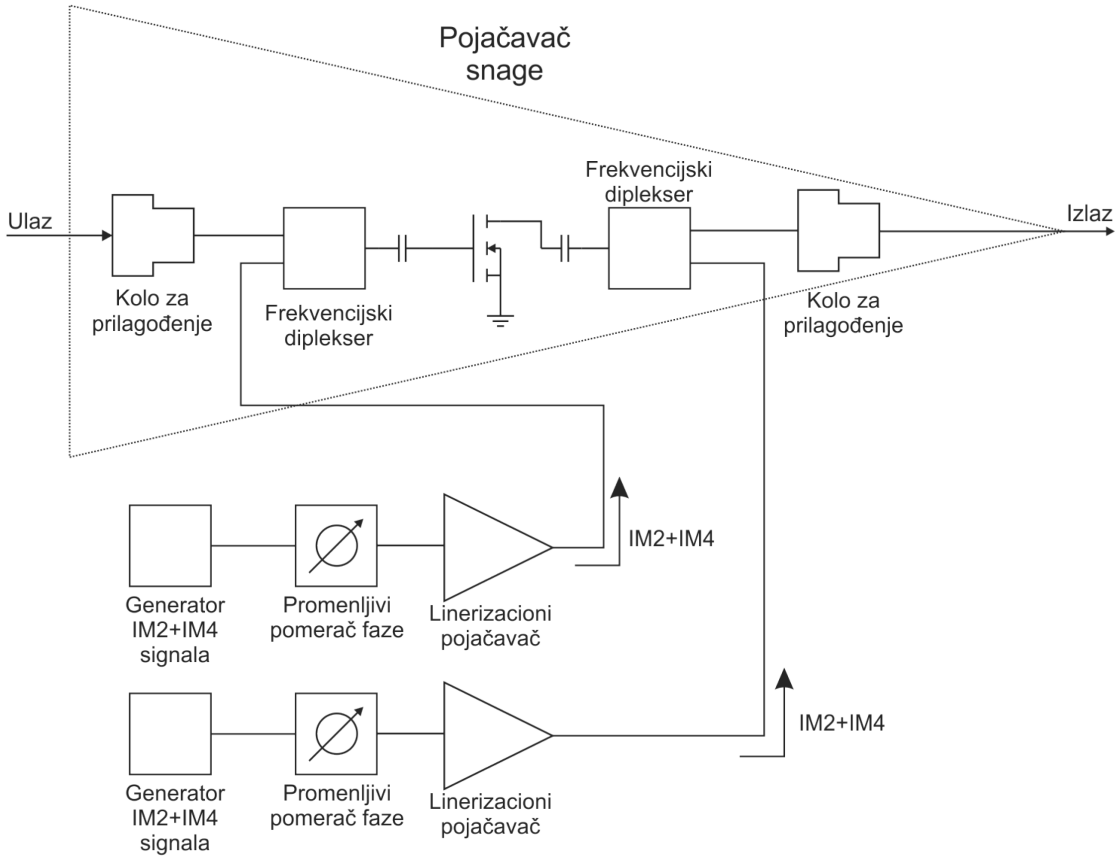
Principijelna blok šema linearizacione metode prikazana je na Sl. 4.18. Linearizaciona metoda je teorijski razrađena u okviru Laboratorije za mikrotalasnu tehniku i bežične komunikacije Elektronskog fakulteta u Nišu, i primenjena je sa uspehom na veći broj različitih konfiguracija RF i mikrotalasnih pojačavača snage[134-145]. U okviru teze linearizaciona metoda je primenjena za potiskivanja IM3 i IM5 produkata pojačavača snage čak i kada pojačavač radi u zasićenju (0 dB *back-off*). Izvršena je verifikacija linearizacione metode kroz postupak simulacije i eksperimentalnim putem za različite tipove RF i mikrotalasnih pojačavača snage, pri čemu je posebna pažnja posvećena *Doherty* pojačavačima snage.

Teorijska analiza predložene linearizacione tehnike zasniva se na nelinearnosti struje drejna izražene polinomskim modelom višeg reda [105, 146]. Nelinearnost LDMOSFET-a u pojačavačkim kolima, pod pretpostavkom zanemarivanja memorijskog efekta predstavljena je izrazom (4.44).

$$\begin{aligned} i_{ds}\left(v_{gs},v_{ds}\right) = {} & K_{10}v_{gs}\left(t\right)+K_{20}v_{gs}^{2}\left(t\right)+K_{30}v_{gs}^{3}\left(t\right)+K_{40}v_{gs}^{4}\left(t\right)+K_{50}v_{gs}^{5}\left(t\right)+ \\ & +K_{01}v_{ds}\left(t\right)+K_{02}v_{ds}^{2}\left(t\right)+K_{03}v_{ds}^{3}\left(t\right)+ \\ & +K_{11}v_{gs}\left(t\right)v_{ds}\left(\mathrm{t}\right)\ +K_{21}v_{gs}^{2}\left(t\right)v_{ds}\left(t\right)+K_{12}v_{gs}\left(t\right)v_{ds}^{2}\left(t\right)+... \end{aligned} \quad . \quad (4.44)$$

Struja drejna zavisi od dva kontrolna napona: v_{gs} – napon između gejta i sorsa i v_{ds} – napon između drejna i sorsa tranzistora. Izraz (4.44) prikazuje nelinearnost struje drejna, i_{ds}, u odnosu na napon v_{gs}, koja je predstavljena koeficijentima K_{10} do K_{50}. Nelinearnost struje drejna u funkciji napona v_{ds} je uključena u izraz (4.44) pomoću

koeficijenata K_{01} do K_{03}. Takođe, izraz sadrži i rezultate mešanja napona v_{gs} i v_{ds} preko koeficijenata K_{11}, K_{12} i K_{21}.



Sl. 4.18 Blok šema predložene linearizacione metode

Nosilac modulisan signalom iz osnovnog opsega čiji je spektar $V_B(j\omega)$ predstavlja spektar digitalno modulisanog signala $V_B(j\omega)\otimes\frac{1}{2}\delta(\omega\pm\omega_0)$. Spektar digitalno modulisanog signala koji odgovara IM2 produktima dat je izrazom $V_B(j\omega)\otimes V_B(j\omega)\otimes\frac{1}{2}\delta(\omega\pm\omega_0)$, dok se spektar digitalno modulisanog signala koji odgovara IM4 produktima može predstaviti izrazom $V_B(j\omega)\otimes V_B(j\omega)\otimes V_B(j\omega)\otimes V_B(j\omega)\otimes\frac{1}{2}\delta(\omega\pm\omega_0)$.

Struja drejna na frekvencijama intermodulacionih produkata trećeg reda (IM3) i intermodulacionih produkata petog reda (IM5) može se predstaviti izrazima (4.45) i (4.46), gde su ρ_2, φ_2, ρ_4 i φ_4 amplitude i faze IM2 i IM4 signala koji se dovode na ulaz tranzistora, dok su $\rho_2^{(F)}$, $\varphi_2^{(F)}$, $\rho_4^{(F)}$ i $\varphi_4^{(F)}$ amplitude i faze IM2 i IM4 signala koji se vode na izlaz tranzistora.

$$I_{ds}\left(j\omega\right)\big|_{IM3} \approx \left\{\left[\frac{3}{4}K_{30}+\frac{1}{4}K_{20}\rho_2 e^{-j\varphi_2}-\frac{1}{4}K_{11}\rho_2^{(F)}e^{-j\varphi_2^{(F)}}-\frac{1}{4}K_{11}\rho_1\rho_2 e^{-j\varphi_2}\right]\right\} \\ \left\{\left(V_B\left(j\omega\right)\otimes V_B\left(j\omega\right)\otimes V_B\left(j\omega\right)\right)\right\}\otimes\frac{1}{2}\delta\left(\omega\pm\omega_0\right) \quad ; (4.45)$$

$$I_{ds}\left(j\omega\right)\big|_{IM5} \approx \left\{\left[\frac{5}{8}K_{50}+\frac{1}{4}K_{20}\rho_4 e^{-j\varphi_4}-\frac{1}{4}K_{11}\rho_4^{(F)}e^{-j\varphi_4^{(F)}}-\right.\right. \\ -\frac{1}{4}\rho_1 K_{11}\rho_4 e^{-j\varphi_4}+\frac{1}{8}K_{30}\rho_2^2 e^{-j2\varphi_2}+ \\ +\frac{1}{8}K_{12}\rho_2^{(F)2}e^{-j2\varphi_2^{(F)}}+\frac{1}{8}K_{12}\rho_1\rho_2\rho_2^{(F)}e^{-j\left(\varphi_2+\varphi_2^{(F)}\right)}- \\ \left.\left.-\frac{1}{8}K_{21}\rho_2\rho_2^{(F)}e^{-j\left(\varphi_2+\varphi_2^{(F)}\right)}-\frac{1}{8}K_{21}\rho_1\rho_2^2 e^{-j2\varphi_2}\right]\right\} \\ \left\{V_B\left(j\omega\right)\otimes V_B\left(j\omega\right)\otimes V_B\left(j\omega\right)\otimes V_B\left(j\omega\right)\otimes V_B\left(j\omega\right)\right\}\otimes\frac{1}{2}\delta\left(\omega\pm\omega_0\right) \quad . (4.46)$$

Članovi struje drejna izraženi koeficijentima K_{01}, K_{02}, K_{03} imaju zanemarljiv uticaj na intermodulacione produkte [105, 146], tako da su izostavljeni iz izraza.

Izobličenja signala trećeg reda uključena su u analizu pomoću izraza (4.45) kao prvi član, K_{30} koji se smatra dominantnim [105, 146] prilikom stvaranja IM3 produkata. Proizvod mešanja osnovnog signala i drugog harmonika koji se ubacuje na ulaz tranzistora predstavljen je kao drugi član izraza (4.45). Treći član (K_{11}) postoji kao posledica interakcije između napona gejt-sors osnovnog signala i napona drugih harmonika koji se dovode na izlaz tranzistora. Takođe, osnovni signal na izlazu tranzistora se meša sa drugim harmonikom koji postoji na ulaz u tranzistor. Amplituda izlaznog napona na frekvenciji osnovnog signala koji je fazno pomeren za 180° u odnosu na ulazni signal je označena sa ρ_1. U skladu sa prikazanim, moguće je umanjiti izobličenja spektra koja su izazvana distorzijom trećeg reda osnovnog signala, izborom odgovarajuće amplitude i faze drugih harmonika dovedenih na ulaz tranzistora (ρ_2 i φ_2) i drugih harmonika dovedenih na izlaz tranzistora ($\rho_2^{(F)}$ i $\varphi_2^{(F)}$).

Članovi koji utiču na mešanje signala između drejna i gejta, K_{12} i K_{21}, stvaraju struju drejna na IM3 frekvencijama suprotnih faza, tako da se oni međusobno slabe [105].

U izrazu (4.46), prvi član predstavlja struju drejna na frekvenciji intermodulacionog produkta petog reda koji se formira između osnovnih signala usled nelinearnosti tranzistora petog reda, K_{50}. Drugi član u izrazu (4.46) posledica je reakcije između osnovnog signala i IM4 signala na ulazu tranzistora. Treći član je produkt mešanja između osnovnog signala na

ulazu tranzistora i IM4 signala koji se dovode na izlaz tranzistora. Takođe, osnovni signal na izlazu tranzistora ima interakciju sa IM4 signalima koji se dovode na ulaz tranzistora preko K_{11} člana stvarajući IM5 produkte. Zbog toga, originalni IM5 produkti (prvi član u izrazu (4.46)) se mogu redukovati podešavanjem amplitude i faze IM4 signala koji se dovode na ulaz i izlaz tranzistora.

IM5 produkti su takođe izraženi pomoću koeficijenta K_{30} – peti član u izrazu (4.46), a posledica su reakcije između dva IM2 signala i osnovnog signala. Ovaj član ima zanemarljiv uticaj na IM5 produkte za manje nivoe osnovnog signala na ulazu, dok za veće nivoe snage osnovnog signala, u zavisnosti od faze IM2 signala na ulazu, ovaj član može dovesti do povećanja IM5 produkata. Očigledno je da za veće amplitude osnovnog signala i IM2 signali dovedeni na ulaz tranzistora treba da imaju veće amplitude u skladu sa izrazom (4.45). Kako faza IM2 signala na ulazu tranzistora, φ_2, treba da bude 180° kako bi se umanjili IM3 produkti, onda faza člana K_{30} u izrazu (4.46) postaje 360°. U skladu sa tim, sa porastom amplitude drugog harmonika, peti član u izrazu (4.46) povećava snagu IM5 produkata. Usled preklapanja spektra IM3 i IM5 signala, dolazi do povećanja snage i u opsegu spektra gde su dominantni IM3 produkti.

Saglasno prethodnom razmatranju, snaga IM2 signala koji se dovodi na ulaz tranzistora treba da bude na odgovarajućem, ne suviše visokom nivou. Može se zaključiti da se linearizacija dovođenjem IM2 signala samo na ulaz tranzistora može ostvariti do izvesnog nivoa snage osnovnog signala na ulazu. Za veće nivoe snage signala na ulazu, dominantnu ulogu u smanjenju IM3 produkata imaju IM2 signali koji se vode na izlaz tranzistora. Takođe, uticaj koeficijenta K_{30} na snagu IM5 produkata može se umanjiti IM4 signalima koji se vode na ulaz tranzistora.

Svi mešački produkti, koji se formiraju pomoću koeficijenata K_{12} i K_{21}, generišu se usled reakcije između dva IM2 signala i osnovnog signala. Signali koji su uzeti u razmatranje posmatraju se na ulazu i izlazu tranzistora. K_{12} i K_{21} članovi stvaraju struju na IM5 frekvencijama sa suprotnim fazama tako da se oni međusobno poništavaju. Zbog toga se njihov uticaj na snagu IM3 i IM5 produkata može zanemariti. Saglasno tome, IM2 signali koji se dovode na izlaz tranzistora mogu imati dovoljan nivo snage kako bi smanjili IM3 produkte.

Treba naglasiti da, ukoliko IM2 i IM4 signale dovodimo samo na izlaz tranzistora, onda će se ovi signali preslikavati i na ulaz u tranzistor sa snagom koja može biti dovoljna da drugi

i četvrti član u izrazima (4.45) i (4.46) utiču na porast nivoa IM3 i IM5 produkata. Zbog toga je neophodno dovesti IM2 i IM4 signale na ulaz tranzistora koji će podesiti odgovarajuću amplitudu i fazu drugog i četvrtog člana u izrazima (4.45) i (4.46) i poništiti neželjeni uticaj na IM3 i IM5 produkte.

Na osnovu prethodne analize može se zaključiti da IM2 i IM4 signali utiču na smanjenje IM3 i IM5 produkata, pri čemu je potrebno da ovi linearizacioni signali imaju određene amplitude i faze. Signali za linearizaciju se generišu kao posledica nelinearnosti aktivnih komponenata, tako da se odnos u kome se nalaze njihove amplitude i faze ne može kontrolisati. U slučaju kada amplitude i faze IM2 i IM4 signala nisu u međusobnom odnosu potrebnom za linearizaciju IM3 i IM5 produkata istovremeno, jedan od ovih intermodulacionih produkata neće biti dovoljno umanjen ili će čak doći do povećanja njihove snage. Ova situacija je još verovatnija kada postoji samo jedan izvor IM2 i IM4 signala.

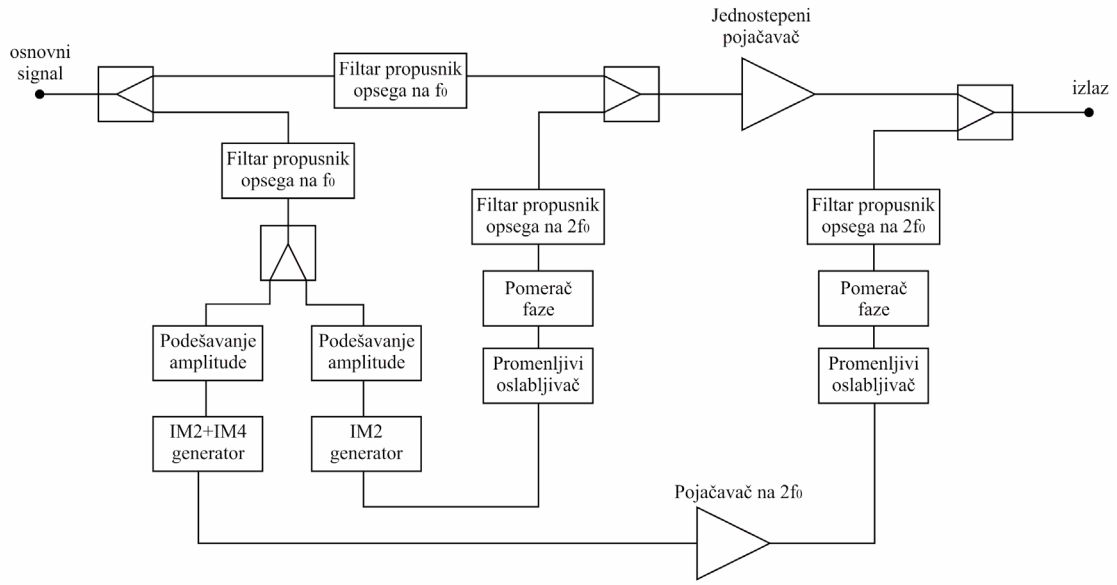
5 Verifikacija predložene linearizacione metode kroz postupak simulacije

U cilju verifikacije predložene linearizacione metode, u ovom poglavlju je kroz postupak simulacije izvršeno projektovanje i linearizacija većeg broja različitih konfiguracija pojačavača snage. Posebna pažnja je posvećena različitim tipovima *Doherty* pojačavača. Naime, prilikom linearizacije *Doherty* pojačavača linearizacionom metodom koja koristi IM2 i IM4 signale, kao izvor linearizacionih signala mogu se iskoristiti *peaking* pojačavači, čime se izbegava potreba za dodatnim generatorima linearizacionih signala. Na ovaj način se smanjuje kompleksnost linearizacionog sklopa i ukupna potrošnja, što povećava efikasnost pojačavača.

5.1 Jednostepeni pojačavač

Blok šema pojačavača sa dodatnim kolima za linearizaciju prikazana je na Sl. 5.1. Pojačavač je projektovan kao širokopojasni jednostepeni pojačavač na frekvenciji 2.5 GHz korišćenjem NEC NE710 MESFET tranzistora [138]. Projektovanje i simulacija pojačavača izvršeni su pomoću softverskog paketa *Agilent ADS* (*Advance Design System*). Prilikom projektovanja pojačavača korišćen je nelinearni *Curtis-cubic* [147] model MESFET tranzistora.

Signali na osnovnim frekvencijama se dovode na ulaz pojačavača i na ulaz dva nelinearna generatora koja se sastoje od MESFET tranzistora napajanih za različite uslove rada. Generator IM2 signala je projektovan tako da obezbeđuje odgovarajući nivo IM2 signala, dok su IM4 signali niskog nivoa. Ovaj uslov je ostvaren ako se tranzistor u generatoru IM2 signala napaja tako da se njegova nelinearnost može opisati polinomom drugog reda. Kod IM2+IM4 generatora tranzistor je napajan da radi ili u *pinch-off* režimu rada ili u zasićenju kako bi obezbedio dovoljan nivo snage za IM2 i IM4 signale. U ovom režimu rada, nelinearnost tranzistora je jako izražena i može se opisati polinomom većeg reda, čime su obezbeđeni i IM2 i IM4 signali na izlazu generatora signala. Kako bi se ispunili ovi zahtevi, potrebno je izvršiti dodatno podešavanje amplitude osnovnog signala na ulazu u nelinearne generatore.



Sl. 5.1 Blok šema jednostepenog pojačavača sa dodatnim kolima za linearizaciju

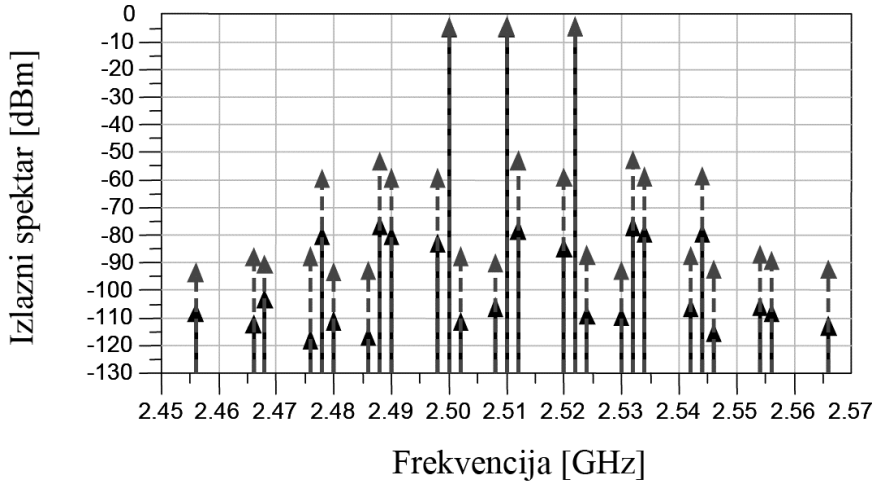
Predložena linearizaciona metoda koristi IM2 signale koji se dovode na ulaz pojačavača snage, kao i IM2 i IM4 signale koji se vode na izlaz pojačavača snage kroz dve nezavisne grane. U procesu simulacije, elementi u granama za linearizaciju (filtri propusnici opsega, pomerači faze, promenljivi oslabljivači, pojačavač, sprežnici i delitelji snage) su korišćeni kao idealne komponente iz biblioteke elemenata u okviru *Agilent ADS* softvera za simulaciju.

5.1.1 Rezultati simulacije

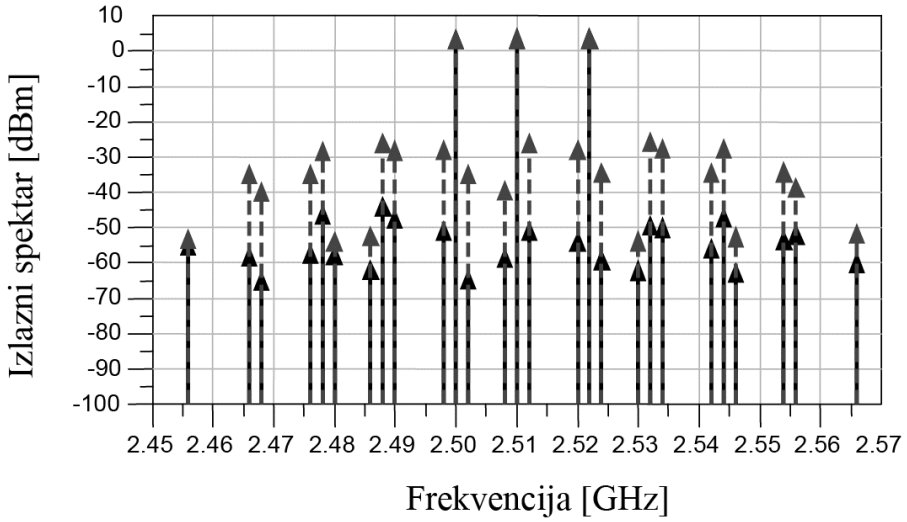
Predložena linearizaciona metoda je testirana na projektovanom jednostepenom pojačavaču snage u procesu simulacije za tri prostoperiodična signala na frekvencijama 2.5 GHz, 2.51 GHz i 2.522 GHz. Razmatrana su dva slučaja, kada je snaga signala na ulazu -9 dBm i kada je snage signal na ulazu -1 dBm, odnosno 2 dB ispod 1-dB tačke kompresije.

Izlazni spektri signala pre i posle linearizacije za ova dva slučaja prikazani su na Sl. 5.2 i Sl. 5.3 za snagu signala na ulazu od -9 dBm i -1 dBm, respektivno. Na spektru se mogu uočiti signali na osnovnim frekvencijama, kao i IM3 i IM5 produkti u odgovarajućem frekvencijskom opsegu. U postupku linearizacije, dobijene su različite vrednosti za potiskivanje intermodulacionih produkata. Na primer, IM3 produkti na frekvencijama $2\omega_i - \omega_j$ (IM3 produkti prve vrste) i $\omega_i + \omega_j - \omega_k$ (IM3 produkti druge vrste) $i \neq j \neq k \in (1,2,3)$ su potisnuti za više od 23 dB kada je snaga signala na ulazu -9 dBm. Smanjenje IM3 produkata prve i druge vrste je približno isto i u slučaju povećanja snage signala na ulazu na -1 dBm. Ukoliko posmatramo IM5 produkte na frekvenciji $3\omega_i - 2\omega_j$,

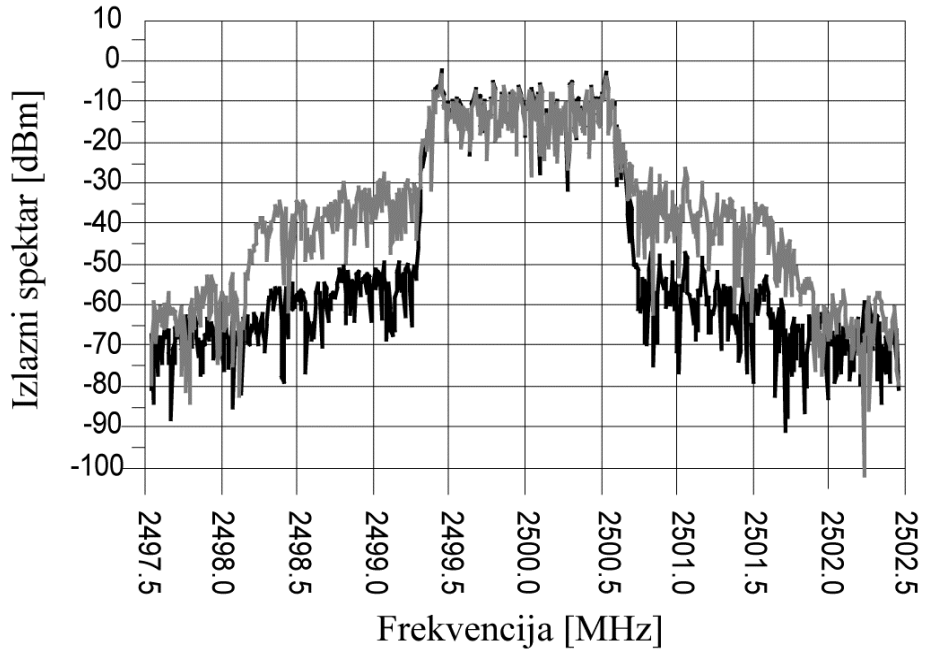
njihovo smanjenje iznosi 10 dB u odnosu na slučaj pre linearizacije za snagu signala na ulazu od -9 dBm. Međutim, sa povećanjem snage, poboljšanje IM5 produkata iznosi 3 dB za snagu osnovnog signala na ulazu od -1 dBm. IM5 produkti na frekvencijama $2\omega_i + \omega_j - 2\omega_k$ su smanjeni za 20 dB za oba nivoa snage signala na ulazu, dok su IM5 produkti na frekvencijama $3\omega_i - \omega_j - \omega_k$ poboljšani za 13 dB kada je nivo signala na ulazu -9 dBm i 15 dB za nivo signala na ulazu od -1 dBm.



Sl. 5.2 Izlazni spektar za -9 dBm snage osnovnog signala na ulazu pre (isprekidana linija) i posle linearizacije (puna linija)



Sl. 5.3 Izlazni spektar za -1 dBm snage osnovnog signala na ulazu pre (isprekidana linija) i posle linearizacije (puna linija)



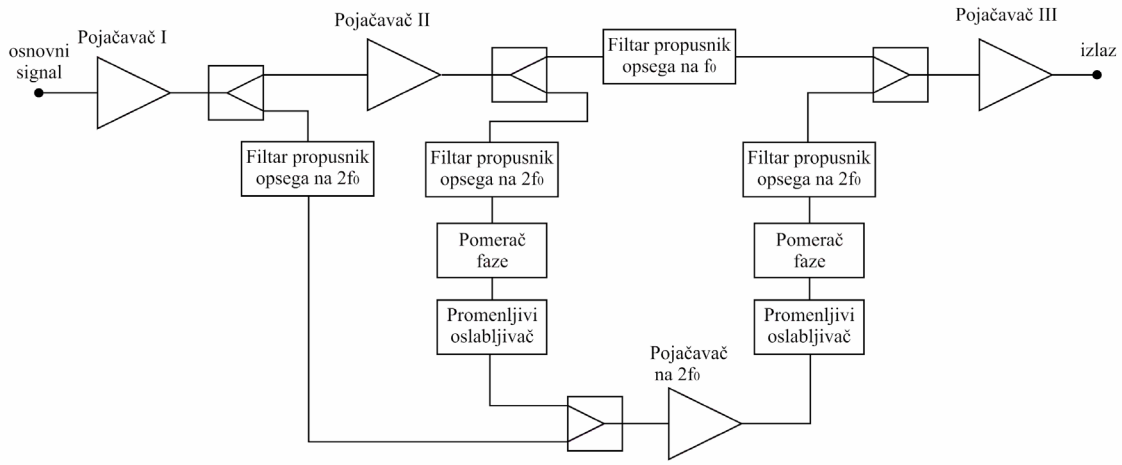
Sl. 5.4 Spektar signala na izlazu iz pojačavača snage za OQPSK digitalno modulisani signal pre (siva linija) i posle linearizacije (crna linija) za 5 dBm snage signala na ulazu

Pojačavač snage je testiran u postupku simulacije i za OQPSK (*Offset Quadrature Phase-Shift Keying*) digitalno modulisani signal širine spektra 1.25 MHz, noseće frekvencije 2.5 GHz i snage na ulazu 5 dBm. Za ovako odabran nivo snage signala na ulazu, pojačavač radi duboko u oblasti zasićenja uzimajući u obzir da je PAR za ovaj tip digitalno modulisanih signala 6 dB. Poboljšanje ACPR na ±900 kHz frekvencijskog *offset*-a u odnosu na frekvenciju nosioca u kanalu širine 30 kHz iznosi 15 dB, što je prikazano na Sl. 5.4. Sa slike se može uočiti poboljšanje ACPR od 7 dB na *offset* frekvenciji ±2.1 GHz, što odgovara IM5 produktima.

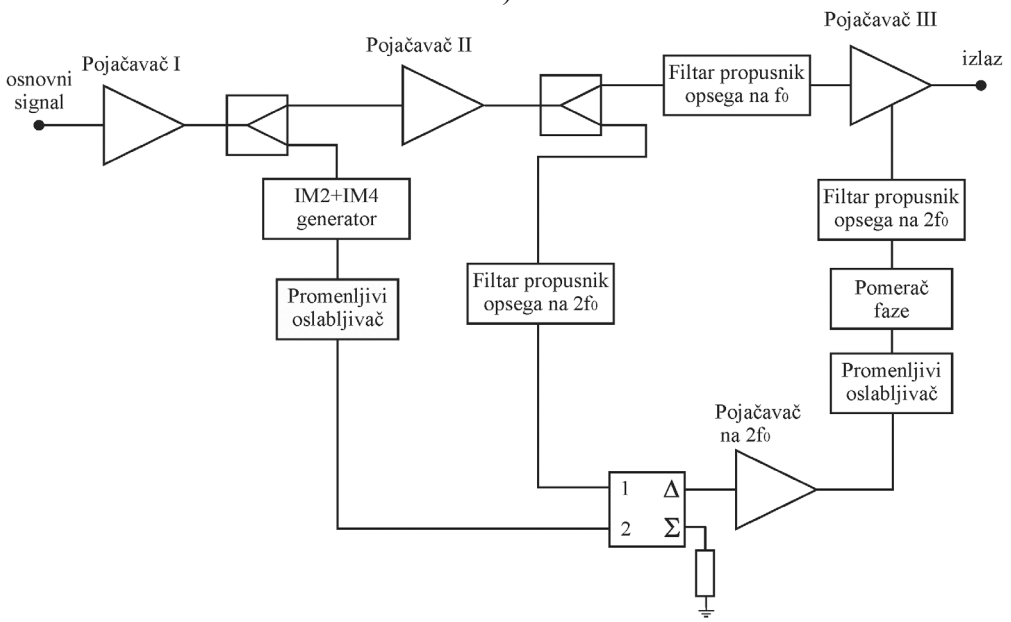
5.2 Višestepeni kaskadni pojačavač

Nakon verifikacije predložene linearizacione metode na jednostepenom višekanalnom pojačavaču snage kroz proces simulacije, izvršena je linearizacija trostepenog kaskadnog pojačavača snage, pri čemu su razmatrana dva slučaja: kada je signal za linearizaciju vođen na ulaz trećeg pojačavača u kaskadi i kada je signal za linearizaciju vođen na izlaz trećeg pojačavača u kaskadi. Na Sl. 5.5 prikazana je blok šema pojačavača sa dodatnim kolima za linearizaciju. Prvi pojačavač u kaskadi, označen kao „Pojačavač I“ projektovan je kao distribuirani pojačavač u konfiguraciji tri kaskadno povezana jednostepena pojačavača. Kao aktivni element korišćen je *Mitsubishi* MGFC2407 MESFET. Za analizu tranzistora korišćen je *Curtis-cubic* nelinearni model. Drugi pojačavački stepen, „Pojačavač II“, projektovan je

kao uskopojasni pojačavač na 2.5 GHz korišćenjem NEC NE7100 tranzistora koji je modelovan EEFET3 modelom dostupnim od strane proizvođača. Treći pojačavač u kaskadi, „Pojačavač III“, projektovan je kao širokopojasni jednostepeni pojačavač [138, 139, 144] korišćenjem NEC NE710 MESFET tranzistora modelovanog *Curtis-cubic* nelinearnim modelom. Za projektovanje i analizu pojačavača korišćen je *Agilent ADS* softver.



a)



b)

Sl. 5.5 Blok šema trostepenog kaskadnog pojačavača sa dodatnim kolima za linearizaciju kada se signal za linearizaciju vodi: a) na ulaz trećeg pojačavača u kaskadi; b) na izlaz trećeg pojačavača u kaskadi

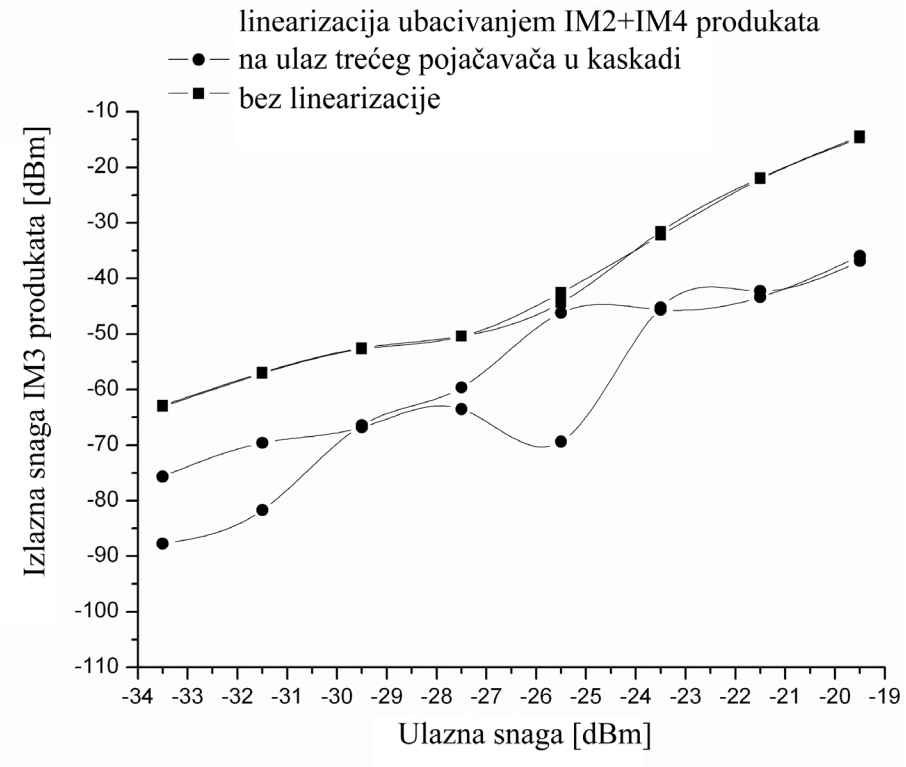
5.2.1 Linearizacija ubacivanjem linearizacionog signala na ulaz trećeg pojačavača u kaskadi

Kako bi se izbegla dodatna kola za generisanje linearizacionih signala, kao generatori signala za linearizaciju iskorišćeni su pojedini stepeni višestepenog pojačavača. Prvi pojačavač u kaskadi je služio kao generator IM2 signala (IM4 signali su zanemarljive snage), dok je drugi pojačavač iskorišćen za generisanje IM2 i IM4 linearizacionih signala. Drugi pojačavač u kaskadi je napajan u klasi B ili AB kako bi obezbedio adekvatan nivo linearizacionih signala. U cilju dobijanja odgovarajućih vrednosti amplituda i faza IM2 i IM4 linearizacionih signala, tj. njihovog zahtevanog odnosa u cilju potiskivanja intermodulacionih produkata treće i pete vrste, linearizacioni IM2 signali generisani na izlazu pojačavača I se kombinuju sa IM2 i IM4 signalima sa izlaza pojačavača II. Tako formirani signali za linearizaciju se zatim podešavaju po fazi i amplitudi i vode na ulaz trećeg pojačavača u kaskadi. Treći pojačavač u kaskadi je projektovan kao harmonijski kontrolisani pojačavač u klasi A koji se napaja signalom u obliku polusinusoide. Završno opterećenja trećeg pojačavača u kaskadi je projektovano tako da odgovara harmonijskom opterećenju koje se koristi za pojačavače klase F. Ovakva konfiguracija obezbeđuje veliko pojačanje svojstveno pojačavačima klase A sa poboljšanom efikasnošću koja je svojstvena harmonijski kontrolisanim pojačavačima. Pojačanje ovako projektovanog kaskadnog pojačavača na frekvenciji 2.5 GHz iznosi 28 dB.

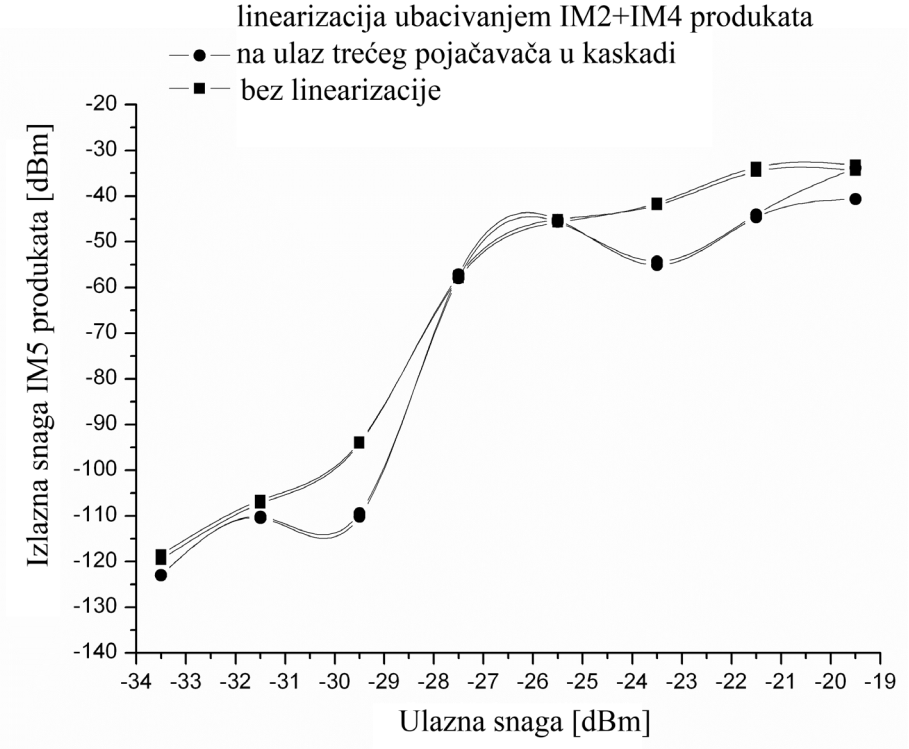
5.2.1.1 Rezultati simulacije

Efekat primenjene linearizacione metode je ispitan u procesu simulacije za *two-tone* test sa signalima na frekvencijama 2.5 GHz i 2.51 GHz. Na Sl. 5.6 prikazani su rezultati smanjenja IM3 produkata (IM3- na frekvenciji 2.49 GHz i IM3+ na frekvenciji 2.52 GHz) i IM5 produkata (IM5- na frekvenciji 2.48 GHz i IM5+ na frekvenciji 2.53 GHz) nakon primenjene linearizacione metode. Sa slike se može zaključiti da potiskivanje nije podjednako za obe vrste IM3 produkata u posmatranom opsegu snaga osnovnog signala na ulazu u pojačavački sistem. U tačkama gde je izvršena optimizacija (nivoi ulazne snage od -29 dBm i -21 dBm, što predstavlja nivo 5 dB ispod 1-dB tačke kompresije) IM3 produkti su potisnuti za 12 dB i 20 dB, respektivno, u odnosu na slučaj pre linearizacije.

Ukoliko razmatramo IM5 produkte, može se zaključiti da se oni ne menjaju mnogo nakon primenjene linearizacione metode.



a)



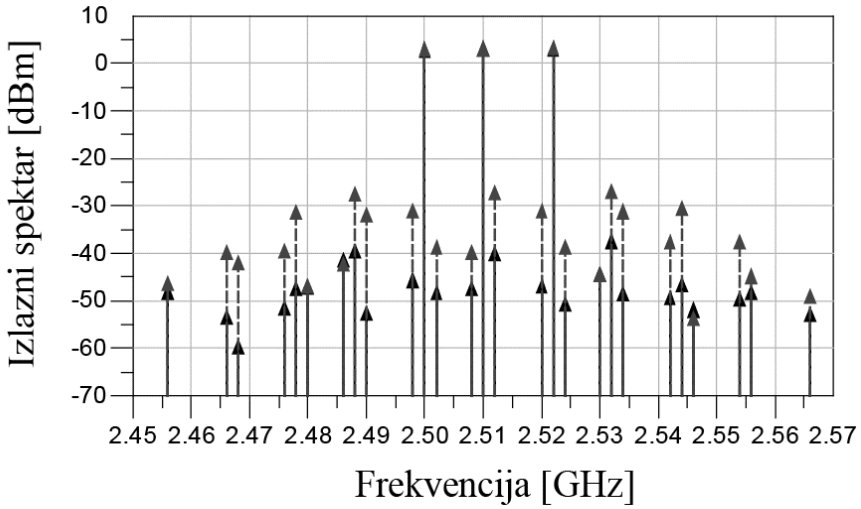
b)

Sl. 5.6 Izlazna snaga intermodulacionih produkata u funkciji ulazne snage osnovnog signala pre i posle linearizacije za: a) IM3 produkte; b) IM5 produkte

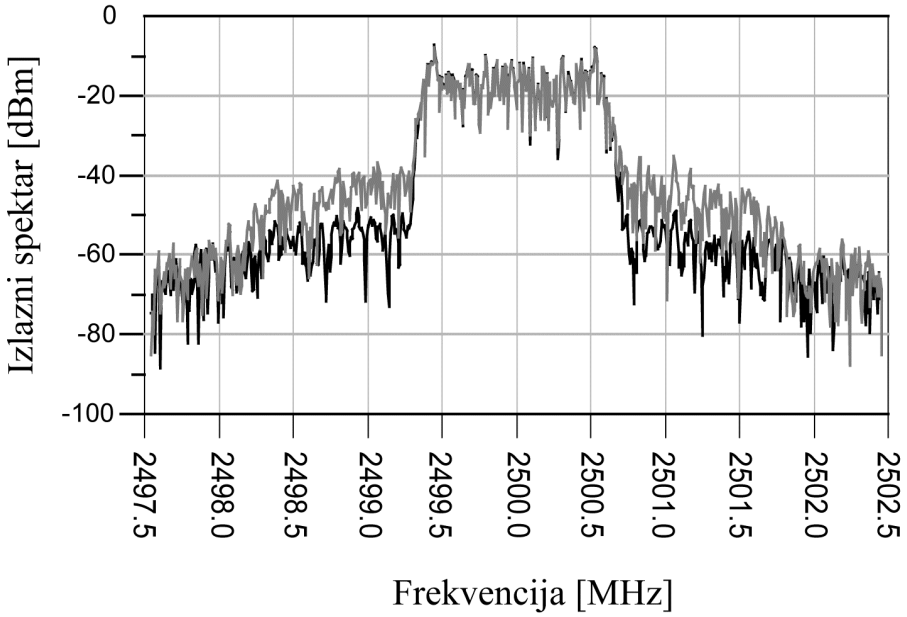
U slučaju kada je treći stepen pojačavač u klasi F, maksimalni negativni napona na gejtu se duplira u odnosu na slučaj pojačavača koji radi u klasi A sa harmonijski kontrolisanim opterećenjem koji se napaja polusinusoidnim naponom. U skladu sa tim, neophodno je

povećati snagu osnovnog signala na ulazu pojačavača klase F kako bi se dobila ista izlazna snaga kao za slučaj pojačavača klase A. Zbog toga, realizacija trećeg pojačavačkog stepena u klasi A sa modifikacijom završnog opterećenja obezbeđuje veće pojačanje i izlaznu snagu u odnosu na klasu F. Analiza efikasnosti pojačavača je pokazala da je parametar PAE posmatran na -19 dBm ulazne snage povećan u odnosu na klasu F za 3%, što je u saglasnosti sa prethodnim zapažanjima.

Projektovani pojačavački sistem je testiran i za tri prostoperiodična signala na ulazu na frekvencijama 2.5 GHz, 2.51 GHz i 2.52 GHz kada je snaga osnovnog signala na ulazu -23 dBm, što predstavlja nivo 5 dB ispod 1-dB tačke kompresije pojačavačkog sistema. Spektar signala na izlazu, koji se sastoji od osnovnih signala, IM3 i IM5 produkata, prikazan je na Sl. 5.7. Upoređeni su rezultati simulacije pre i posle primenjene linearizacione metode. Za različite vrste intermodulacionih produkata dobijene su različite vrednosti potiskivanja IM produkata. Na primer, IM3 produkti na frekvenciji $2\omega_i - \omega_j$ (IM3 produkti prve vrste) su potisnuti za 18 dB, dok su IM3 produkti druge vrste, na frekvencijama $\omega_i + \omega_j - \omega_k$, $i \neq j \neq k \in (1,2,3)$ smanjeni za približno 15 dB. Sa Sl. 5.7 može se zaključiti da se sve vrste IM5 produkata nalaze na nivou koji je manji ili približno jednak nivou IM3 produkata.



Sl. 5.7 Izlazni spektar signala pre (isprekidana linija) i posle (puna linija) linearizacije za tri prostoperiodična signala na ulazu



Sl. 5.8 Spektar signala na izlazu iz pojačavača snage za OQPSK digitalno modulisani signal pre (siva linija) i posle linearizacije (crna linija) za -19 dBm snage signala na ulazu

Projektovani pojačavački sistem je testiran i za OQPSK digitalno modulisani signal noseće frekvencije 2.5 GHz i širine spektra 1.25 MHz. Rezultati prikazani na Sl. 5.8 porede spektar signala pre i posle linearizacije za -19 dBm snage signala na ulazu. Poboljšanje ACPR posmatrano na ±900 kHz *offset*-a od centralne frekvencije u kanalu širine 30 kHz je 11 dB, dok je ACPR na ±2.1 MHz rastojanja od centralne frekvencije poboljšan za 4 dB.

5.2.2 Linearizacija ubacivanjem linearizacionog signala na izlaz trećeg pojačavača u kaskadi

U ovom slučaju, treći pojačavač u kaskadi je projektovan kao harmonijski kontrolisani pojačavač na ulazu i izlazu [148] napajan u klasi A, što obezbeđuje visoku efikasnost pojačavača. Ulazno kolo za prilagođenje je projektovano tako da kratkospoji IM2 signale. Izlazno kolo za prilagođenje je inicijalno projektovan kao za pojačavače u klasi F (kratak spoj za IM2 signale i otvoren kraj za treće harmonike), a potom je optimizovano kako bi se obezbedila odgovarajuća impedansa za IM2 signale uz istovremeno očuvanje visoke efikasnosti pojačavača. Pojačanje ovako projektovanog kaskadnog pojačavača na frekvenciji 2.5 GHz iznosi 31 dB.

Signal sa izlaza prvog pojačavač u kaskadi se vodi na ulaz u drugi pojačavač u kaskadi kao i na ulaz nelinearnog generatora, Sl. 5.5.b. Drugi pojačavač u kaskadi se napaja u klasi A kako bi obezbedio odgovarajući nivo IM2 signala pri čemu je snaga generisanih IM4 signala

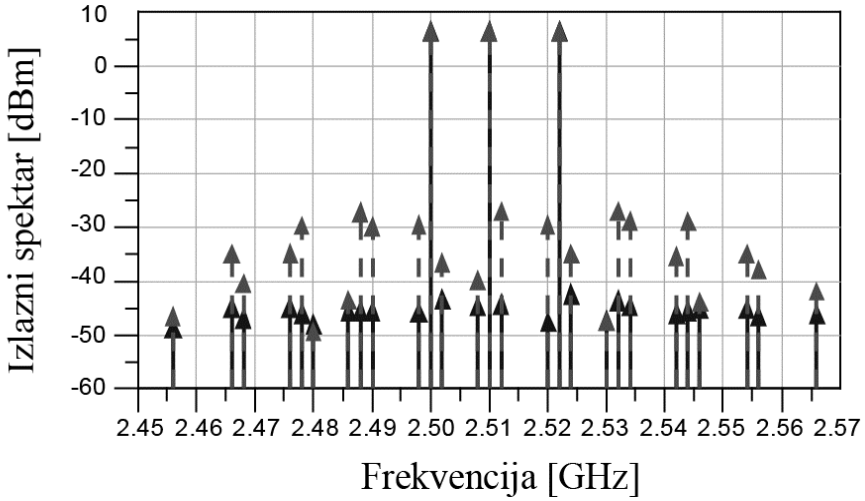
jako mala i može se zanemariti. Nelinearni generator se sastoji od MESFET tranzistora čije se napajanje može podešavati kako bi se dobio dovoljan nivo IM2 i IM4 signala. U cilju linearizacije pojačavača, IM2 signali sa izlaza drugog pojačavača u kaskadi se kombinuju sa IM2 i IM4 signalima koji potiču iz nelinearnog generatora pomoću 180° hibridnog sprežnika. Amplituda i faza ovih signala se dodatno podešava i vodi na drejn trećeg pojačavača u kaskadi. Za razliku od prethodnog linearizacionog pristupa datog u poglavlju 5.2.1, u ovom slučaju se uvodi dodatni nelinearni generator. Osnovni razlog uvođenja nelinearnog generatora je da bi se obezbedio približno isti nivo snage IM2 signala koji se preuzimaju sa drugog pojačavača u kaskadi i IM2 i IM4 signala generisanih u nelinearnom generatoru. Na ovaj način, signali za linearizaciju se kombinuju bez prethodnog slabljenja, čime je izbegnuta potreba značajnog pojačanja ovih signala pre njihovog ubacivanja na izlaz trećeg pojačavača u kaskadi.

5.2.2.1 Rezultati simulacije

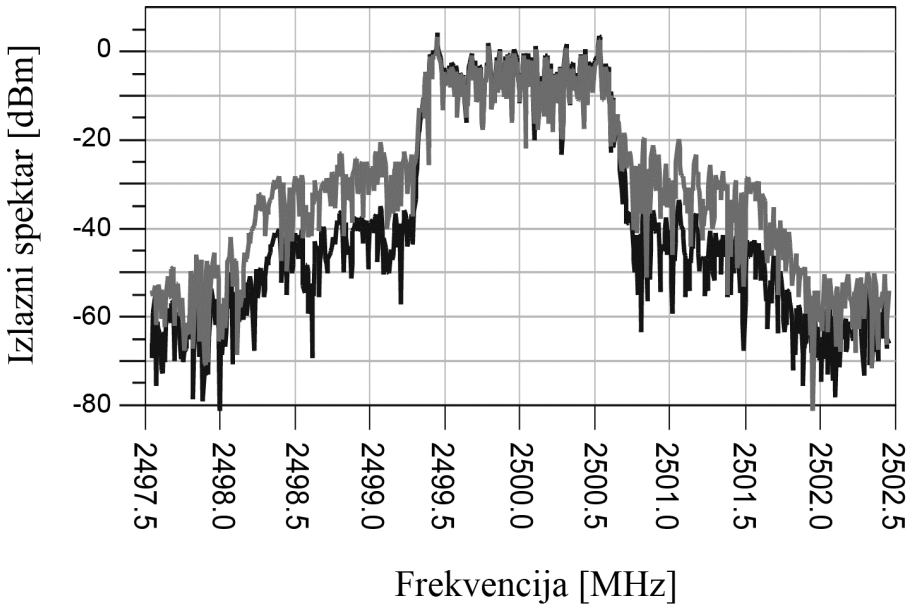
Projektovani pojačavački sistem je testiran za tri prostoperiodična signala na ulazu na frekvencijama 2.5 GHz, 2.51 GHz i 2.52 GHz kada je snaga osnovnog signala na ulazu -19 dBm, što predstavlja nivo 3 dB ispod 1-dB tačke kompresije pojačavačkog sistema. Spektar signala na izlazu, koji se sastoji od osnovnih signala, IM3 i IM5 produkata, prikazan je na Sl. 5.9. Upoređeni su rezultati simulacije pre i posle primenjene linearizacione metode. Za različite vrste intermodulacionih produkata dobijene su različite vrednosti potiskivanja IM produkata. Na primer, IM3 produkti prve vrste (na frekvenciji $2\omega_i - \omega_j$) kao i IM3 produkti druge vrste (na frekvencijama $\omega_i + \omega_j - \omega_k$, $i \neq j \neq k \in (1,2,3)$) su potisnuti za 18 dB. IM5 produkti na frekvencijama $2\omega_i + \omega_j - 2\omega_k$ i $3\omega_i - \omega_j - \omega_k$ su poboljšani za 10 dB, dok su IM5 produkti na frekvencijama $3\omega_i - 2\omega_j$ poboljšani za 4 dB.

Efekat primenjene linearizacione metode razmatran je i za OQPSK digitalno modulisani signal noseće frekvencije 2.5 GHz i širine spektra 1.25 MHz, za opseg snaga na ulazu od -17 dBm do -11 dBm. Rezultati prikazani na Sl. 5.10 porede spektar signala pre i posle linearizacije za -15 dBm snage signala na ulazu. Za ovaj nivo snage na ulazu pojačavač će biti u zasićenju ako se uzme u obzir 6 dB *peak-to-average* odnosa za posmatrani tip digitalno modulisanog signala. Poboljšanje ACPR posmatrano na ±900 kHz *offset*-a od centralne

frekvencije u kanalu širine 30 kHz iznosi 17 dB, dok je ACPR na ±2.1 MHz rastojanja od centralne frekvencije (frekvencijski opseg u kome se nalaze IM5 produkti) poboljšan za 9 dB.



Sl. 5.9 Izlazni spektar signala pre (isprekidana linija) i posle (puna linija) linearizacije za tri prostoperiodična signala na ulazu



Sl. 5.10 Spektar signala na izlazu iz pojačavača snage za OQPSK digitalno modulisani signal pre (siva linija) i posle linearizacije (crna linija) za -15 dBm snage signala na ulazu

U tabeli 5.1 prikazani su rezultati za ACPR pre i posle linearizacije za ceo opseg posmatranih snaga na ulazu pojačavača. Iz tabele se može zaključiti da se postiže znatno poboljšanje ACPR na obe *offset* frekvencije za sve razmatrane nivoe snaga na ulazu. Takođe, u tabeli 5.1 dato je poboljšanje efikasnosti trećeg pojačavača u kaskadi u slučaju primenjene linearizacione metode (kada se IM2 i IM4 signali vode na drejn pojačavača) u odnosu na slučaj pre primenjene linearizacione metode ((DA-DApre)%).

Realizacija trećeg pojačavačkog stepena u klasi A sa modifikacijom završnog opterećenja obezbeđuje veće pojačanje i izlaznu snagu u odnosu na klasu F, što rezultira i većom efikasnošću pojačavača. Rezultati ove analize su takođe prikazani u tabeli 5.1 ((PAEa-PAEf)%).

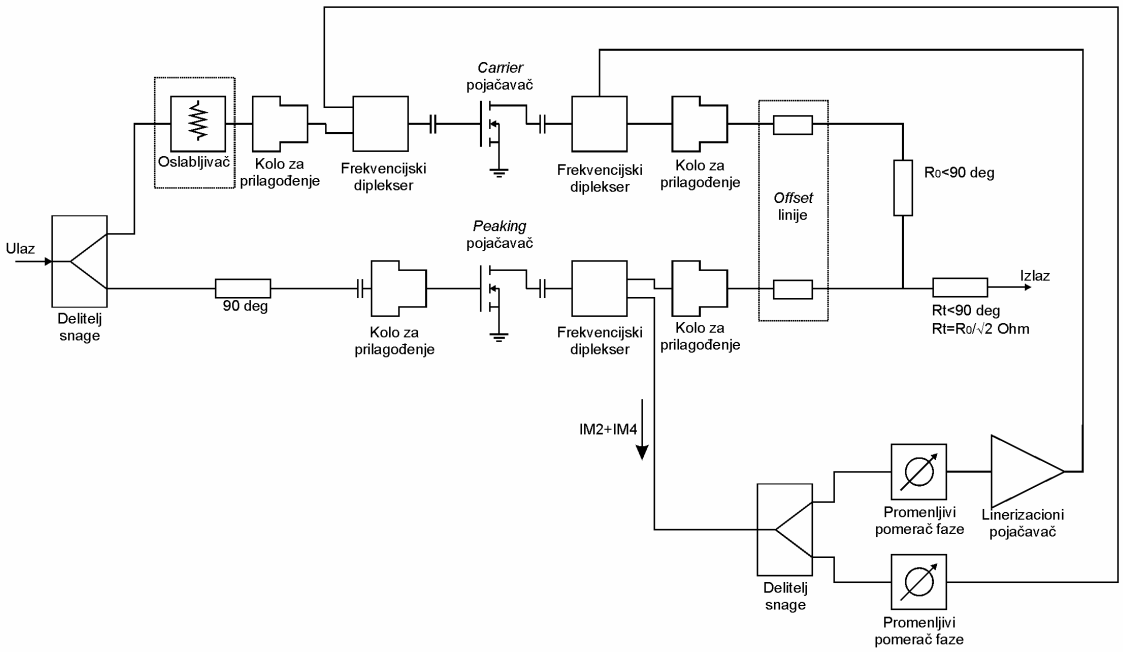
Tabela 5.1 Rezultati simulacije za OQPSK digitalno modulisani signal za opseg snaga signala na ulazu

Ulazna snaga [dBm]	-17		-15		-13		-11	
(DA-DApre)%	1.1		5.2		13.3		27.0	
(PAEa-PAEf)%	4.4		11.8		23.2		38.7	
	pre	posle	pre	posle	pre	posle	pre	posle
	linearizacije		linearizacije		linearizacije		linearizacije	
Izlazna snaga [dBm]	14.8	14.9	16.1	16.8	17.1	18.6	17.7	20.0
ACPR [dBm] (-915 ÷ -885) [kHz]	-43.7	-58.1	-37.8	-55.7	-33.9	-47.8	-31.6	-41.7
ACPR [dBm] (885 ÷ 915) kHz	-39.6	-57.6	-35.9	-51.7	-33.7	-42.6	-32.6	-37.8
ACPR [dBm] (-2.13 ÷ -2.1) [MHz]	-61.5	-65.6	-62.8	-72.8	-52.4	-66.8	-46.3	-62.0
ACPR [dBm] (2.1 ÷ 2.13) [MHz]	-62.7	-67.9	-68.4	-77.4	-56.9	-68.3	-48.9	-65.5

5.3 *Two-way Doherty* pojačavač

Posle uspešne verifikacije linearizacine metode na jednostepeni i kaskadni pojačavač snage, pristupilo se projektovanju različitih tipova *Doherty* pojačavača i ispitivanju uticaja linearizacione metode na linearnost projektovanih *Doherty* pojačavača. Blok šema konvencionalnog *two-way Doherty* pojačavača prikazana je na Sl. 5.11. Na ulazu i izlazu *carrier* i *peaking* pojačavača nalaze se kola za prilagođenje koja transformišu ulaznu impedansu tranzistora na 50 Ω kao i optimalnu izlaznu impedansu tranzistora, Z_{opt}, na 50 Ω. U skladu sa teorijskim razmatranjima datim u poglavlju 3.4.4, projektovan je *two-way Doherty* pojačavač radne frekvencije 2.14 GHz. U opsegu malih snaga signala na ulazu, *peaking* pojačavač se ponaša kao otvoreno kolo, pri čemu se optimalna impedansa *carrier* pojačavač duplira na $2*50\,\Omega$ pomoću četvrttalasnog invertora impedanse karakteristične impedanse $R_0 = 50\,\Omega$. Dodatna četvrttalasna transmisiona linija karakteristične impedanse $R_t = R_0 / \sqrt{2}$ transformiše završnu impedansu pojačavača sa 50 Ω na 25 Ω, što predstavlja

završnu impedansu izlaznog kola pojačavača kada *peaking* pojačavač provodi u opsegu velikih ulaznih snaga.



Sl. 5.11 *Two-way Doherty* pojačavač sa dodatnim kolima za linearizaciju

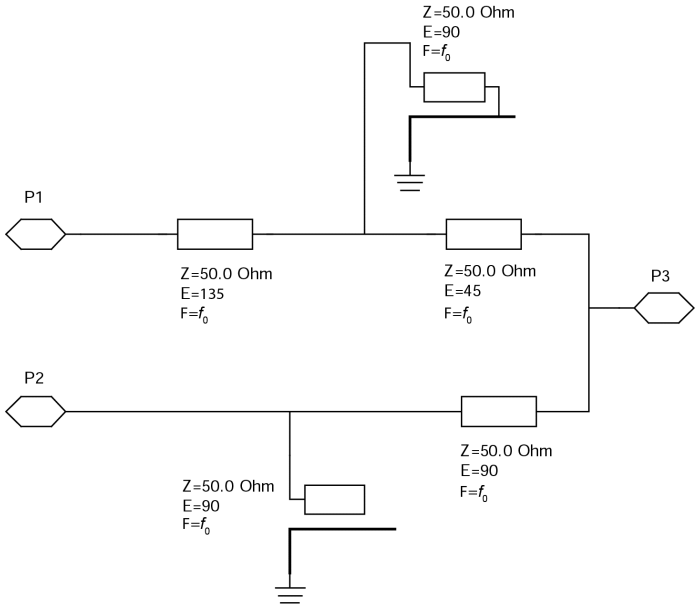
Carrier i *peaking* pojačavački stepeni *Doherty* pojačavača projektovani su korišćenjem *Freescale* MRF281SR1 LDMOSFET-a [149] čiji je *Motorola MET* (*Motorola's Electro Thermal LDMOS Model*) [150] nelinearni model dostupan od strane proizvođača i ugrađen u *Agilent ADS* softver za simulaciju kola. Vršna snaga pomenutog tranzistora je 4W. Impedanse za prilagođenje na ulazu i izlazu tranzistora na frekvenciji 2.14 GHz su $Z_S = (3.1 - j3.5)\ \Omega$ i $Z_L = (11.36 + j7.94)\ \Omega$ respektivno.

Izlazna impedansa LDMOSFET-a je pretežno reaktivnog karaktera sa malom otpornošću tako da se u opsegu malih ulaznih snaga značajna snaga sa *carrier* pojačavača gubi na *peaking* pojačavaču. Izlazna impedansa koja se vidi na izlazu iz *peaking* tranzistora se transformiše na otvoreni kraj korišćenjem izlaznog kola za prilagođenje i na pogodan način odabrane *offset* linije na izlazu *peaking* pojačavača. Električna dužina *offset* linije u izlaznom kolu *peaking* pojačavača je proračunata na 22.5° koliko iznosi i u kolu *carrier* pojačavača u cilju kompenzacije faznog pomeraja između dva pojačavačka stepena.

Carrier pojačavač se napaja u klasi AB ($V_D = 26\ \text{V}$, $V_G = 5.1\ \text{V}\,(13.5\%\text{I}_{DSS})$), dok se *peaking* pojačavač napaja u klasi C ($V_D = 26\ \text{V}$, $V_G = 3.2\ \text{V}$). *Carrier* pojačavaču se dovodi niža snaga u odnosu na *peaking* pojačavač jer u tom slučaju *Doherty* pojačavač generiše punu snagu iz oba pojačavačka stepena i na taj način isporučuje veću snagu nego u slučaju kada se

pojačavački stepeni pobuđuju podjednakim nivoima snage. U ovoj analizi *carrier* pojačavač se pobuđuje signalom čija je snaga 2.4 dB manja od snage kojom se pobuđuje *peaking* pojačavač.

Nivo snage intermodulacionih produkata zavisi od nelinearnosti oba stepena *Doherty* pojačavača, ali dominantniji uticaj ima *carrier* pojačavača koji ulazi u zasićenje pre *peaking* pojačavača. Drugi harmonici (IM2) generisani na izlazu *peaking* pojačavača izdvajaju se kroz diplekser prikazan na Sl. 5.12 koji je projektovan tako da razdvaja osnovni signal i intermodulacione produkte na frekvenciji drugog harmonika.



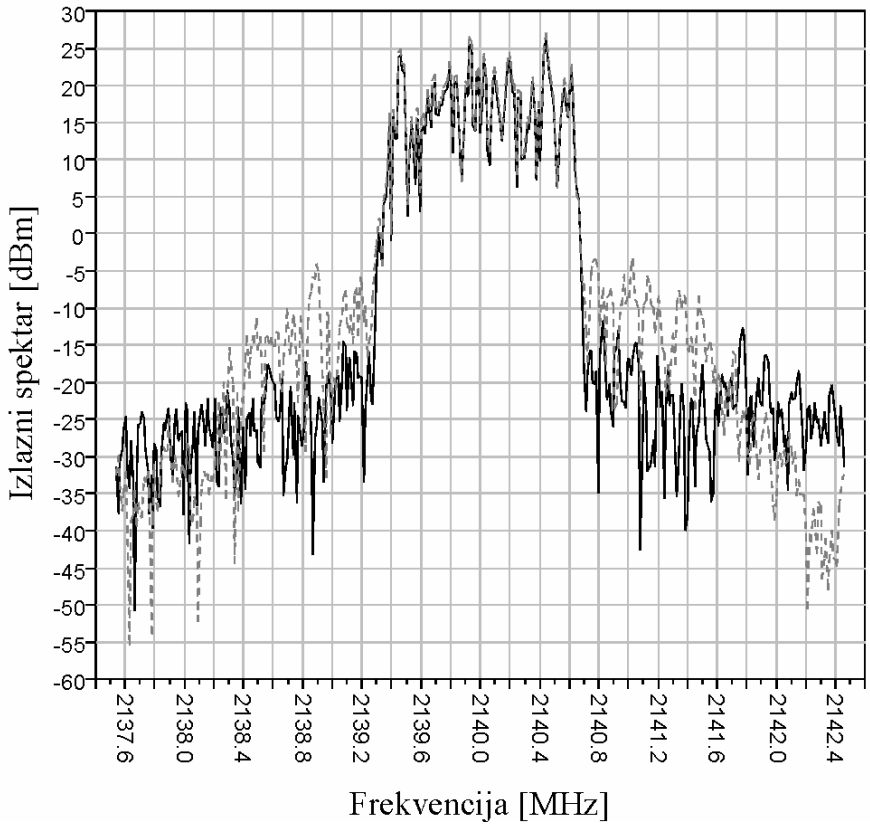
Sl. 5.12 Diplekser

Takođe, na izlazu *peaking* pojačavača postoje IM4 signali koji se ne mogu zanemariti. Oni se vode zajedno sa drugim harmonikom na ulaz i izlaz *carrier* pojačavača kroz dve nezavisne grane. Linearizacioni signali koji se dovode na ulaz *carrier* pojačavača podešavaju se samo fazno zbog dovoljnog nivoa snage, dok se signali koji se dovodi na izlaz *carrier* pojačavača podešavaju kako po fazi tako i po amplitudi. Za podešavanje faze i amplitude signala koriste se pomerači faze i pojačavači koji rade na frekvencijama signala za linearizaciju. Ovi signali se ubacuju u kolo pojačavača pomoću dipleksera.

5.3.1 Rezultati simulacije

Verifikacija projektovanog *two-way Doherty* pojačavača izvršena je kroz simulaciju za OQPSK digitalno modulisani signal širine 1.25 MHz na centralnoj frekvenciji 2.14 GHz sa izlaznom snagom 36 dBm. Poboljšanje ACPR parametra na ±900 kHz *offset*-a od frekvencije

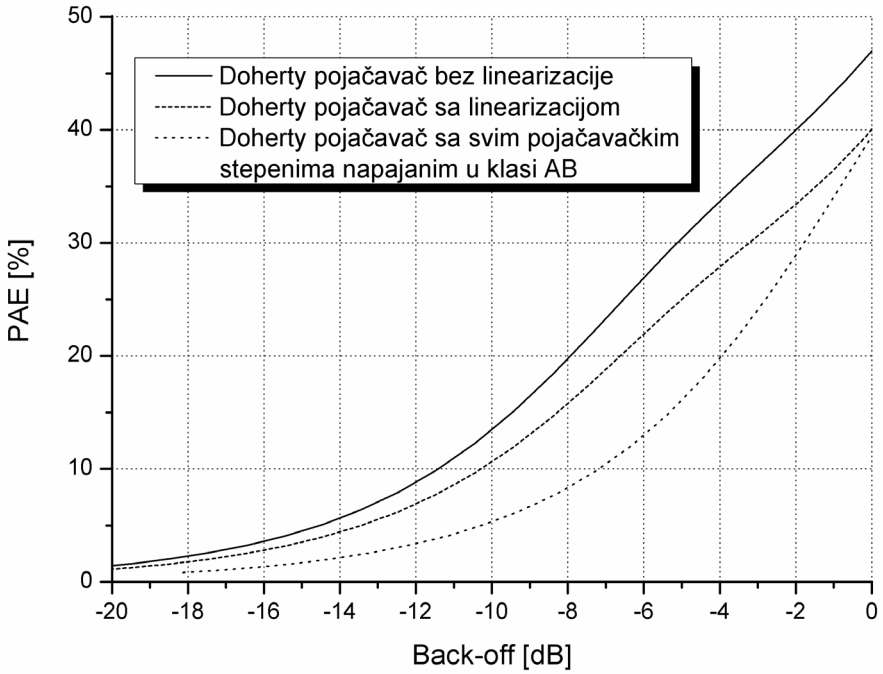
nosioca u kanalu širine 30 kHz iznosi 9 dB primenom opisane linearizacione metode. Na Sl. 5.13 prikazano je poređenje spektra signala na izlazu iz pojačavača bez linearizacije i sa primenom linearizacione tehnike.



Sl. 5.13 Simulirani spektar OQPSK digitalno modulisanog signala pre (isprekidana linija) i posle (puna linija) linearizacije za izlaznu snagu 36 dBm

Efikasnost projektovanog pojačavača za slučaj jednog signala na ulazu prikazana je na Sl. 5.14 na kojoj se upoređuje PAE za *Doherty* pojačavač bez linearizacije, za *Doherty* pojačavač sa linearizacijom pri čemu je uračunata i DC potrošnja dodatih kola za linearizaciju, kao i za *Doherty* pojačavač kod koga su svi pojačavački stepeni napajani u klasi AB.

PAE za projektovani *Doherty* pojačavač bez linearizacije u maksimumu izlazne snage iznosi 47% dok za 6 dB manju snagu pada na 26.9%. Za nivo izlazne snage od 36 dBm koja odgovara 3 dB *back-off*, PAE linearizovanog pojačavača je za 6.1% manji od efikasnosti pojačavača za slučaj kada nije primenjena linearizacije (36.8%). Sa slike se može uočiti i da je efikasnost *Doherty* pojačavača kod koga su svi pojačavački stepeni napajani u klasi AB manja nego u slučaju projektovanog pojačavača sa primenom linearizacione tehnike.



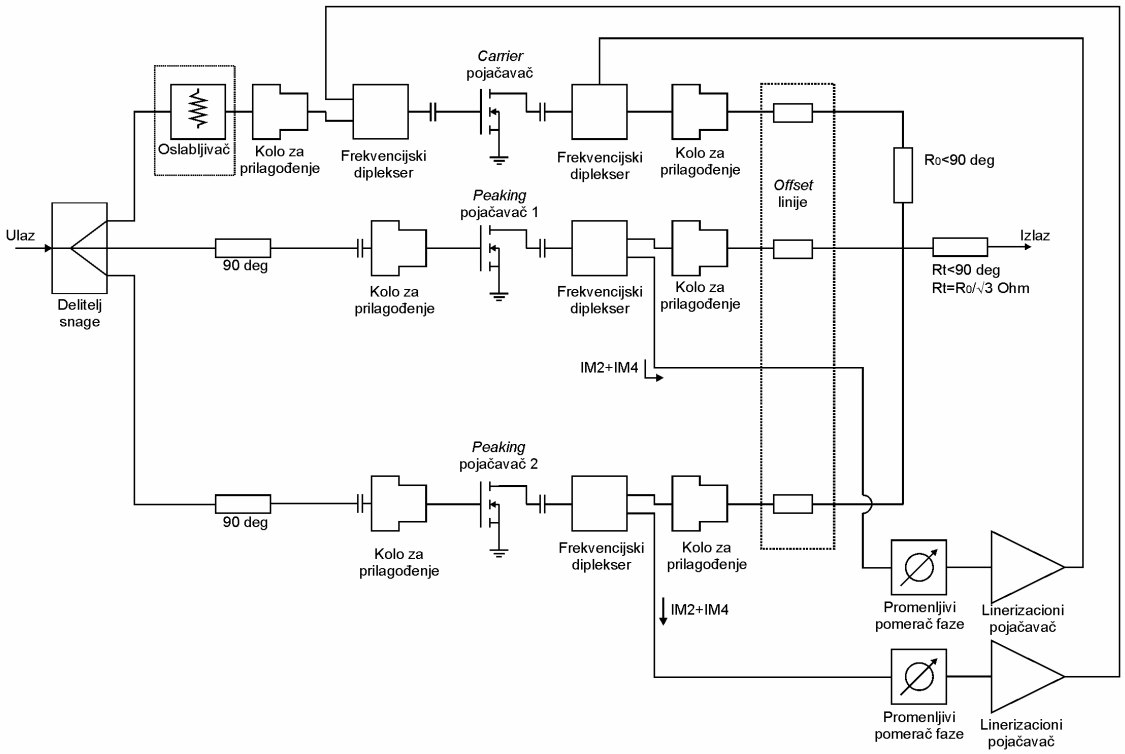
Sl. 5.14 PAE za *two-way Doherty* pojačavač

5.4 *Three-way Doherty* pojačavač

Blok šema *three-way Doherty* pojačavača prikazana je na Sl. 5.15. *Carrier* i *peaking* pojačavači su realizovani korišćenjem *Freescale* MRF281SR1 LDMOSFET tranzistora. *Carrier* pojačavač je napajan u klasi AB ($V_G = 5.1\,\mathrm{V}\,(13.5\%\mathrm{I}_{DSS})$), jedan *peaking* pojačavač se napaja u klasi B ($V_G = 3.8\,\mathrm{V}$), a drugi u klasi C ($V_G = 0.6\,\mathrm{V}$). Napon napajanja drejna je isti za sve pojačavačke stepene i iznosi $V_D = 26\,\mathrm{V}$. Primenjena je nejednaka pobuda *carrier* i *peaking* pojačavača u odnosu 1:1.4:1.4 kako bi se izvukla maksimalna snaga iz svih pojačavačkih stepena i kako bi se obezbedio linearniji rad *Doherty* pojačavača.

Impedansa opterećenja koja se vidi na *offset* liniji *carrier* pojačavača iznosi $(3\cdot 50)\,\Omega$ u opsegu malih snaga, dok je za veće snage ta impedansa $50\,\Omega$. Realizacija kola za prilagođenje na ulazu i izlazu je ista kao i kod *two-way Doherty* pojačavača. Kako je prilagođenje svih pojačavačkih stepena *Doherty* pojačavač izvršeno na $50\,\Omega$ u opsegu većih snaga potrebno je da izlazni četvrttalasni transformator ima karakterističnu impedansu $R_t = (50/\sqrt{3})\,\Omega$. Pobudni signal *peaking* pojačavača treba da bude fazno pomeren za 90° u odnosu na signal na ulazu u *carrier* pojačavač kako bi se izvršila kompenzacija četvrttalasnog invertora impedanse karakteristične impedanse $R_0 = 50\,\Omega$ u izlaznom kolu *Doherty* pojačavača. Električan dužina *offset* linija u svim pojačavačkim stepenima na izlazu je ista i

iznosi 22.5°. IM2 i IM4 signali koji se generišu na izlazima *peaking* pojačavača se izdvajaju frekvencijskim diplekserima. IM2 i IM4 signali na izlazu prvog *peaking* pojačavača se, posle podešavanja faze i amplitude, vode na izlaz *carrier* pojačavača, dok se signali sa izlaza drugog *peaking* pojačavača vode na ulaz *carrier* pojačavača.

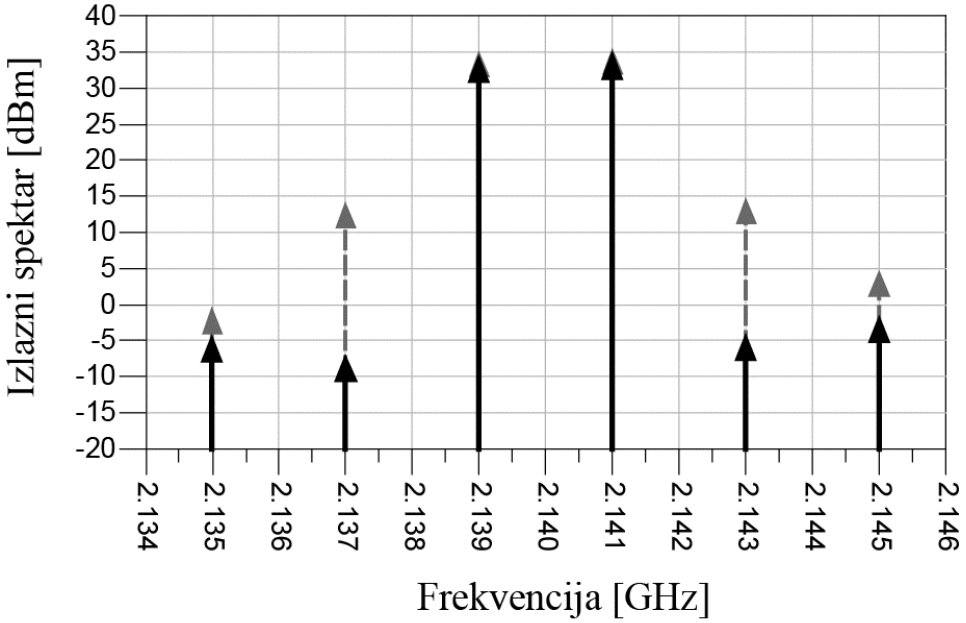


Sl. 5.15 *Three-way Doherty* pojačavač sa kolima za linearizaciju

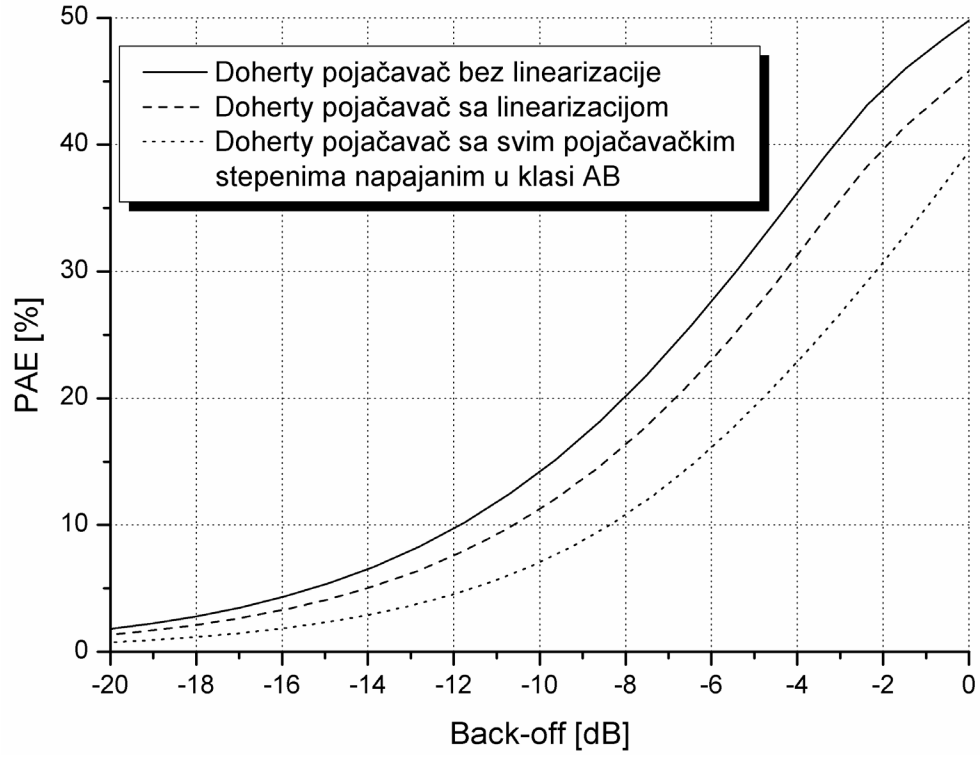
5.4.1 Rezultati simulacije

Na Sl. 5.16 prikazan je rezultat linearizacije za dva prostoperiodična signala na frekvencijama 2.139 GHz i 2.141 GHz. Može se uočiti da su IM3 signali smanjeni približno 19 dB, dok su IM5 signali smanjeni za oko 5 dB.

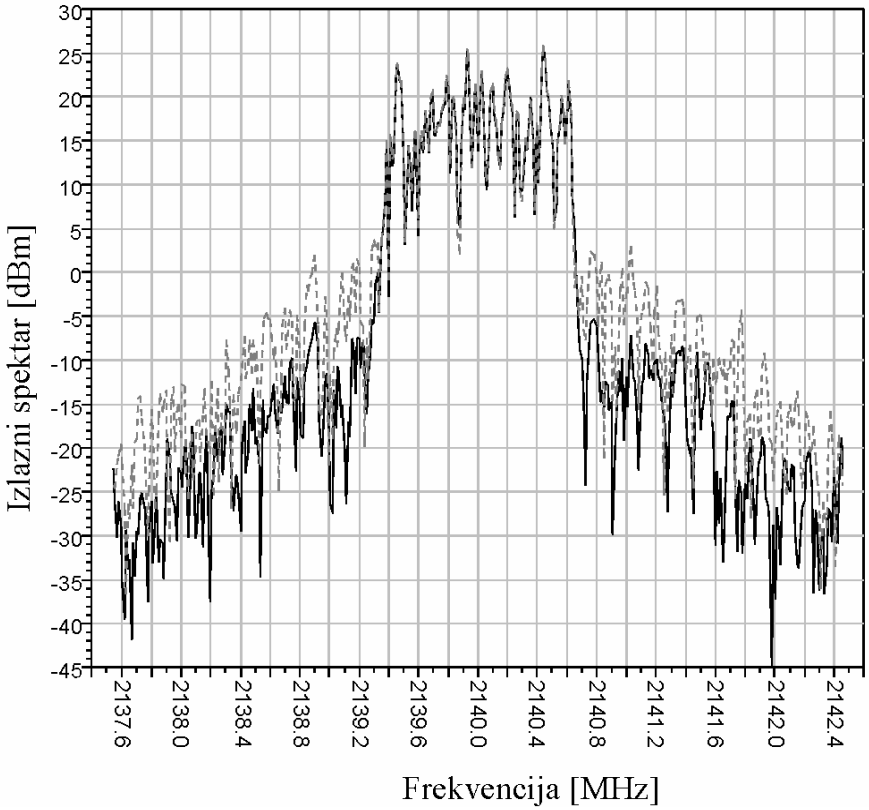
Na Sl. 5.17 prikazana je efikasnost pojačavača za slučaj jednog signala. PAE za *three-way Doherty* pojačavač iznosi 40.5% za izlaznu snagu od 38 dBm (3 dB *back-off*) za slučaj kada linearizacija nije primenjena. Ukoliko se pri proračunu efikasnosti uzme u obzir i potrošnja kola za linearizaciju, efikasnost opadne na 35.6%. PAE linearizovanog pojačavača na 6 dB *back-off*-a (35 dBm) iznosi 23.1% što je za 1.2% više u odnosu na linearizovani *two-way Doherty* pojačavač (Sl. 5.14) kod koga je PAE 21.9% u istoj tački.



Sl. 5.16 Spektar signala na izlazu *three-way Doherty* pojačavača za 35 dB srednje snage osnovnih signala pre (isprekidana linija) i posle (puna linija) linearizacije



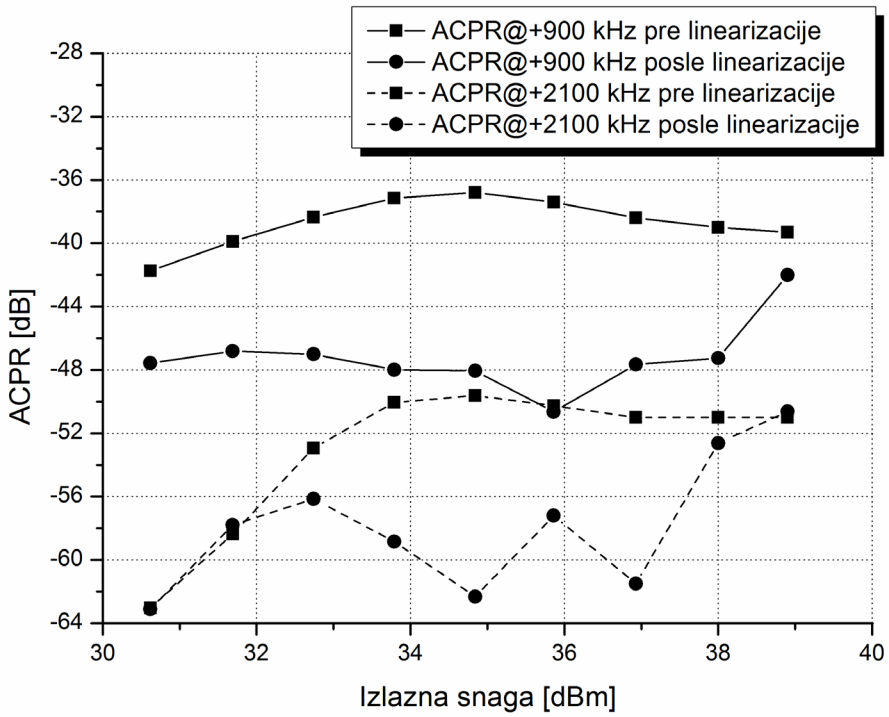
Sl. 5.17 PAE za *three-way Doherty* pojačavač



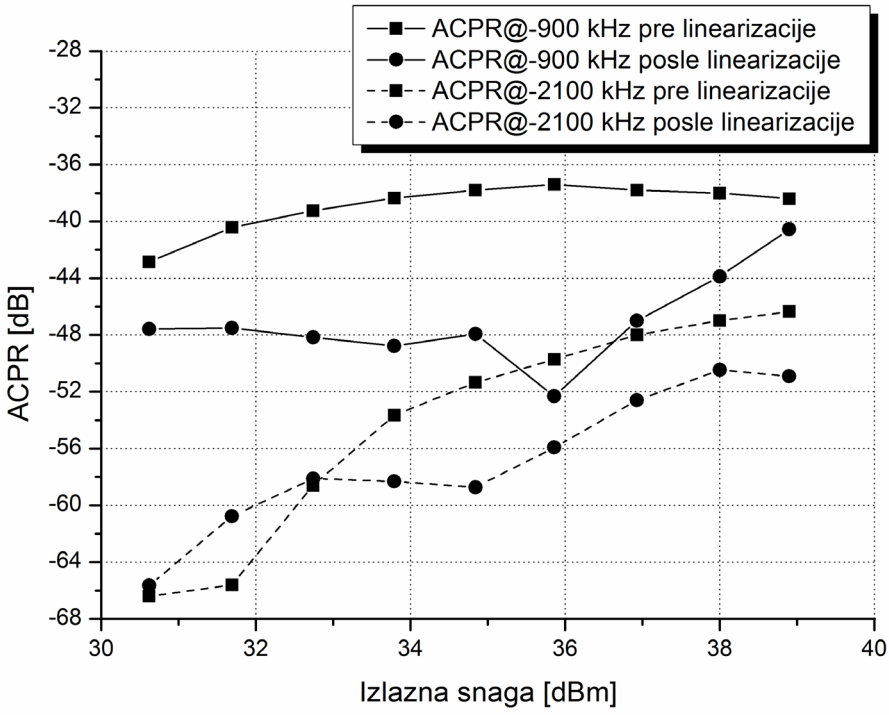
Sl. 5.18 Simulirani spektar OQPSK digitalno modulisanog signala pre (isprekidana linija) i posle (puna linija) linearizacije za izlaznu snagu 36 dBm

Na Sl. 5.18 prikazan je spektar OQPSK digitalno modulisanog signala na izlazu iz pojačavača pre i posle linearizacije. Može se uočiti dobitak ACPR-a od 13 dB na *offset* frekvenciji od ±900 kHz u kanalu širine 30 kHz, dok su produkti koji odgovaraju IM5 signalu, na ±2100 kHz *offset*-a poboljšani za oko 6 dB.

Sl. 5.19 prikazuje rezultate linearizacije kada se izlazna snaga projektovanog pojačavača menja od 30 dBm do 39 dBm. Rezultati se odnose na IM3 i IM5 produkte na ±900 kHz i ±2100 kHz *offset*-a od centralne frekvencije. Prezentovani rezultati se odnose na slučaj optimizacije za izlaznu snagu od 36 dBm. Može se uočiti značajno poboljšanje ACPR za slučaj pre i posle linearizacije za širi opseg snaga signala na izlazu.



a)



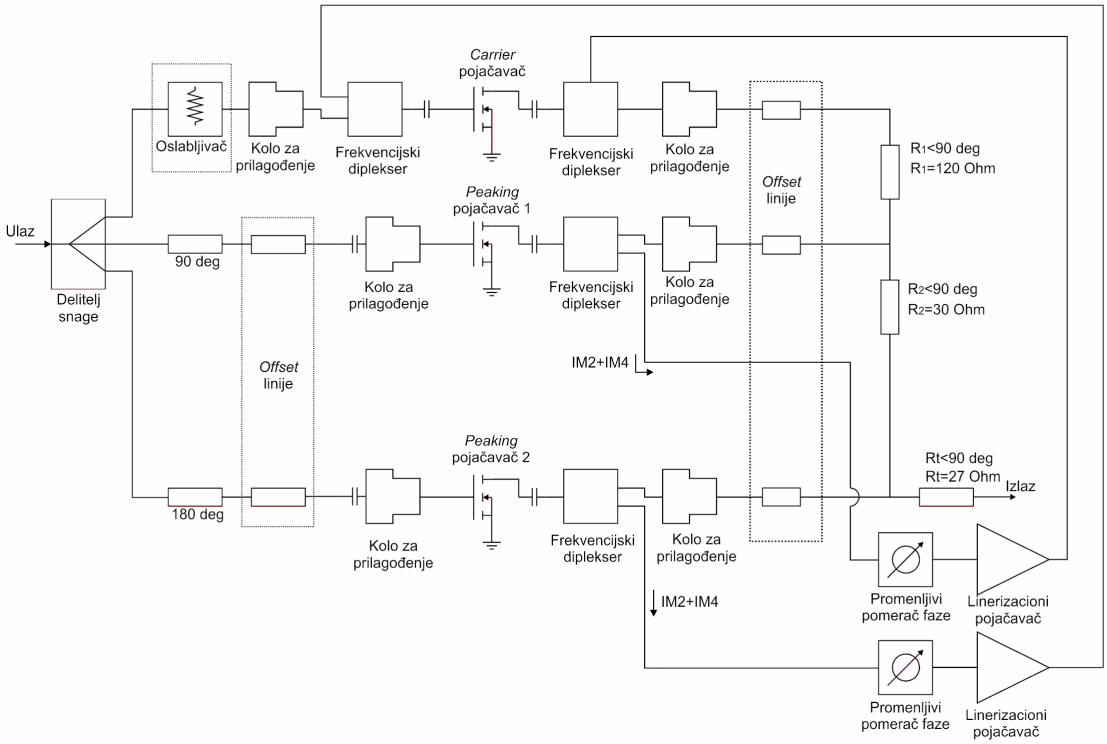
b)

Sl. 5.19 ACPR pre i posle linearizacije za *three-way Doherty* pojačavač za opseg snaga na izlazu na *offset* frekvencijama: a) +900 kHz i +2100 kHz; b) -900 kHz i -2100 kHz

5.5 *Three-stage Doherty* pojačavač – tranzistori istih periferija

Blok šema pojačavača prikazana je na Sl. 5.20. Karakteristične impedanse četvrttalasnih invertora impedanse u izlaznom kolu *Doherty* pojačavača u ovoj konfiguraciji iznose 120 Ω i

30 Ω. Ove vrednosti su određene na osnovu izraz (3.69) i (3.70) tako da zadovolje zahteve za maksimalnom efikasnošću *Doherty* pojačavača na 6 dB i 12 dB *back-off*-a. Pojačavački stepeni su realizovani pomoću MRF281SR1 LDMOSFET tranzistora. U prvoj *back-off* tački (6 dB) *carrier* pojačavač i prvi *peaking* pojačavač treba da daju istu snagu na izlazu. U slučaju maksimalne izlazne snage, *carrier* pojačavač treba da daje istu snagu kao i u tački prvog *back-off*-a, dok prvi i drugi *peaking* pojačavači treba da imaju tri tj. četiri puta veću snagu nego *carrier* pojačavač. Takođe, fazni pomeraji signala na ulazu prvog i drugog *peaking* pojačavača treba da bude 90° tj. 180°, respektivno, u odnosu na signal na ulazu *carrier* pojačavač.



Sl. 5.20 *Three-stage Doherty* pojačavač sa kolima za linearizaciju

Carrier pojačavač se napaja u klasi AB ($V_G = 4.6\,\mathrm{V}$ ($6.5\%\mathrm{I}_{DSS}$)) dok *peaking* pojačavači rade u klasi C (*peaking* pojačavač 1, $V_G = 2.6\,\mathrm{V}$ i *peaking* pojačavač 2, $V_G = 0.1\,\mathrm{V}$). Napon drejna je isti za sve pojačavačke stepene i iznosi $V_D = 26\,\mathrm{V}$. Signal na ulazu u *carrier* pojačavač je za 1 dB manji u odnosu na ulazni signal *peaking* pojačavača.

Izlazna kola za prilagođenje pojedinih pojačavačkih stepena *Doherty* pojačavača su projektovana tako da transformišu izlaznu impedansu tranzistora pojačavačkih stepena na impedansu koja obezbeđuje zahtevanu izlaznu snagu svakog pojačavačkog stepena *Doherty* pojačavača. Potrebne snage na izlazima pojedinih stepena *Doherty* pojačavača date su izrazima (5.1), (5.2) i (5.3), [86]:

$$P_{carrier} = P_{outDPA} / 8; \tag{5.1}$$

$$P_{peaking1} = P_{outDPA} \cdot (3/8); \tag{5.2}$$

$$P_{peaking2} = P_{outDPA} / 2, \tag{5.3}$$

gde je P_{outDPA} maksimalna izlazna snaga *Doherty* pojačavača.

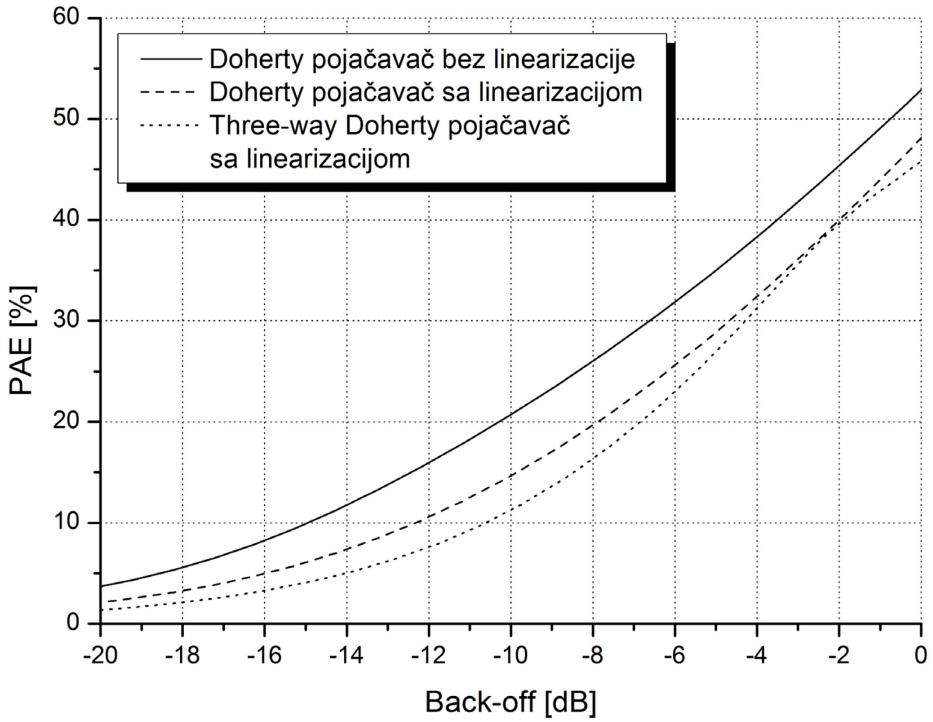
Zbog toga, u oblasti visokih snaga, izlazna impedansa *carrier* pojačavača treba da bude $8 \cdot R_L$, dok izlazna impedanse prvog i drugog *peaking* pojačavača treba da iznose $8 \cdot R_L / 3$ i $2 \cdot R_L$, respektivno. Impedansa R_L treba da ima vrednost $R_{opt_p2} / 2$ ukoliko je R_{opt_p2} optimalno završno opterećenje drugog *peaking* pojačavača. Pod ovim uslovima određene su izlazne impedansa *carrier* i *peaking* pojačavača i one iznose redom 120 Ω, 40 Ω i 30 Ω, dok je $R_L = 15\,\Omega$ - vrednost koja je dobijena iz 50-omske impedanse opterećenja *Doherty* pojačavača pomoću četvrttalasnog transformatora impedanse karakteristične impedanse $R_t = 27\,\Omega$ kao što je prikazano na Sl. 5.20. *Offset* linije su ubačene u izlazno kolo *peaking* pojačavača kako bi smanjile efektivno opterećenje koje potiče od *peaking* pojačavača kada oni nisu aktivni, tj. u oblasti malih ulaznih snaga. Ubacivanje 40 Ω linije na izlazu prvog *peaking* pojačavača i 30 Ω linije na izlazu drugog *peaking* pojačavača neće dovesti samo do povećanja izlaznih impedansi *peaking* pojačavača na maksimalno moguće vrednosti, već će prouzrokovati i promenu faza *peaking* pojačavača kada su oni aktivni, narušavajući potrebne odnose faza signala *Doherty* pojačavača. Ovaj problem se rešava ubacivanjem odgovarajućih *offset* linija na ulaz *peaking* pojačavačkih stepena. *Offset* linije na izlazu pojačavačkih stepena proračunate za konkretan slučaj iznose 28°, 45° i 51° za *carrier* i prvi tj. drugi *peaking* pojačavač, respektivno.

5.5.1 Rezultati simulacije

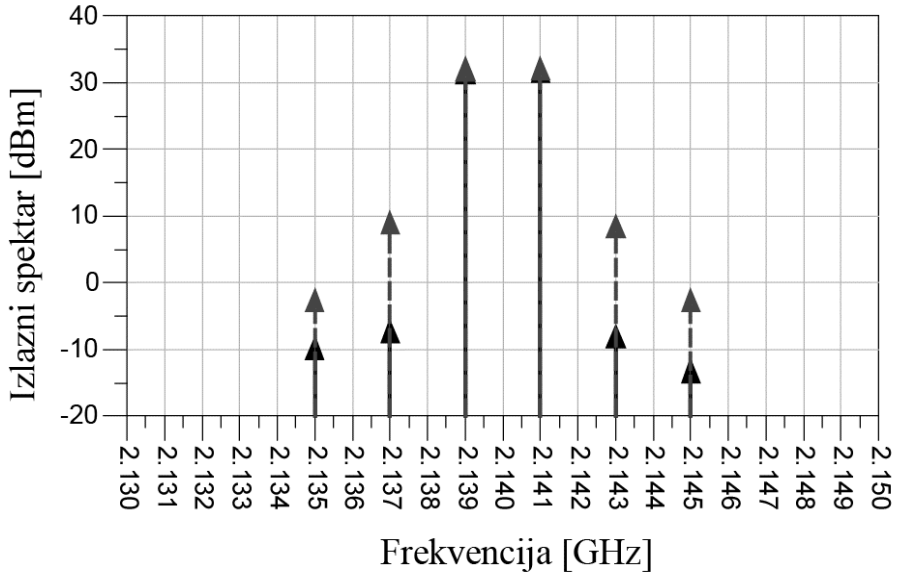
Na Sl. 5.21 prikazana je efikasnost pojačavača za slučaj jednog signala. Upoređene su karakteristike projektovanog pojačavača bez kola za linearizaciju, pojačavača sa uključenim kolom za linearizaciju i linearizovanog *three-way Doherty* pojačavača opisanog u poglavlju 5.4.

Efekat linearizacije se može jasno uočiti na Sl. 5.22 za slučaj dva prostoperiodična signala na frekvencijama 2.139 GHz i 2.141 GHz. IM3 i IM5 produkti su smanjeni za 18 dB tj. 7 dB. Na Sl. 5.23 prikazani su slični rezultati za frekvencijski razmak između signala od

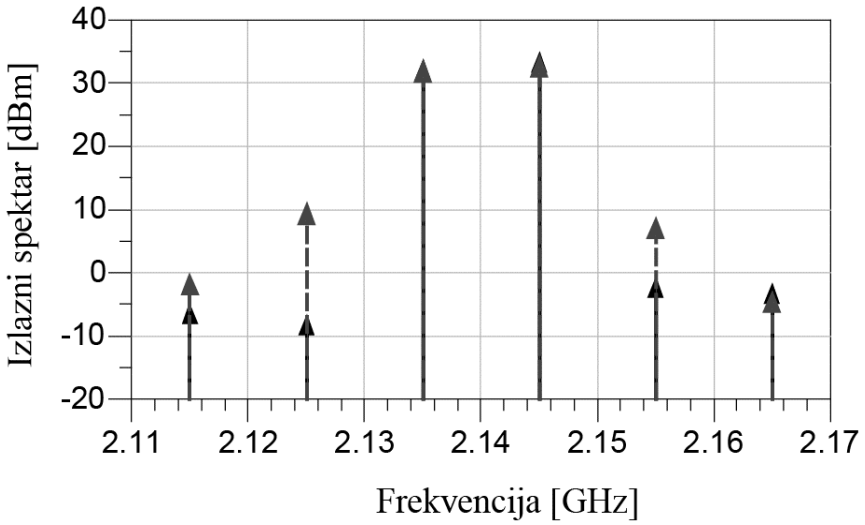
10 MHz. Može se uočiti da se u ovom slučaju smanjenje IM3 produkata vrši nesimetrično (18 dB i 10 dB), dok su IM5 produkti potisnuti nekoliko dB. Bez obzira na širi frekvencijski razmak između osnovnih signala uočava se da su intermodulacioni produkti smanjeni primenom linearizacione tehnike. Kada je ukupna snaga osnovnih signala na izlazu 36 dBm, što odgovara 5 dB *back-off*-a efikasnost pojačavača je 28.9% što se može uočiti na Sl. 5.21.



Sl. 5.21 PAE za *three-stage Doherty* pojačavač

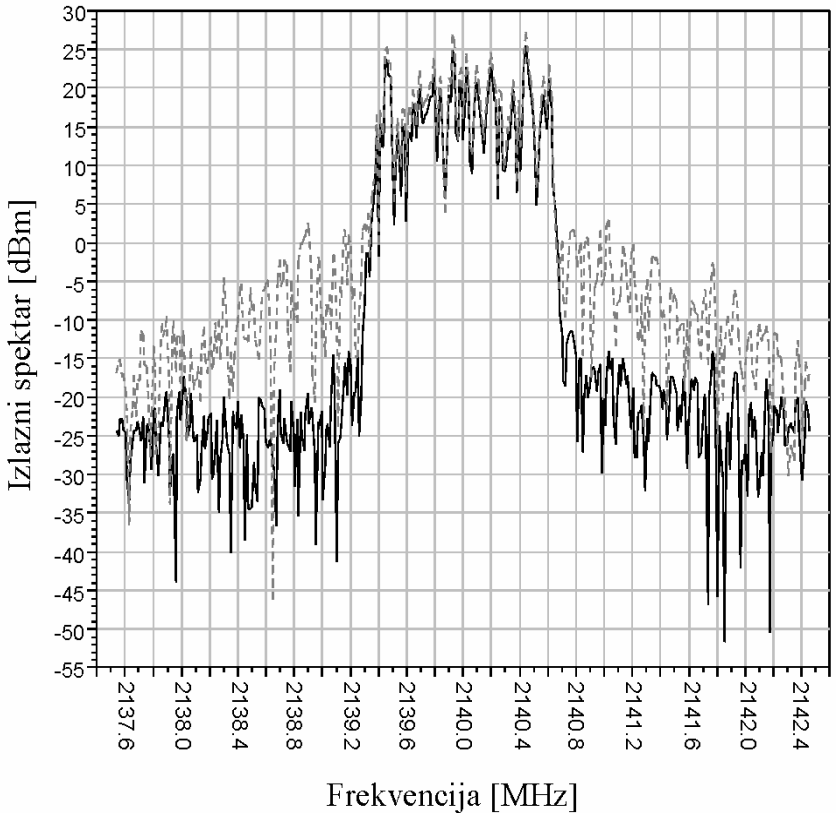


Sl. 5.22 Spektar signala na izlazu *three-stage Doherty* pojačavača za 33 dB srednje snage osnovnih signala pre (isprekidana linija) i posle (puna linija) linearizacije za 2 MHz frekvencijskog razmaka između signala



Sl. 5.23 Spektar signala na izlazu *three-stage Doherty* pojačavača za 33 dB srednje snage osnovnih signala pre (isprekidana linija) i posle (puna linija) linearizacije za 10 MHz frekvencijskog razmaka između signala

Na Sl. 5.24 prikazan je spektar OQPSK digitalno modulisanog signala na izlazu iz pojačavača pre i posle linearizacije. Može su uočiti dobitak ACPR od 18 dB za *offset* od ±900 kHz u kanalu širine 30 kHz dok su produkti koji odgovaraju IM5 signalu poboljšani za oko 10 dB. Izlazna snaga iznosi 36 dBm.



Sl. 5.24 Simulirani spektar OQPSK digitalno modulisanog signala pre (isprekidana linija) i posle (puna linija) linearizacije za izlaznu snagu 36 dBm

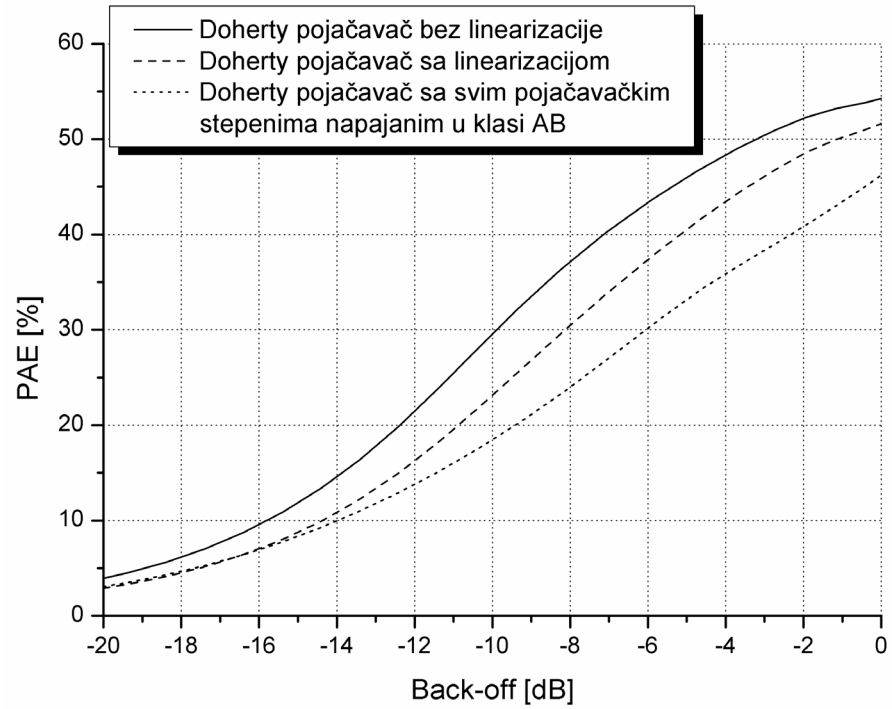
5.6 *Three-stage Doherty pojačavač* – tranzistori različitih periferija

Peaking pojačavači koji rade u klasi C imaju manje pojačanje u poređenju sa *carrier* pojačavačem koji radi u klasi AB. Zbog toga periferija tranzistora u *peaking* pojačavačima treba da bude veća kako bi se izvršila kompenzacija manjeg pojačanja pojačavača u klasi C. Odnos periferija tranzistora za određene *back-off* nivoe od 6 dB i 12 dB na osnovu izraza (3.71) treba da bude 1:3:4. Pošto je prilikom projektovanja pojačavača izbor bio ograničen raspoloživim komponentama, odabran je odnos periferija tranzistora 1:2.5:2.5.

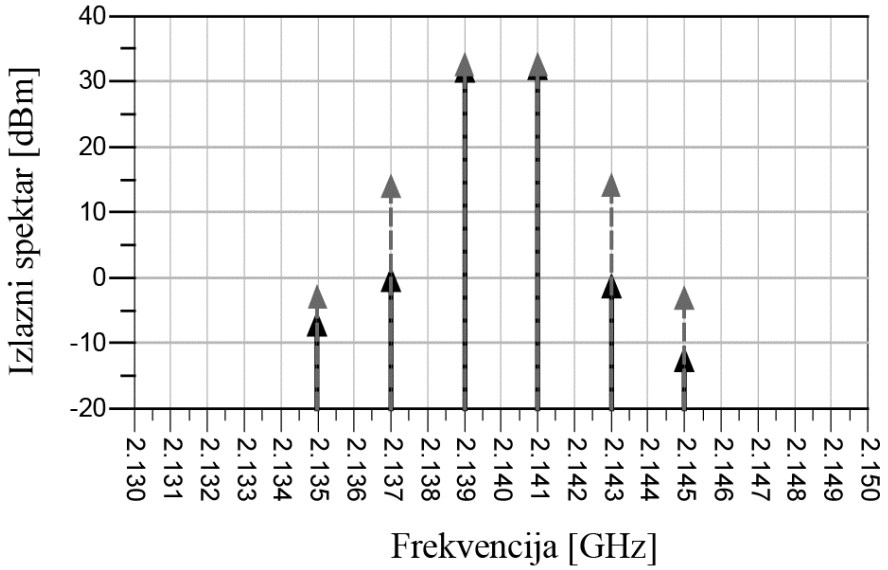
Za *carrier* pojačavač je odabran MRF281SR1 LDMOSFET tranzistor, dok je za *peaking* pojačavače odabran MRF282 LDMOSFET tranzistor vršne snage 10 W [151]. *Carrier* pojačavač je napajan u klasi AB ($V_G = 5.1\,\text{V}\,(13.5\%\text{I}_{DSS})$), dok su *peaking* pojačavači radili u klasi C ($V_G = 3\,\text{V}$ i $V_G = 1.5\,\text{V}$ respektivno). Impedansa MRF282 LDMOSFET tranzistora na frekvenciju 2.14 GHz na ulazu i izlazu je $Z_S = (1.85 + j1.6)\,\Omega$ i $Z_L = (3.55 - j0.2)\,\Omega$, respektivno. Na ulazu je izvršeno prilagođenje na 50 Ω dok su izlazna kola za prilagođenje projektovana tako da transformišu izlazne impedanse tranzistora *carrier* i *peaking* pojačavača na 120 Ω, 40 Ω i 30 Ω, respektivno. Električne dužine *offset* linija u *peaking* pojačavačima su 10° i 12°. Kako bi se izvršila kompenzacija faznog pomeraja izazvanog ovim *offset* linijama signali na ulazu *peaking* pojačavača su zakašnjeni za odgovarajuće vrednosti. *Carrier* pojačavač je pobuđivan signalom koji je za 1 dB manji u odnosu na signale na ulazu u *peaking* pojačavače. Maksimalna izlazna snaga postignuta ovakvom konfiguracijom *Doherty* pojačavača je 44 dBm.

5.6.1 Rezultati simulacije

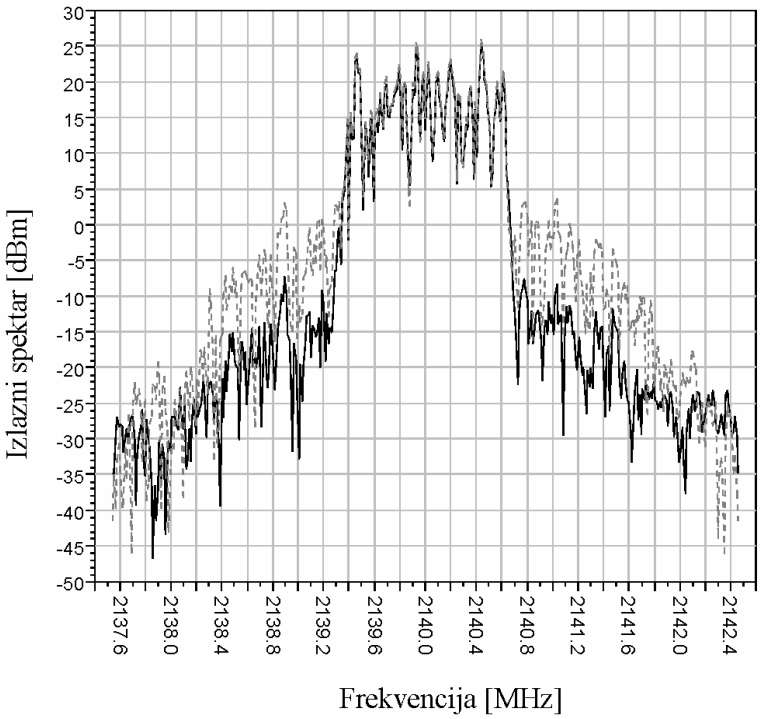
Na Sl. 5.25 prikazana je efikasnost pojačavača za slučaj jednog signala za pojačavač bez kola za linearizaciju, za pojačavač sa kolom za linearizaciju i za slučaj pojačavača kada su svi pojačavački stepeni napajani u klasi AB. Sa slike se može uočiti primetno poboljšanje efikasnosti, čak i u slučaju kada je uračunata potrošnja kola za linearizaciju, u odnosu na pojačavač kod koga su isti tranzistori iskorišćeni za realizaciju svih pojačavačkih stepena (Sl. 5.21). Na primer, PAE linearizovanog pojačavača je 3.5% veći u maksimumu izlazne snage i 5.7% veći za 12 dB *back-off*-a. Na 3 dB i 6 dB *back-off*-a ova razlika u efikasnosti je 9.9% i 11.8%.



Sl. 5.25 PAE za *three-stage Doherty* pojačavač za odnos periferija tranzistora 1:2.5:2.5



Sl. 5.26 Spektar signala na izlazu *three-stage Doherty* pojačavača za 33 dB srednje snage osnovnih signala za odnos periferija tranzistora 1:2.5:2.2.5 pre (isprekidana linija) i posle (puna linija) linearizacije za 2 MHz frekvencijskog razmaka između signala



Sl. 5.27 Simulirani spektar OQPSK digitalno modulisanog signala pre (isprekidana linija) i posle (puna linija) linearizacije za izlaznu snagu 36 dBm za odnos periferija tranzistora 1:2.5:2.5

Rezultat analize pojačavača za slučaj dva prostoperiodična signala prikazan je na Sl. 5.26. Upoređeni su slučajevi pre i posle linearizacije kad je snaga svakog od signala 33 dBm. Može se primetiti da je nivo IM3 i IM5 produkata kod ove konfiguracije (odnos tranzistora 1:2.5:2.5) veći nego u slučaju kada su tranzistori istih periferija (Sl. 5.22). Primenom linearizacije, IM3 i IM5 produkti su smanjeni za 15 dB tj. 5 dB.

Rezultat simulacije za OQPSK digitalno modulisani signal prikazan je na Sl. 5.27. Za 36 dBm izlazne snagu (8 dB *back-off*), gde efikasnost pojačavača iznosi 30.5%, ACPR za frekvencijski *offset* od ±900 kHz je poboljšan za 11 dB.

Može se zaključiti da linearizaciona metoda primenjena na trostepene (*three-way* i *three-stage*) *Doherty* pojačavače daje veoma dobre rezultate u potiskivanju IM3 i IM5 produkata, pri čemu se zadržava visoka efikasnost. *Three-way Doherty* pojačavač ima efikasnost od 23.1% za 6 dB *back-off*. *Three-stage Doherty* pojačavač, sa odnosom periferija tranzistora 1:1:1, ima efikasnost od 25.6% za 6 dB *back-off-a,* što predstavlja poboljšanje od 2.5% u odnosu na *three-way Doherty* pojačavač. Ako je odnos veličina periferija tranzistora 1:2.5:2.5, efikasnost pojačavača se dodatno poboljšava i iznosi 37.4% (6 dB *back-off*) i 16.3% (12 dB *back-off*) što daje poboljšanje od 11.8% i 5.7% u odnosu na konfiguraciju sa istim tranzistorima.

Tabela 5.2 Rezultati linearizacije trostepenih (*three-way* i *three-stage*) *Doherty* pojačavača za *two-tone* test

Referenca	Izlazna snaga (dBm) /*back-off* (dB)	PAE (%)	Poboljšanje intermodulacionih produkata IM3 [dB]/IM5 [dB]	Razmak između signala [MHz]	Linearizaciona tehnika
[152]	45/10.4	-	9.5/1.5	10	predistorzija
three-way Doherty pojačavač					
Ova disertacija	35/3	35.6	19/5	2	*
three-stage Doherty pojačavač (odnos veličina tranzistora 1:1:1)					
Ova disertacija	33/5	28.9	18/7	2	*
Ova disertacija	33/5	28.9	10/1	10	*
three-stage Doherty pojačavač (odnos veličina tranzistora 1:2.5:2.5)					
Ova disertacija	33/8	30.5	15/5	2	*

*Linearizaciona tehnika koja koristi IM2 i IM4 signale predstavljena u ovoj disertaciji

Rezultati linearizacije prethodno razmatranih konfiguracija trostepenih (*three-way* i *three-stage*) *Doherty* pojačavača sumirani su u tabeli 5.2 za *two-tone* test i u tabeli 5.3 za digitalno modulisane signale. U tabelama je dat i kratak pregled drugih linearizacionih tehnika dostupnih u literaturi i primenjenih na slične konfiguracije.

Treba naglasiti da se prilikom linearizacije *Doherty* pojačavača linearizacionom metodom koja koristi IM2 i IM4 signale, kao izvor linearizacionih signala mogu iskoristiti *peaking* pojačavači, čime se izbegava potreba za dodatnim generatorima linearizacionih signala. Na ovaj način smanjuje se kompleksnost linearizacionog sklopa i ukupna potrošnja, što povećava efikasnost pojačavača.

Tabela 5.3 Rezultati linearizacije trostepenih (*three-way* i *three-stage*) *Doherty* pojačavača za digitalno modulisane signale

Referenca	Izlazna snaga (dBm) /*back-off* (dB)	PAE (DE)(%)	Poboljšanje ACPR (ACLR) [dB]– *offset* [MHz]	Vrsta digitalno modulisanog signala	Linearizaciona tehnika
[152]	40/15.4	10.4	1-5	WCDMA	predistorzija
[86]	31.5/10	DE 41.6	16-5 19-10	WCDMA	digitalna predistorzija bez kompenzacije memorijskog efekta
[153]	38.5/11.5	53	15-5 5-10	WCDMA	digitalna predistorzija sa kompenzacijom memorijskog efekta
three-way Doherty pojačavač					
Ova disertacija	36/5	28	13-0.9 6-2.1	OQPSK	*
three-stage Doherty pojačavač (odnos veličina tranzistora 1:1:1)					
Ova disertacija	36/5	28.9	18-0.9 10-2.1	OQPSK	*
three-stage Doherty pojačavač (odnos veličina tranzistora 1:2.5:2.5)					
Ova disertacija	36/8	30.5	11-0.9 11-2.1	OQPSK	*

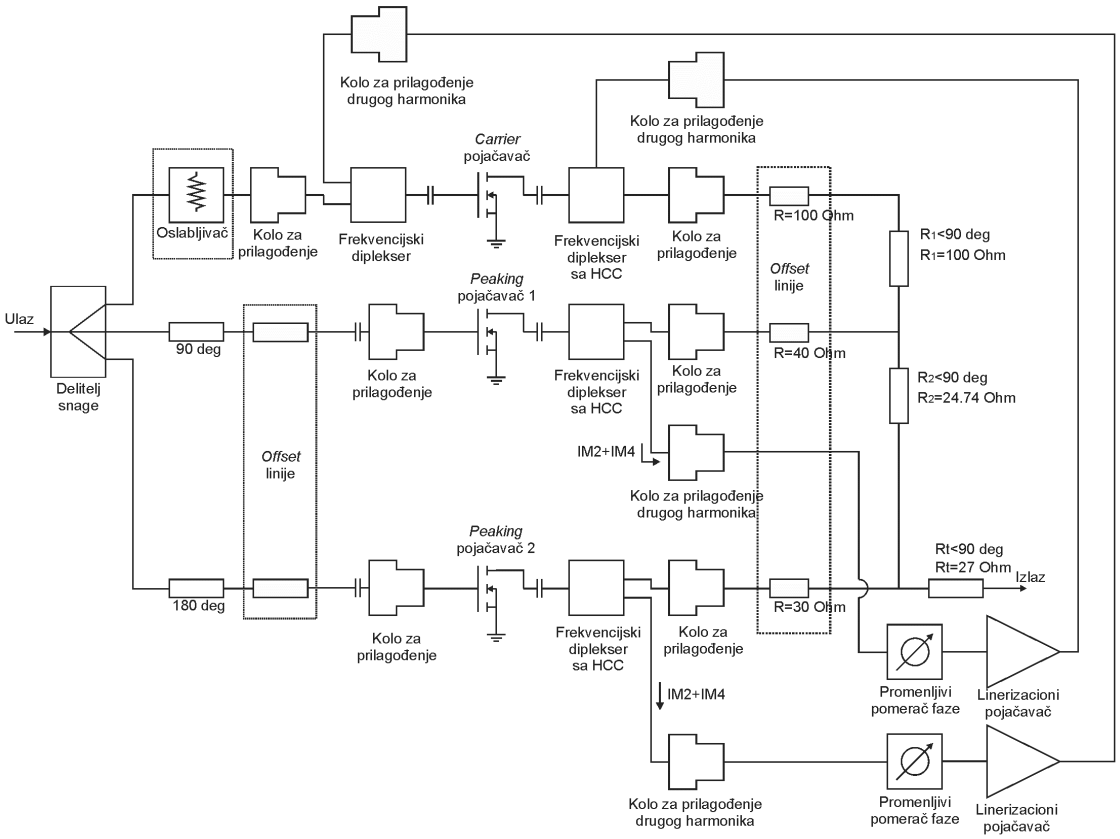
*Linearizaciona tehnika koja koristi IM2 i IM4 signale predstavljena u ovoj disertaciji

5.7 *Three-stage Doherty* pojačavač sa kolima za kontrolu harmonika

U cilju daljeg poboljšanja linearizacione metode pristupilo se projektovanju *three-stage Doherty* pojačava sa kolima za kontrolu harmonika (HCC - *Harmonic Control Circuit*), pri čemu pojedini stepeni pojačavača rade u klasi F, odnosno klasi IF. Pojačavač je projektovan u konfiguraciji sa dva četvrttalasna invertora impedanse u izlaznom kolu [154] i korišćenjem tranzistora odnosa periferije 1:1:1. Izlazne impedanse pojačavačkih stepena su odabrane tako da se zadovolji povoljan odnos snaga signala na izlazu *carrier* i *peaking* pojačavača. Sve transmisione linije u izlaznom kolu su odabrane tako da budu pogodne za realizaciju izbegavajući suviše velike ili suviše male karakteristične impedanse. Blok šema projektovanog *Doherty* pojačavača prikazana je na Sl. 5.28.

Aktivni elementi u pojedinim stepenima *Doherty* pojačavača opterećeni su frekvencijskim diplekserom koji uključuje kolo za kontrolu harmonika. Diplekser zajedno sa kolom za kontrolu harmonika na izlazu tranzistora koje je projektovano da obezbeđuje

optimalnu impedansu signala za linearizaciju u pogledu nivoa snage i otvoreno kolo za treće harmonike, označen je kao HCC klasa-F konfiguracija (Sl. 5.29.a). Diplekser sa HCC kolom na izlazu tranzistora projektovan tako, da pored toga što obezbeđuje optimalnu impedansu signala za linearizaciju u pogledu nivoa snage, predstavlja kratak spoj za treće harmonike, označen je kao HCC klasa-IF konfiguracija (Sl. 5.29.b).



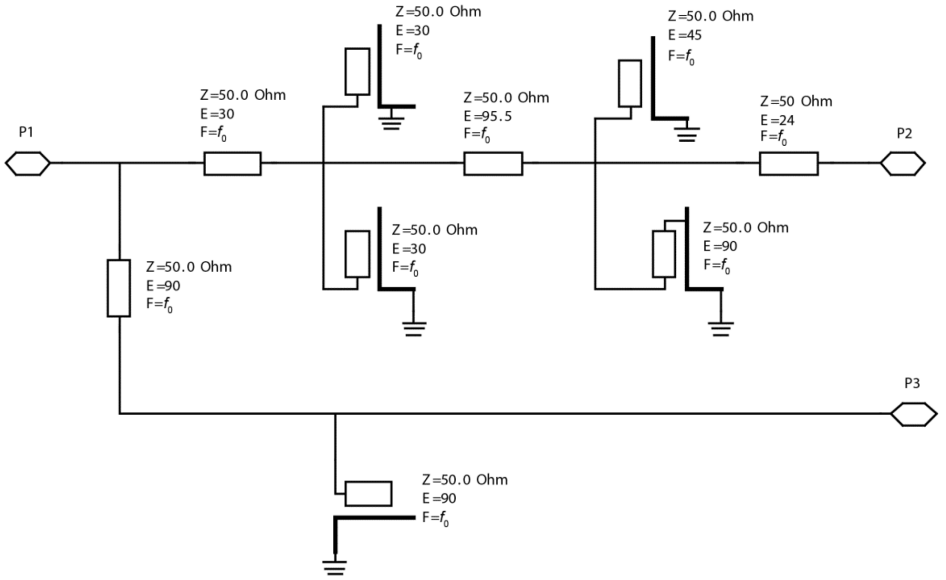
Sl. 5.28 *Three-stage Doherty* pojačavač sa HCC opterećenjem i kolima za linearizaciju

Carrier i *peaking* pojačavački stepeni *Doherty* pojačavača projektovani su korišćenjem *Freescale* MRF281SR1 LDMOSFET tranzistora maksimalne izlazne snage 4 W. Pojačavač je projektovan u *Agilent ADS* softveru, dok je tranzistor modelovan nelinearnim *Motorola MET* modelom obezbeđenim od strane proizvođača.

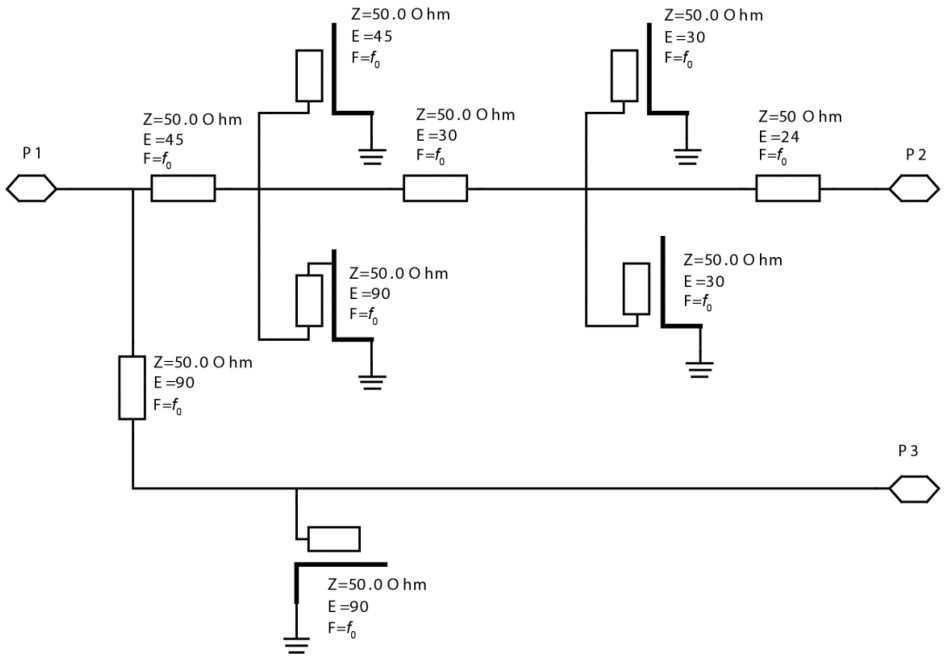
Kada u obzir nije uzet uticaj linearizacionog kola na performanse projektovanog pojačavača, razmatrane su četiri konfiguracije *Doherty* pojačavača: klasa-3F (svi pojačavački stepeni rade u klasi F), klasa-3IF (svi pojačavački stepeni rade u klasi IF), klasa-IF-2F (*carrier* pojačavač radi u klasi IF, dok oba *peaking* pojačavača rade u klasi F) i klasa-F-2IF (*carrier* pojačavač radi u klasi F dok oba *peaking* pojačavača rade u klasi IF).

Primenjena linearizaciona tehnika je implementirana pomoću dipleksera sa kolima za kontrolu harmonika (Sl. 5.28), koji razdvajaju osnovni signal od signala za linearizaciju (IM2

i IM4 signala). Izlazna kola za prilagođenje se nalaze iza dipleksera u dve nezavisne grane kojima se vode osnovni signal i signali za linearizaciju.



a)



b)

Sl. 5.29 Frekvencijski diplekser sa kolima za kontrolu harmonika:
a) HCC klasa-F konfiguracija; b) HCC klasa-IF konfiguracija

Three-stage Doherty pojačavač koji sadrži diplekser i HCC kola na izlazu pojačavačkih stepena, kao i dodatna kola za linearizaciju, označen je kao HCC klasa-3F, HCC klasa-3IF, HCC klasa-IF-2F i HCC klasa-F-2IF konfiguracija, u zavisnosti od opterećenja pojedinih pojačavačkih stepena *Doherty* pojačavača, tako da se može govoriti o četiri konfiguracije *Doherty* pojačavača na koje je primenjena linearizaciona metoda.

Impedanse za prilagođenje na ulazu i izlazu tranzistora pojačavačkih stepena na frekvenciji 2.14 GHz, dobijene korišćenjem *source-pull* i *load-pull* analize, sa ciljem da se dobije visoka efikasnost pojačavača iznose: $Z_S = (2.75 - j1.26)\,\Omega$ i $Z_L = (5.59 + j3.73)\,\Omega$ u slučaju opterećenja klase-F i HCC klase-F. U slučaju opterećenja u klasi-IF i HCC klasi-IF, ove impedanse imaju vrednost: $Z_S = (3.023 - j1.396)\,\Omega$ i $Z_L = (5.13 + j9.53)\,\Omega$.

Carrier pojačavač za slučaj opterećenja u klasi-F i klasi-IF se napaja jednosmernim naponom vrednosti $V_G = 3.8\,\text{V}$ (*cut-off*). Kade se primeni linearizaciona tehnika, tranzistor u *carrier* pojačavaču se napaja u klasi AB sa $V_G = 5.1\,\text{V}$ ($13.5\%\text{I}_{DSS}$). *Peaking* pojačavači rade u klasi C, (*peaking* pojačavač 1: $V_G = 3\,\text{V}$, *peaking* pojačavač 2: $V_G = 0.8\,\text{V}$). Napon drejna je $V_D = 26\,\text{V}$, i isti je za sve pojačavačke stepene. Prilagođenje na ulazu je izvršeno na impedansu od 50 Ω za sva tri pojačavačka stepena. Izlazne impedanse pojačavačkih stepena su odabrane sa ciljem da se zadovolji povoljan odnos snaga na izlazu *carrier* i *peaking* pojačavača. Sve transmisione linije u izlaznom kolu su odabrane tako da budu pogodne za realizaciju, izbegavajući suviše velike ili suviše male karakteristične impedanse. Izlazna impedansa *carrier* pojačavača je podešena na 100 Ω, dok su kod *peaking* pojačavača te impedanse 40 Ω, odnosno 30 Ω. U skladu sa tim, karakteristične impedanse četvrttalasnih invertora impedanse u izlaznom kolu *Doherty* pojačavača iznose $R_1 = 100\,\Omega$, $R_2 = 24.74\,\Omega$, dok četvrttalasni transformator karakteristične impedanse $R_t = 27\,\Omega$ transformiše izlaznu impedansu celog pojačavača sa 50 Ω na 15 Ω, kao što je prikazano na Sl. 5.28.

Offset linije su ubačene na izlazu *peaking* pojačavačkih stepena kako bi se smanjilo curenje snage ka *peaking* pojačavačima kada oni ne vode. Da bi se izvršila kompenzacija fazne razdešenosti pojačavača zbog *offset* linija na izlazima *peaking* pojačavača, ubačena je *offset* linija odgovarajuće dužina na izlazu *carrier* pojačavača. Električne dužine ovih linija za četiri posmatrana slučaja iznose: 48°, 50° i 52° za HCC klasa-F, 45°, 63° i 65° za HCC klasa-IF, 60°, 50° i 52° za HCC klasa-IF-2F, i 29°, 55°, 65° za HCC klasa-F-2IF konfiguraciju, respektivno.

Peaking pojačavači se pobuđuju signalom većim za 1 dB u odnosu na *carrier* pojačavač. Maksimalna izlazna snaga projektovanog pojačavača iznosi 41 dBm.

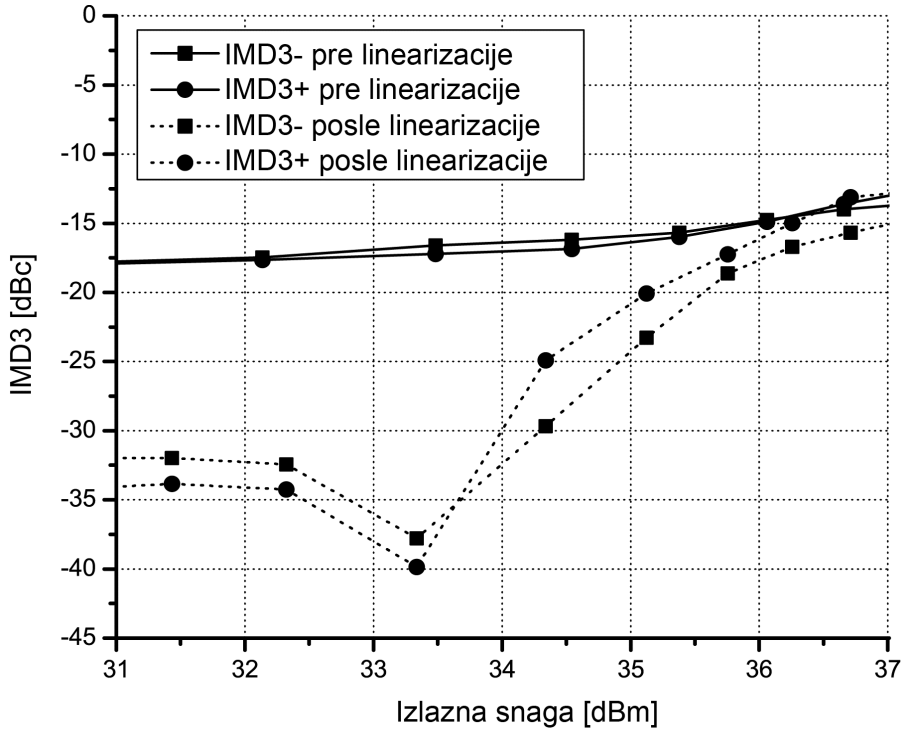
5.7.1 Rezultati simulacije

Izvršena je linearizacija *Doherty* pojačavača u HCC klasi-3F, HCC klasi-3IF, HCC klasi-IF-2F i HCC klasi-F-2IF konfiguraciji ubacivanjem linearizacionih signala na ulaz i izlaz *carrier* pojačavača.

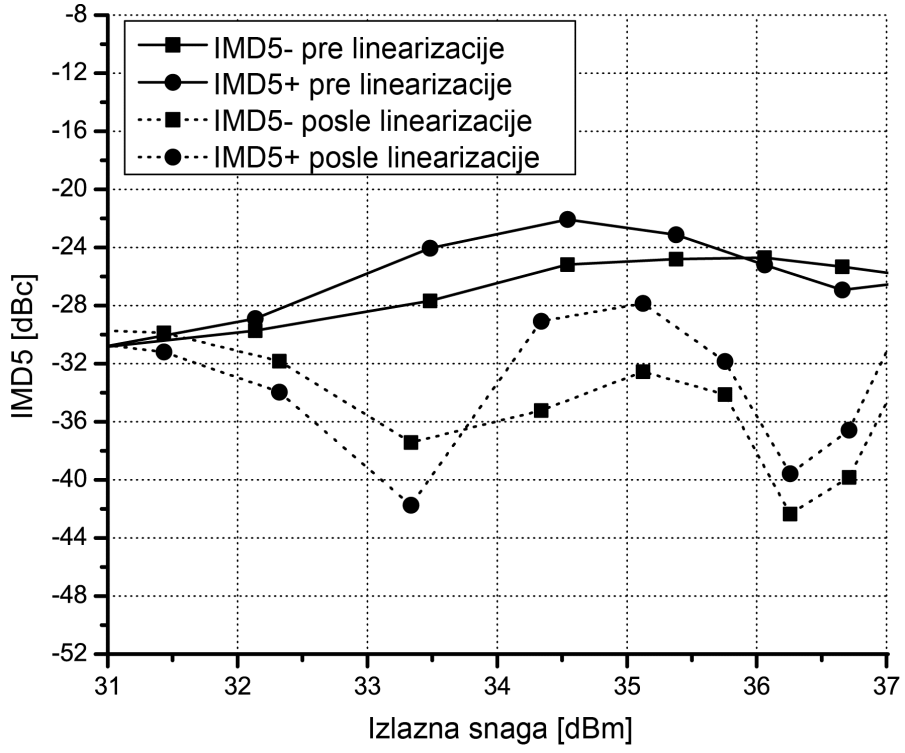
Linearizacioni signali se izdvajaju na *peaking* stepenima *Doherty* pojačavača koji se napajaju različitim vrednostima jednosmernog napona, kako bi se obezbedila odgovarajuća snaga i faza IM2 i IM4 signala. Linearizacioni signali se izdvajaju pomoću dipleksera sa HCC kolom, Sl. 5.29. U slučaju istog napajanja i završnih impedansi, *peaking* pojačavač u konfiguraciji HCC klasa-IF generiše linearizacione signale veće snage u odnosu na HCC klasa-F konfiguraciju. Na ulazu u *carrier* pojačavač nalazi se diplekser u standardnoj konfiguraciji (Sl. 5.12 [155]), sa nezavisnim kolima za prilagođenje osnovnog signala i signala za linearizaciju.

Posle podešavanja amplitude i faze, linearizacioni signali iz jednog *peaking* pojačavača se vode na ulaz u *carrier* pojačavač, dok se linearizacioni signali iz drugog *peaking* pojačavača vode na izlaz *carrier* pojačavača. Na ovaj način se vrši kontrola harmonika *carrier* pojačavača i na ulazu i na izlazu. Ovakva konfiguracija obezbeđuje visoko pojačanje *carrier* pojačavača napajanog u klasi AB, sa smanjenom snagom intermodulacionih produkata u odnosu na klasu F i klasu IF koje se napajaju *cut-off* DC naponom [156].

Na Sl. 5.30 predstavljeni su rezultati linearizacije (snaga IM3 i IM5 produkata u odnosu na snagu osnovnog signala) dobijeni simulacijom za slučaj *two-tone* testa *Doherty* pojačavača u konfiguraciji HCC klasa-3F na frekvencijama 2.139 GHz i 2.141 GHz u opsegu snage izlaznog signala od 31 dBm do 37 dBm. Ovi rezultati su upoređeni sa intermodulacionim produktima *Doherty* pojačavača u konfiguraciji klasa-3F, kad nije izvršena linearizacija. Prikazani rezultati na Sl. 5.30 se odnose na slučaj kada su amplitude i faze linearizacionih signala podešene za optimalno potiskivanje intermodulacionih produkata za nivo snage osnovnog signala na izlazu od 33.3 dBm. Za ovu vrednost snage izlaznog signala, IM3 produkti su potisnuti za 21 dB, dok su IM5 produkti poboljšani za 10 dB, odnosno 18 dB, što je prikazano i u tabeli 5.4.

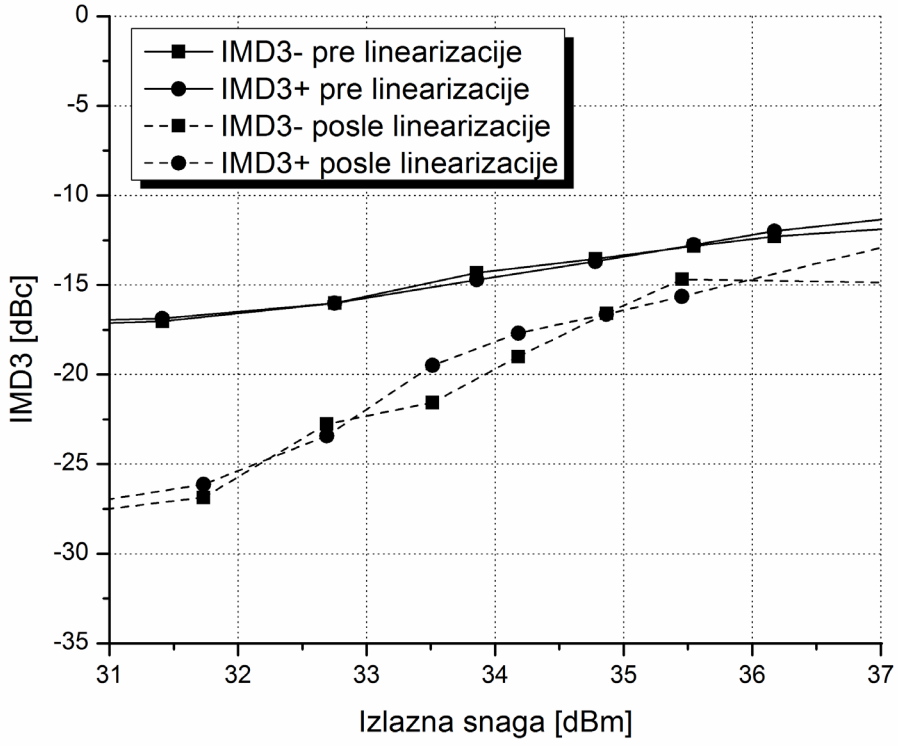


a)

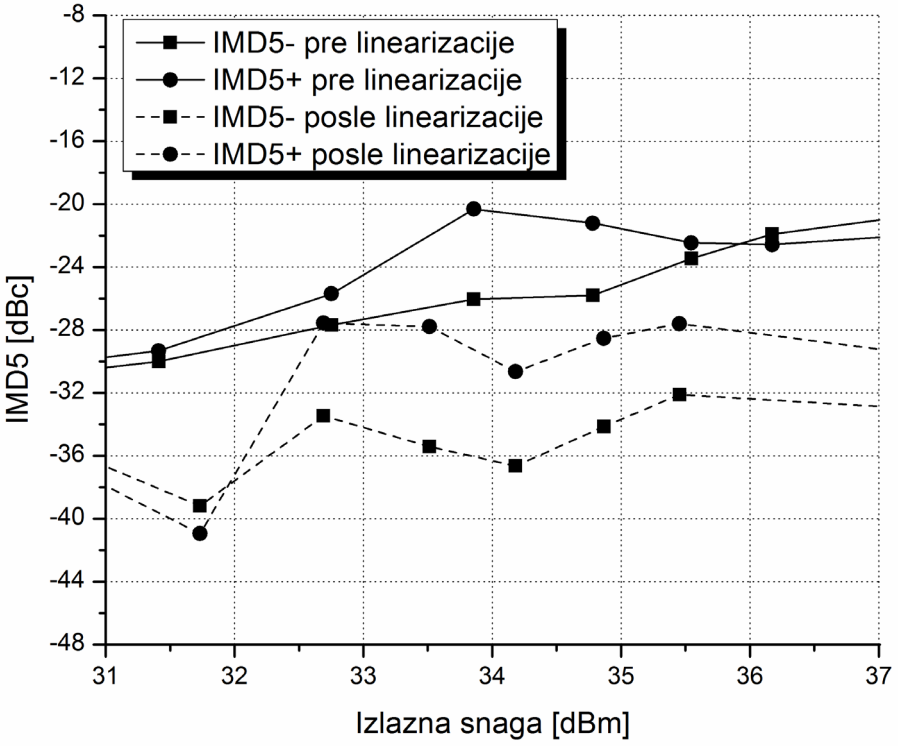


b)

Sl. 5.30 IM produkti *three-stage Doherty* pojačavač u HCC klasa-3F konfiguraciji za opseg izlaznih snaga za frekvencijski razmak od 2 MHz između signala:
a) IM3 produkti; b) IM5 produkti



a)



b)

Sl. 5.31 IM produkti *three-stage Doherty* pojačavač u HCC klasa-3IF konfiguraciji za opseg izlaznih snaga za frekvencijski razmak od 2 MHz između signala:
a) IM3 produkti; b) IM5 produkti

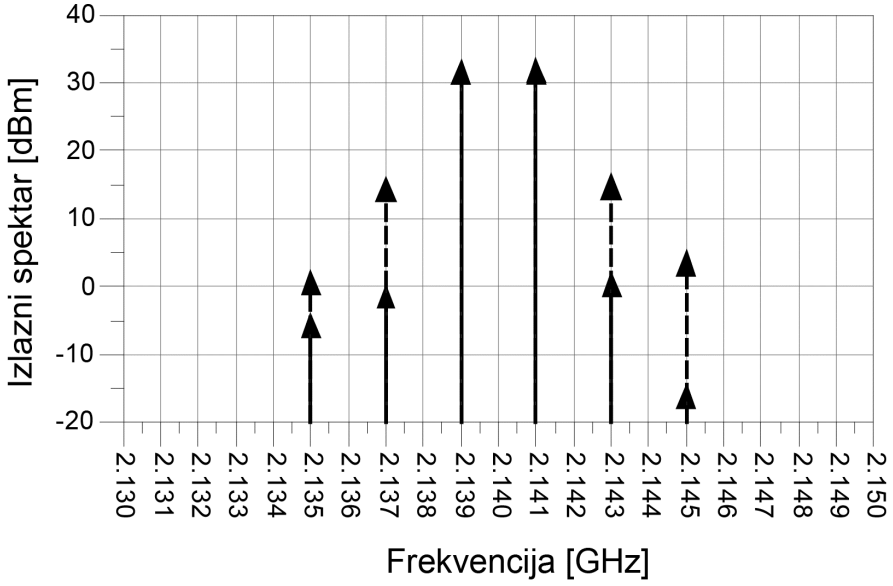
Na Sl. 5.31 prikazana je linearizacija *Doherty* pojačavača u konfiguraciji HCC klasa-3IF za *two-tone* test na frekvencijama 2.139 GHz i 2.141 GHz. Ovi rezultati su upoređeni sa intermodulacionim produktima *Doherty* pojačavača u konfiguraciji klasa-3IF kada nije izvršena linearizacija. Linearizacioni signali su optimizovani tako da daju najbolje rezultate linearizacije za 31.8 dBm snage osnovnog signala na izlazu. Može se uočiti da su u toj tački i IM3 i IM5 produkti poboljšani za oko 10 dB.

Sa Sl. 5.30 i Sl. 5.31 može se zaključiti da primenjena linearizacione metoda daje zadovoljavajuće smanjenja IM3 produkata u posmatranom opsegu izlaznih snaga. Što se tiče IM5 produkata, može se primetiti nešto izraženija asimetrija u njihovom potiskivanju, ali je bitno naglasiti da se oni nalaze ispod nivoa linearizovanih IM3 produkata.

Uporedni prikaz rezultata linearizacije za sve četiri konfiguracije pojačavača za t*wo-tone* test na frekvencijama 2.139 GHz i 2.141 GHz dat je u tabeli 5.4. U tabeli je dato poređenje nivoa signala pre i posle linearizacije za slučaj kada su na ulazu pojačavača signali snage 21 dBm. Iz tabele se može uočiti da IM3 produkti opadnu za 11 dB, dok se IM5 produkti smanje za 11 dB tj. 17 dB za slučaj *Doherty* pojačavača označenog kao HCC klasa-3IF. U ovom slučaju dolazi i do smanjenja osnovnog signala od približno 1 dB. Isto pogoršanje osnovnog signala se može primetiti i za *Doherty* pojačavač označen kao HCC klasa-IF-2F, pri čemu se IM3 produkti smanjuju za 10 dB, a IM5 produkti za 8 dB, odnosno 15 dB. Kada se posmatra HCC klasa-F-2IF konfiguracija, uočava se da su IM3 produkti poboljšani 17 dB, dok su IM5 produkti smanjeni za 6 dB tj. 21 dB bez značajnog slabljenja osnovnog signala (0.1 dB), što se može videti i na Sl. 5.32.

Tabela 5.4 Izlazni nivoi signala *three-stage Doherty* pojačavača u HCC klasa-3F, HCC klasa-3IF, HCC klasa-IF-2IF i HCC klasa-F-2IF konfiguracijama, pre i posle linearizacije za *two-tone* test na frekvencijama 2.139 GHz i 2.141 GHz, za 21 dBm nivoa signala na ulazu

Tip	IM3 [dBm]			IM5 [dBm]			Osnovni signali [dBm]		
HCC	Frek. [GHz]	Pre	Posle	Frek. [GHz]	Pre	Posle	Frek. [GHz]	Pre	Posle
Klasa-3F	2.137 2.143	16.88 16.27	-4.44 -6.52	2.135 2.145	5.82 9.45	-4.08 -8.41	2.139 2.141	33.43 33.53	33.21 33.46
Klasa-3IF	2.137 2.143	15.70 15.90	4.88 5.6	2.135 2.145	3.29 6.64	-7.46 -9.22	2.139 2.141	32.74 32.86	31.56 31.89
Klasa-IF-2F	2.137 2.143	13.88 13.97	3.19 3.98	2.135 2.145	3.69 4.18	-4.35 -10.29	2.139 2.141	33.57 33.66	32.68 33.00
Klasa-F-2IF	2.137 2.143	15.97 16.18	-0.92 0.46	2.135 2.145	0.51 4.12	-5.99 -16.75	2.139 2.141	34.05 34.26	33.95 34.15



Sl. 5.32 Izlazni spektar *three-stage Doherty* pojačavača u HCC klasa-F-2IF konfiguraciji pre (isprekidana linija) i posle (puna linija) linearizacije

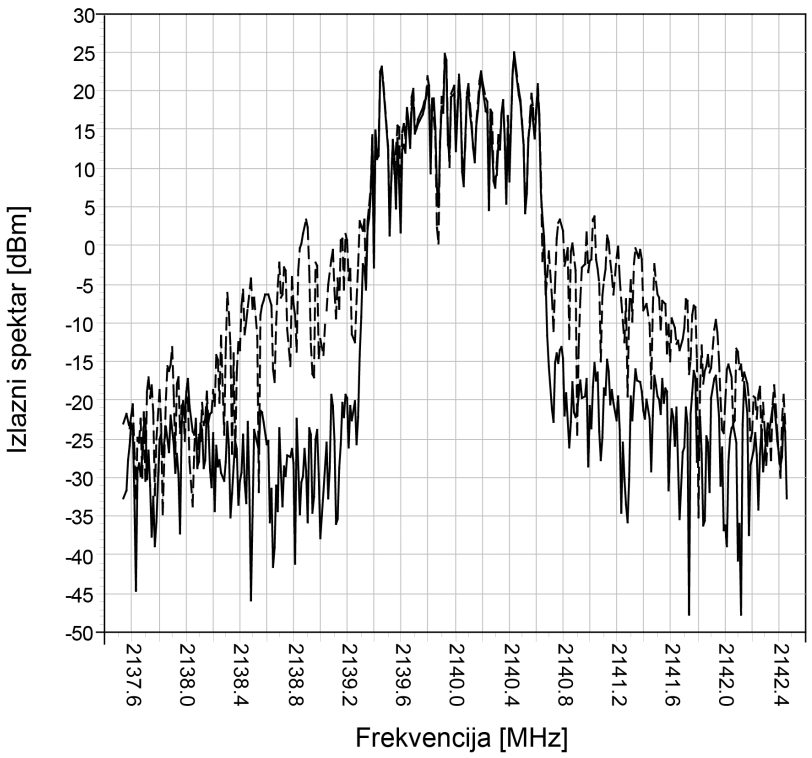
Efikasnost *three-stage Doherty* pojačavača u prethodno opisanim konfiguracijama (klasa-3F, klasa-3IF, klasa-IF-2F i klasa-F-2IF) bez primenjene linearizacione metode prikazana je na Sl. 5.33. Na istoj slici prikazana je i efikasnost *Doherty* pojačavača sa HCC opterećenjem, odnosno kada je primenjena linearizaciona metoda (HCC klasa-3F, HCC klasa-3IF, HCC klasa-IF-2F i HCC klasa-F-2IF). Sa slike se može uočiti da *Doherty* pojačavač u klasi-F-2IF ima najbolju efikasnost u poređenju sa ostalim konfiguracijama. PAE na 0 dB *back-off* (maksimalna izlazna snaga) iznosi 69%, dok na 6 dB *back-off* (35 dBm izlazna snaga) efikasnost iznosi 44.3%. Ukoliko se primeni linearizacija, *Doherty* pojačavač u HCC klasa-F-2IF konfiguraciji pokazuje najbolje rezultate u pogledu efikasnosti u odnosu na druge razmatrane konfiguracije na koje je primenjena linearizaciona metoda. Efikasnost HCC klasa-F-2IF konfiguracije iznosi 57.5% za maksimalni nivo izlazne snage i 35.3% na 6 dB *back-off*.

Efikasnost *Doherty* pojačavača u klasi-F-2IF upoređena je sa efikasnošću standardnog *three-stage Doherty* pojačavača (sa sličnim uslovima napajanja) kada potrošnja dodatnih kola za linearizaciju nije uključena u proračun efikasnosti. Rezultati poređenja prikazani su na Sl. 5.34. Standardna konfiguracija postiže neznatno bolju efikasnost za nivoe izlazne snage niže od 4 dB *back-off*-a u poređenju sa konfiguracijom HCC klasa-F-2IF gde su uključeni efekti linearizacije. U maksimumu izlazne snage, standardna konfiguracija ima 8% manju efikasnost od HCC klasa-F-2IF konfiguracije. Ukoliko se standardnoj *three-stage Doherty* konfiguraciji doda potrošnja kola za linearizaciju, onda projektovana HCC klasa-F-2IF postiže 8% bolju efikasnost u maksimumu izlazne snage i 7% bolju efikasnost na 5 dB *back-off*-a u odnosu na standardnu *Doherty* konfiguraciju sa kolima za linearizaciju.

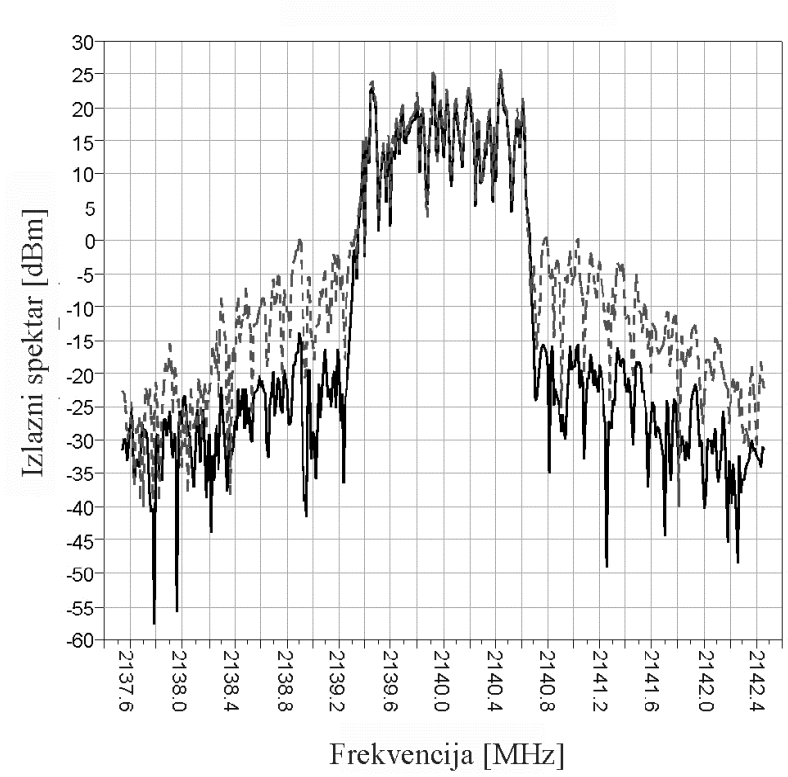
Za sve razmatrane konfiguracije *Doherty* pojačavača izvršena je simulacija za OQPSK digitalno modulisani signal širine spektra 1.25 MHz i noseće frekvencije 2.14 GHz. Rezultati simulacije pre i posle linearizacije za 35 dBm izlazne snage (6 dB *back-off*) prikazani su u tabeli 5.5. ACPR na dve *offset* frekvencije (±900 kHz i ±2100 kHz), koje odgovaraju IM3 i IM5 produktima, poboljšan je približno za 11 dB i 14 dB na ±900 kHz *offset*-a i 11 dB i 20 dB na ±2100 kHz *offset*-a za HCC klasa-3F konfiguraciju. PAE za ovu konfiguraciju za posmatrani nivo snage iznosi 32%. Skoro isto smanjenje ACPR (14 dB i 10 dB na ±900 kHz *offset*-a i 13 dB i 18 dB na ±2100 kHz *offset*-a) postignuto je i za HCC klasa-IF-2F konfiguraciju, pri čemu je PAE poboljšan za 1% (Sl. 5.33) u odnosu na HCC klasa-3F konfiguraciju. Poboljšanje ACPR za HCC klasa-3IF konfiguraciju je približno 10 dB na ±900 kHz *offset*-a i 6 dB tj. 3 dB na ±2100 kHz *offset*-a. Sa Sl. 5.33 se može uočiti da PAE za HCC klasa-3IF konfiguraciju iznosi 34%.

Tabela 5.5 Srednja izlazna snaga i ACPR na ±900 kHz i ±2100 kHz *offset*-a za *three-stage Doherty* pojačavače pre i posle linearizacije u HCC klasa-3F, HCC klasa-3IF, HCC klasa-IF-2IF i HCC klasa-F-2IF konfiguracijama za slučaj OQPSK digitalno modulisanog signala

Tip	ACPR [dB]			ACPR [dB]			Osnovni signal [dBm]	
HCC	*Offset* [MHz]	Pre	Posle	*Offset* [MHz]	Pre	Posle	Pre	Posle
Klasa-3F	+0.9 -0.9	-41.06 -40.35	-52.41 -54.35	+2.1 -2.1	-51.50 -49.04	-62.01 -69.33	35.96	35.62
Klasa-3IF	+0.9 -0.9	-36.96 -35.72	-47.98 -45.41	+2.1 -2.1	-46.92 -45.41	-53.11 -48.17	35.1	34.26
Klasa-IF-2F	+0.9 -0.9	-40.08 -38.79	-54.23 -49.14	+2.1 -2.1	-49.65 -48.17	-62.63 -66.17	36.22	35.04
Klasa-F-2IF	+0.9 -0.9	-37.08 -36.19	-56.59 -54.15	+2.1 -2.1	-48.46 -47.42	-55.37 -62.22	35.20	34.61



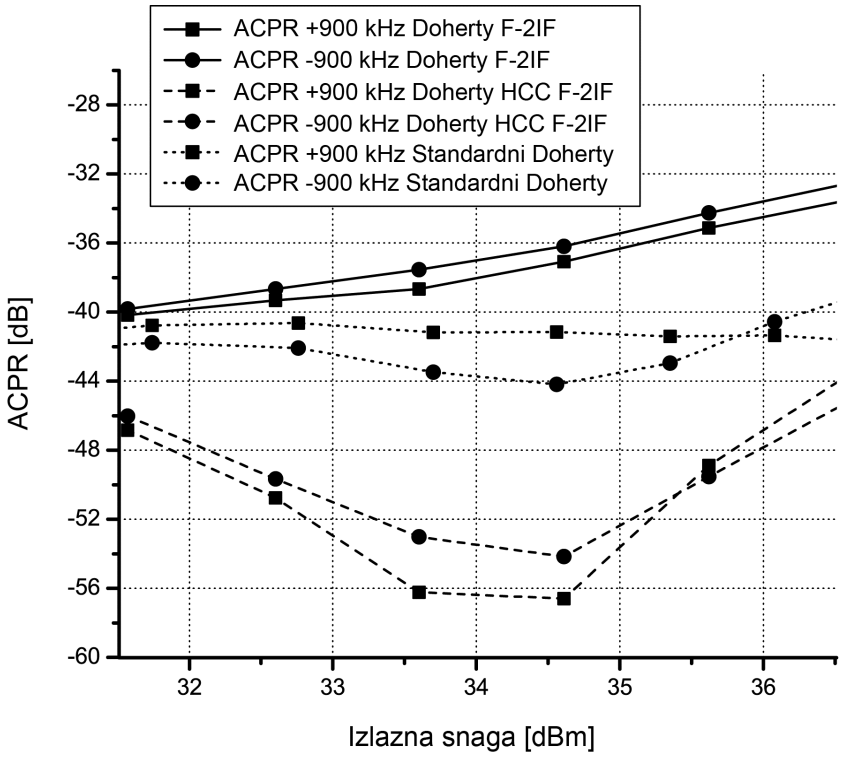
a)



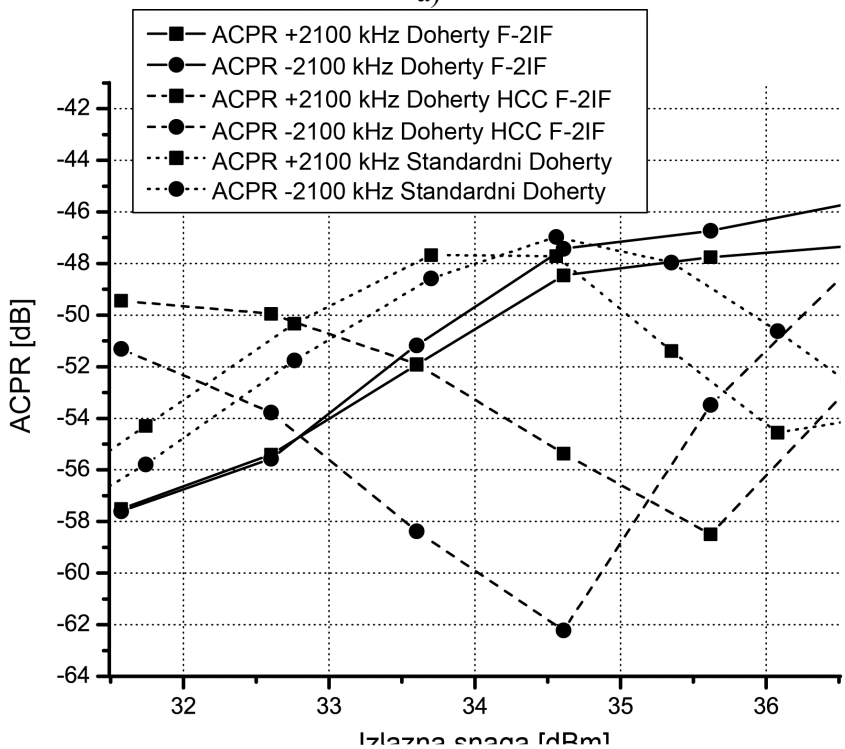
b)

Sl. 5.35 Simulirani spektar OQPSK digitalno modulisanog signala pre (isprekidana linija) i posle (puna linija) linearizacije za izlaznu snagu 35 dBm za *three-stage Doherty* pojačavač u: a) klasa-F-2IF konfiguraciji; b) klasa-3F konfiguraciji

Spektar signala dobijen u simulaciji pre i posle linearizacije za *Doherty* pojačavač za 35 dBm izlazne snage OQPSK digitalno modulisanog signala prikazan je na Sl. 5.35.a za



a)



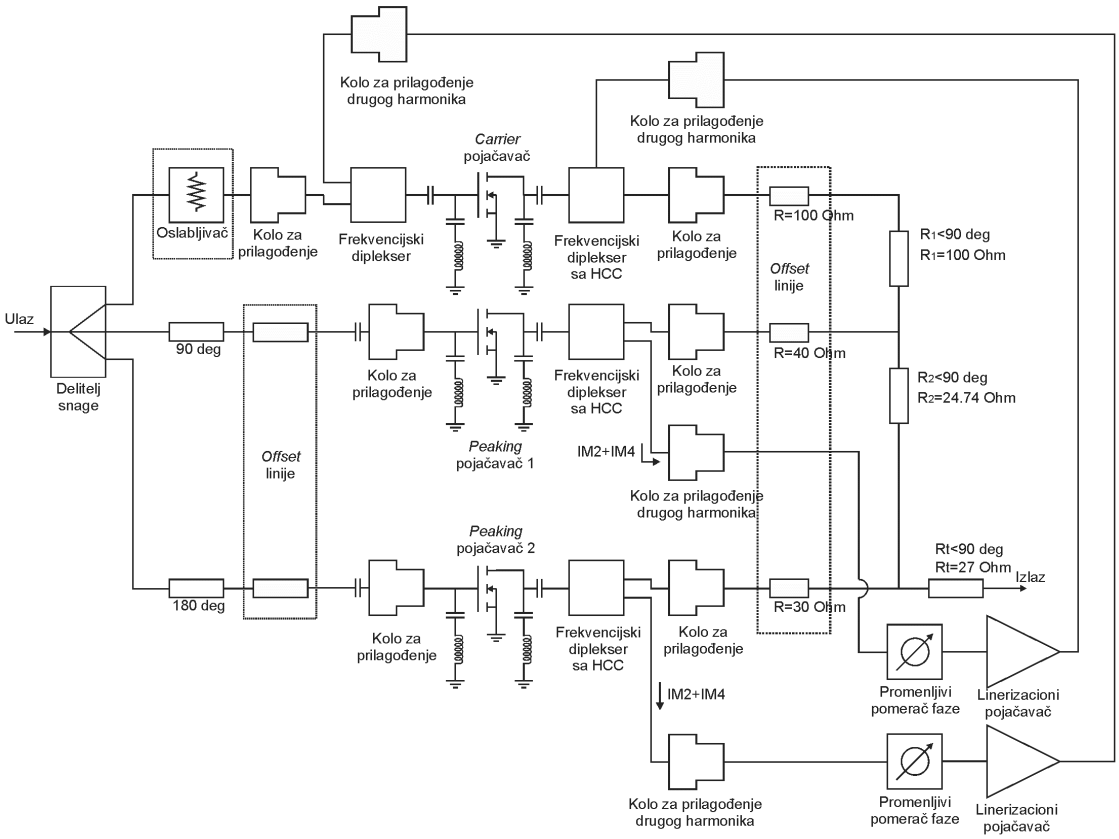
b)

Sl. 5.36 ACPR pre i posle linearizacije za *three-stage Doherty* pojačavač u klasa-F-2IF konfiguraciji i standardnoj konfiguraciji za opseg snaga na izlazu na *offset* frekvencijama: a) ±900kHz; b) ±2100kHz

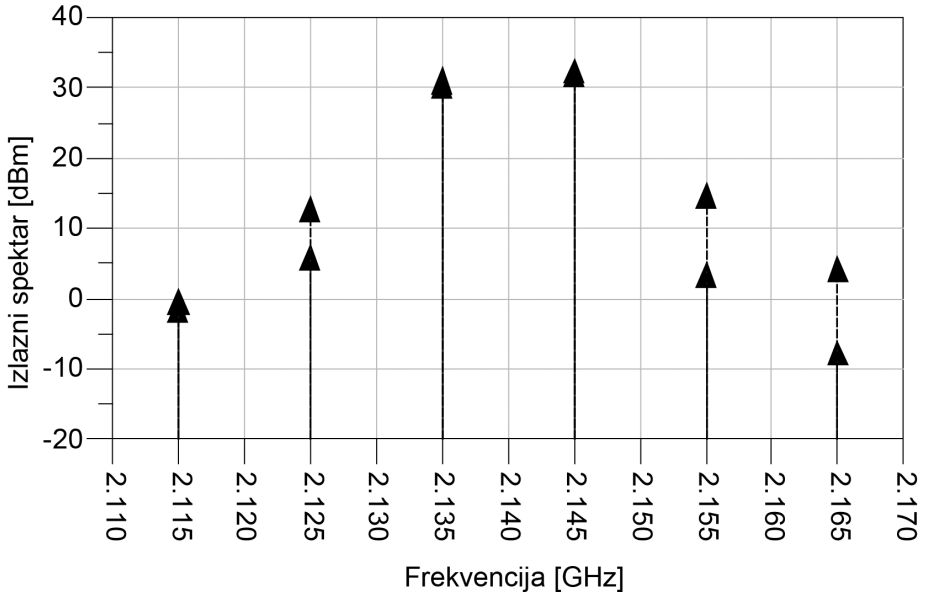
5.8 Širokopojasni *three-stage Doherty* pojačavač sa kolima za kontrolu harmonika

U cilju proširenja frekvencijskog opsega rada pojačavača u literaturi postoji nekoliko rešenja: kada se u kolo za napajanje pojačavača uključuju kondenzatori različitih vrednosti koji kratkospajaju signale niskih frekvencija [156]; rešenje sa kondenzatorima u ulaznom i izlaznom kolu tranzistora koji predstavljaju kratak spoj za niskofrekventne signale i druge harmonike [157]; kao i rešenje sa kondenzatorom za niskofrekventne signale reda MHz [158].

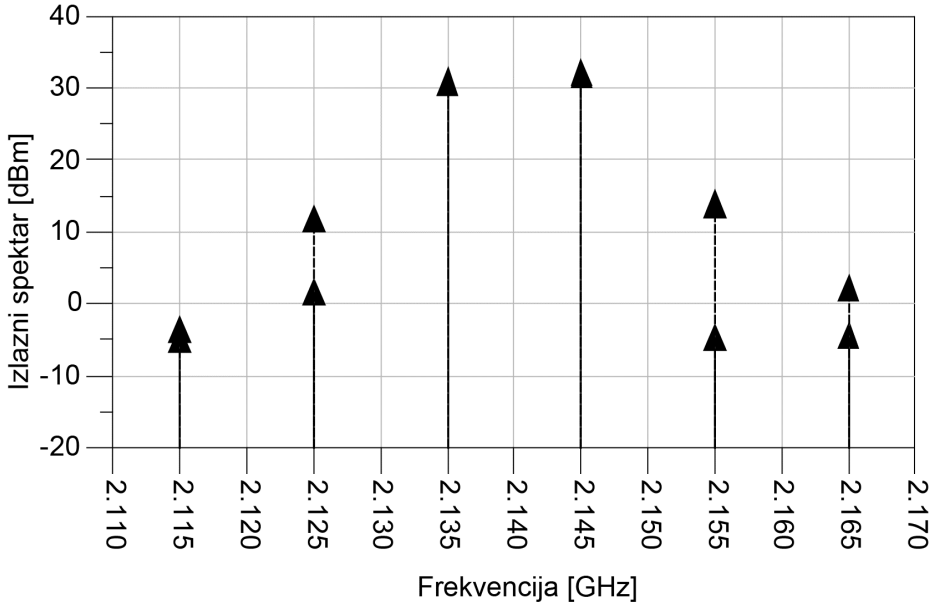
U cilju proširenja frekvencijskog opsega u kome linearizaciona tehnika koja koristi IM2 i IM4 signale smanjuje intermodulacione produkte trećeg i petog reda kod *Doherty* pojačavača, u ovoj tezi je primenjeno rešenje kojim se tantalum kondenzatori kapacitivnosti 10 μF uključuju na ulaz i izlaz tranzistora u pojačavačkim stepenima. Na ovaj način smanjuje se memorijski efekat koji se ogleda u razlici amplituda i faza intermodulacionih produkata.



Sl. 5.37 *Three-stage Doherty* pojačavač sa linearizacionim kolom i tantalum kondenzatorima



a)



b)

Sl. 5.38 Simulirani spektar za dva prostoperiodična signala razmaknuta 10 MHz pre (isprekidana linija) i posle (puna linija) linearizacije za 33 dBm izlazne snage po signalu za *three-stage Doherty* pojačavač u konfiguraciji HCC-F-2IF kada se tantalum kondenzatori: a) ne uključuju u kolo pojačavača; b) uključuju u kolo pojačavača

Tantalum kondenzator na frekvenciji 2.14 GHz ima parazitnu induktivnost od približno 1.2 nH koja je uključena u analizu. Ekvivalentno kolo kondenzatora (redna veza kalema i tantalum kondenzatora), zajedno sa kolom za prilagođenje osnovnog korisnog signala treba da predstavlja antirezonantno kolo na frekvencijama korisnog signala, kako ne bi došlo do gubitka snage. Razmatrano je kolo *three-stage Doherty* pojačavač u konfiguraciji prikazanoj na Sl. 5.37, [159, 160]. Izlazno kolo širokopojasnog *three-stage Doherty* pojačavač sa kolima

za kontrolu harmonika realizovano je na isti način kao i u slučaju *three-stage Doherty* pojačavač sa kolima za kontrolu harmonika (poglavlje 5.7).

U jednom razmatranom slučaju na izlazima pojačavačkih stepena *Doherty* pojačavača nalazi se standardni diplekser u cilju razdvajanja osnovnih i IM2 i IM4 signala. U drugom slučaju LDMOSFET u pojedinim pojačavačkim stepenima *Doherty* pojačavača je opterećen frekvencijskim diplekserom koji uključuje kolo za kontrolu harmonika, kao što je opisano u poglavlju 5.7. Razmatran je *three-stage Doherty* pojačavača u HCC klasa-F-2IF konfiguraciji.

Prilagođenje na osnovni harmonik je izvršeno posle dipleksera. Standardni frekvencijski diplekser je ubačen na ulaz *carrier* pojačavača sa nezavisnim kolima za prilagođenje osnovnog signala i signala za linearizaciju za obe razmatrane konfiguracije *Doherty* pojačavača. Linearizacioni signali se izdvajaju na *peaking* pojačavačima *Doherty* pojačavača koji se napajaju različitim vrednostima jednosmernog napona, kako bi se obezbedila odgovarajuća snaga i faza IM2 i IM4 signala. Posle podešavanja amplitude i faze, signal iz jednog *peaking* pojačavača se vodi na ulaz u *carrier* pojačavač, dok se signal iz drugog *peaking* pojačavača vodi na izlaz *carrier* pojačavača.

Svi pojačavački stepeni *Doherty* pojačavača su realizovani korišćenjem MRF281SR1 LDMOSFET tranzistora. Impedanse tranzistora za prilagođenje na ulazu i izlazu na frekvenciji 2.14 GHz za pojačavač sa standardnim diplekserima kada nisu uključeni tantalum kondenzatori su: $Z_S = (3.1 - j3.5)\,\Omega$ i $Z_L = (5.06 + j6.29)\,\Omega$. Kada su kondenzatori uključeni u kolo pojačavača, ove impedanse su: $Z_S = (2.04 - j3.2)\,\Omega$ i $Z_L = (10.75 + j4.8)\,\Omega$. *Carrier* pojačavač se napaja u klasi AB sa $V_G = 5.1\,\text{V}$ ($13.5\%\text{I}_{DSS}$). *Peaking* pojačavači rade u klasi C, (*peaking* pojačavač 1: $V_G = 3.77\,\text{V}$, *peaking* pojačavač 2: $V_G = 1.86\,\text{V}$). Napon drejna je $V_D = 26\,\text{V}$, i isti je za sve pojačavačke stepene. *Offset* linije su ubačene na izlazu *carrier* i *peaking* pojačavačkih stepena i njihova električna dužina iznosi 30°, 50° i 60°, respektivno, kada nisu uključeni kondenzatori. U slučaju kada su uključeni kondenzatori, električne dužine *offset* linija su 72°, 95° i 98°.

U kolu *three-stage Doherty* pojačavača u konfiguraciji HCC klasa-F-2IF, impedanse tranzistora za prilagođenje na ulazu i izlazu na frekvenciji 2.14 GHz kada nisu uključeni tantalum kondenzatori su: $Z_S = (2.75 - j1.255)\,\Omega$ i $Z_L = (5.59 + j3.73)\,\Omega$, za *carrier* pojačavač i $Z_S = (3.02 - j1.4)\,\Omega$ i $Z_L = (5.13 + j9.53)\,\Omega$ za *peaking* pojačavače. Za slučaj

uključenih kondenzatora u kolo pojačavača, ove impedanse su: $Z_S = (2.01 - j2.5)\,\Omega$ i $Z_L = (12.71 + j4.98)\,\Omega$ za *carrier* i $Z_S = (3.48 - j0.82)\,\Omega$ i $Z_L = (8.68 + j5.55)\,\Omega$ za *peaking* pojačavače. *Carrier* pojačavač se napaja u klasi AB sa $V_G = 5.1\,\text{V}$ ($13.5\%\text{I}_{DSS}$). *Peaking* pojačavači rade u klasi C, (*peaking* pojačavač 1: $V_G = 3.2\,\text{V}$, *peaking* pojačavač 2: $V_G = 0.7\,\text{V}$). Napon drejna je $V_D = 26\,\text{V}$, i isti je za sve pojačavačke stepene. Električne dužine *offset* linije na izlazima *carrier* i *peaking* pojačavača kada nisu uključeni kondenzatori iznose 19°, 55° i 65°, respektivno. U slučaju kada su uključeni kondenzatori, električne dužine *offset* linija su 64°, 95° i 105°.

Projektovane konfiguracije *three-stage Doherty* pojačavača testirane su u postupku simulacije pomoću programskog paketa *Agilent ADS* za analogni i WCDMA digitalno modulisani signal.

5.8.1 Rezultati simulacije

Rezultati simulacije za dva prostoperiodična signala razmaknuta 10 MHz za *three-stage Doherty* pojačavač u HCC klasa-F-2IF konfiguraciji sa isključenim i uključenim tantalum kondenzatorom za izlaznu snagu 33 dBm po signalu (5 dB *back-off*) prikazani su na Sl. 5.38. Uočava se da je za kolo sa uključenim tantalum kondenzatorima nakon linearizacije postignut bolji odnos snaga nosioca i intermodulacionih produkata za otprilike 5 dB.

Rezultati linearizacije za digitalno modulisani signal srednje snage nosioca na izlazu od 36 dBm (5dB *back-off*) koji su ostvareni za *three-way Doherty* pojačavač u konfiguraciji sa standardnim diplekserom prikazani su na Sl. 5.39. Na Sl. 5.40 prikazani su rezultati za HCC klasa-F-2IF konfiguraciju. Dobijeni rezultati su poređeni sa ostvarenom linearizacijom *Doherty* pojačavača bez dodatnih kondenzatora. ACPR za WCDMA širokopojasni digitalno modulisani signal na ±5 MHz *offset*-a dat je i u tabeli 5.6 za obe konfiguracije.

Na osnovu prikazanih rezultata može se zapaziti da je dodavanjem tantalum kondenzatora u kolo *Doherty* pojačavača ostvarena bolja linearnost. ACPR za WCDMA širokopojasni digitalno modulisani signal na ±5 MHz *offset*-a je za približno 7 dB bolji u odnosu na konfiguraciju bez kondenzatora u konfiguraciji sa standardnim diplekserom i 4 dB za konfiguraciju sa HCC kolom.

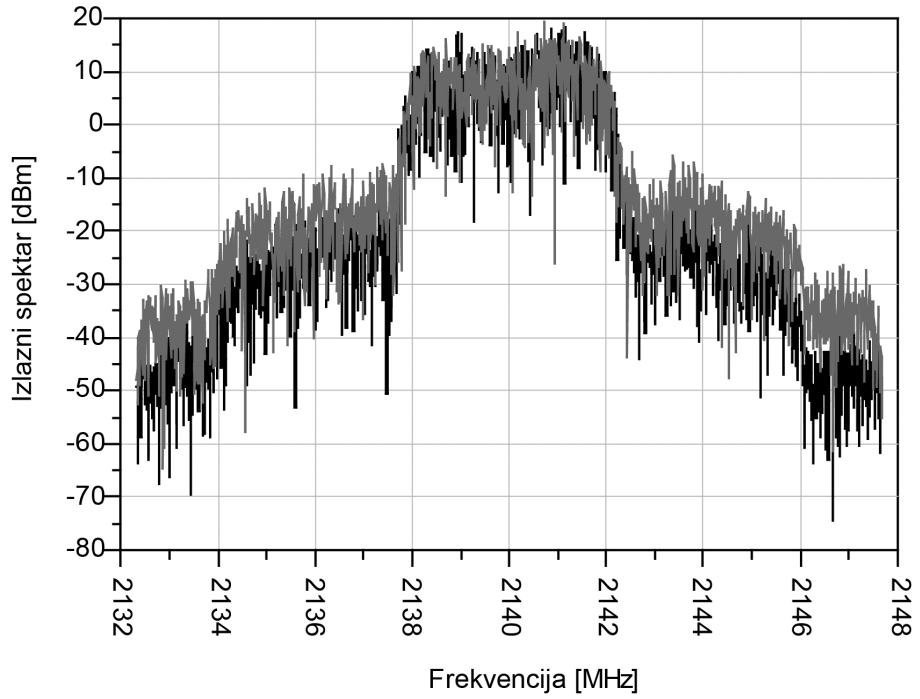
PAE za *three-stage Doherty* pojačavač sa standardnim diplekserom i u HCC klasa-F-2IF konfiguraciji prikazan je na Sl. 5.41 i Sl. 5.42, respektivno. Može se uočiti da je efikasnost *Doherty* pojačavača veća za *three-stage Doherty* pojačavač u HCC klasa-F-2IF konfiguraciji

u odnosu na konfiguraciju sa standardnim diplekserom. Ista zapažanja se odnose i na rezultat ostvaren posle linearizacije. Ova razlika iznosi oko 8% za maksimalnu snagu, dok je za 6 dB *back-off*-a ova razlika 4%.

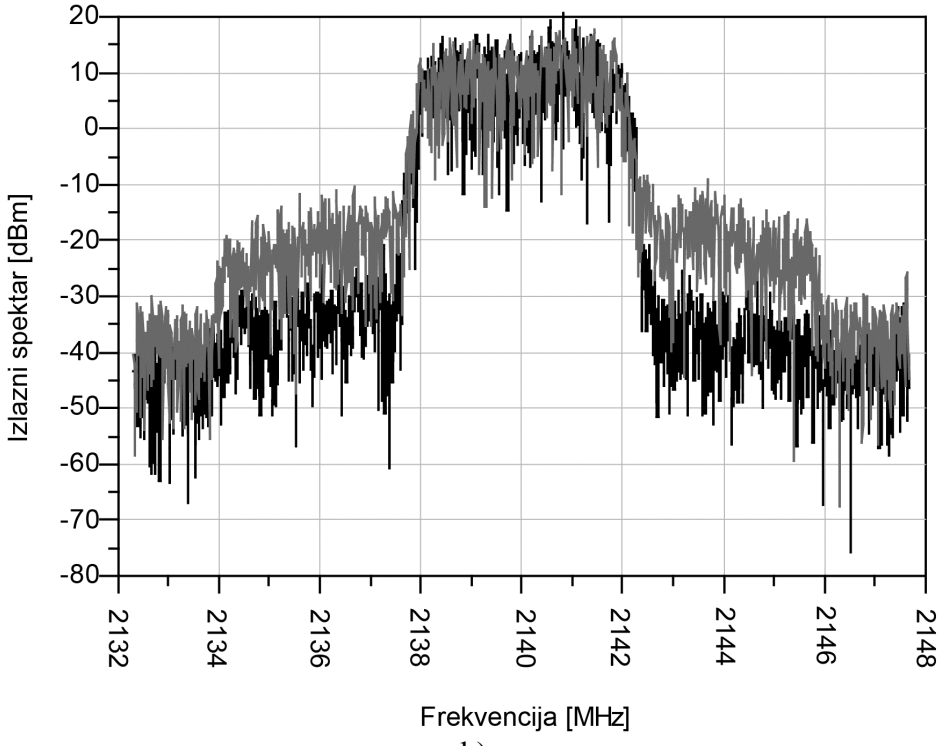
Sa Sl. 5.42 može se uočiti da PAE u tački maksimalne snage za *Doherty* pojačavač u HCC klasa-F-2IF konfiguraciji, nakon linearizacije ima vrednost od 65% za slučaj sa tantalum kondenzatorima i 62% bez kondenzatora u kolu pojačavača. Za 6 dB *back-off* PAE iznosi 34% i 33% za posmatrane konfiguracije, pri čemu se veća vrednost odnosi na slučaj sa kondenzatorima.

Tabela 5.6 ACPR za WCDMA širokopojasni digitalno modulisani signal na ±5 MHz *offset*-a

Tip	ACPR [dB]					
three-stage Doherty	standardni diplekser			HCC-F-2IF		
	Offset [MHz]	Pre lin.	Posle lin.	*Offset* [MHz]	Pre lin.	Posle lin.
bez kond.	+5 -5	-28.81 -27.77	-34.92 -34.77	+5 -5	-26.69 -25.99	-37.35 -36.97
sa kond.	+5 -5	-32.02 -30.92	-44.62 -46.59	+5 -5	-29.98 -28.1	-43.67 -44.00

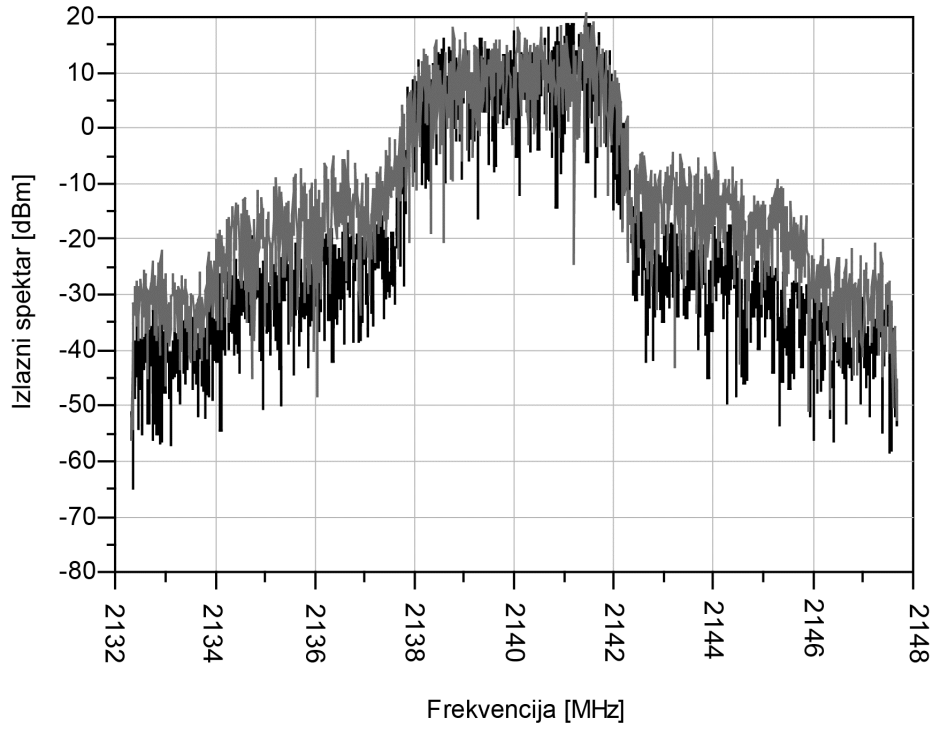


a)

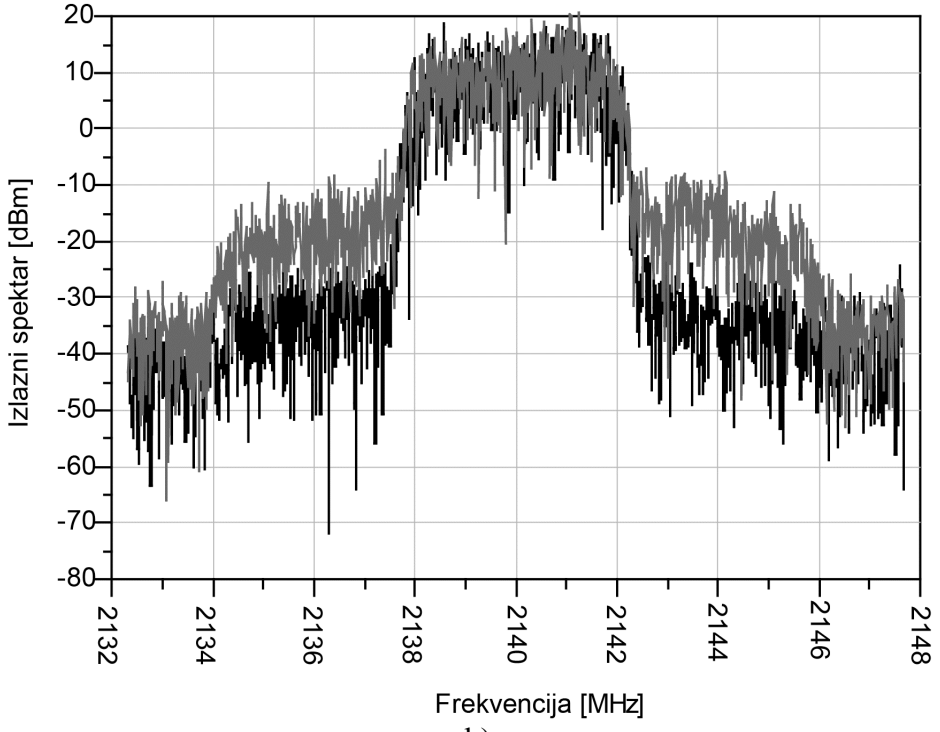


b)

Sl. 5.39 Simulirani spektar WCDMA digitalno modulisanog signala pre (siva linija) i posle (crna linija) linearizacije za izlaznu snagu 36 dBm za *three-stage Doherty* pojačavač sa standardnim diplekserom kada se tantalum kondenzatori:
a) ne uključuju u kolo pojačavača; b) uključuju u kolo pojačavača

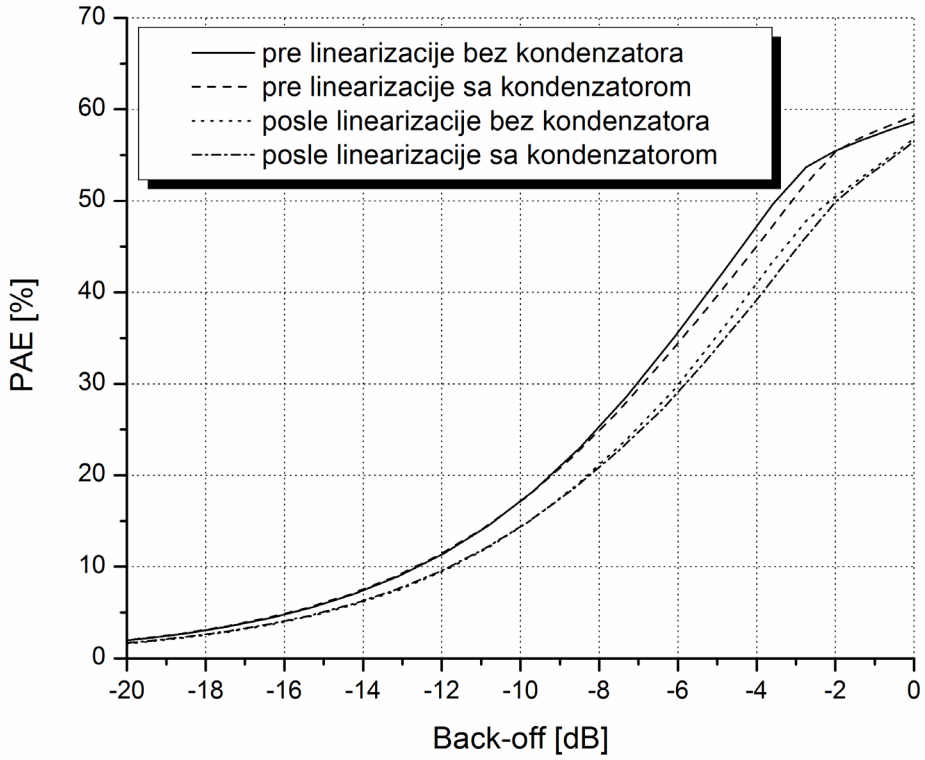


a)

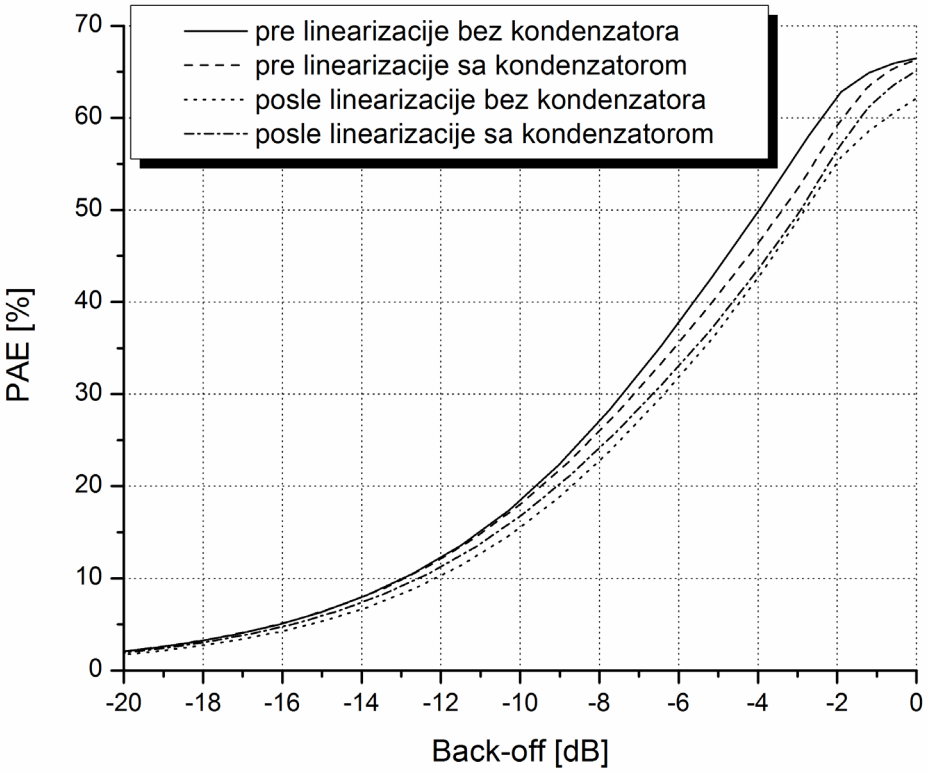


b)

Sl. 5.40 Simulirani spektar WCDMA digitalno modulisanog signala pre (siva linija) i posle (crna linija) linearizacije za izlaznu snagu 36 dBm za *three-stage Doherty* pojačavač u HCC-F-2IF konfiguraciji kada se tantalum kondenzatori:
a) ne uključuju u kolo pojačavača; b) uključuju u kolo pojačavača



Sl. 5.41 PAE za *three-stage Doherty* pojačavač sa standardnim diplekserom



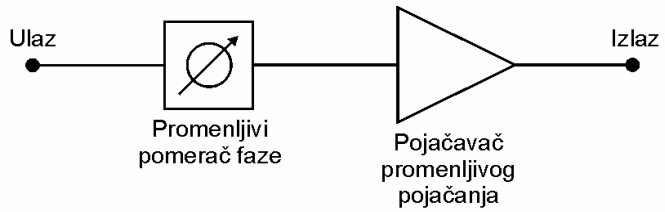
Sl. 5.42 PAE za *three-stage Doherty* pojačavač u HCC-F-2IF konfiguraciji

6 Eksperimentalna verifikacija predložene linearizacione metode

U cilju eksperimentalne verifikacije predložene linearizacione metode, realizovane su i ispitane sledeće konfiguracije pojačavača snage: jednostepeni pojačavač, *two-way Doherty* pojačavač (dve konfiguracije) i asimetričan *two-way Doherty* pojačavač. U ovoj glavi su prikazani eksperimentalni rezultati predložene linearizacione metode primenjene na realizovanim pojačavačima snage.

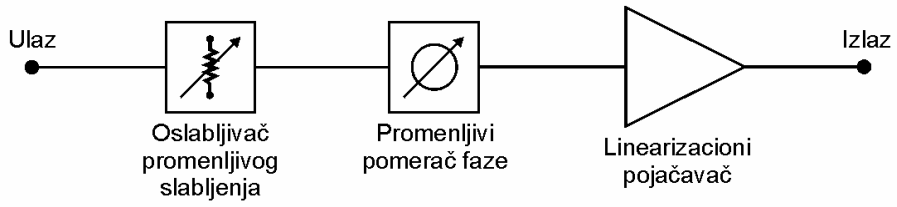
6.1 Kola za linearizaciju

U cilju eksperimentalne verifikacije predložene linearizacione metode, osim pojačavača snage neophodno je bilo izvršiti projektovanje i realizaciju kola za linearizaciju, odnosno linearizacionih grana. Uloga linearizacionih kola je da izvrše podešavanje amplitude i faze linearizacionih signala pre nego što se signali dovedu na ulaz i/ili izlaz pojačavača snage. Blok šema linearizacione grane prikazana je na Sl. 6.1.



Sl. 6.1 Blok šema kola za linearizaciju

S obzirom da je u praksi jako teško realizovati pojačavač čije se pojačanje može menjati u širokom opsegu vrednosti, osnovna šema linearizacionog kola je modifikovana tako da sadrži oslabljivač promenljivog slabljenja i pojačavač konstantnog pojačanja u cilju podešavanja potrebnog nivoa linearizacionih signala. Na ovaj način moguće je menjati amplitudu i fazu signala na izlazu linearizacione grane u odnosu na ulazni signal u širokom opsegu vrednosti. Blok šema modifikovanog kola za linearizaciju predstavljena je na Sl. 6.2.



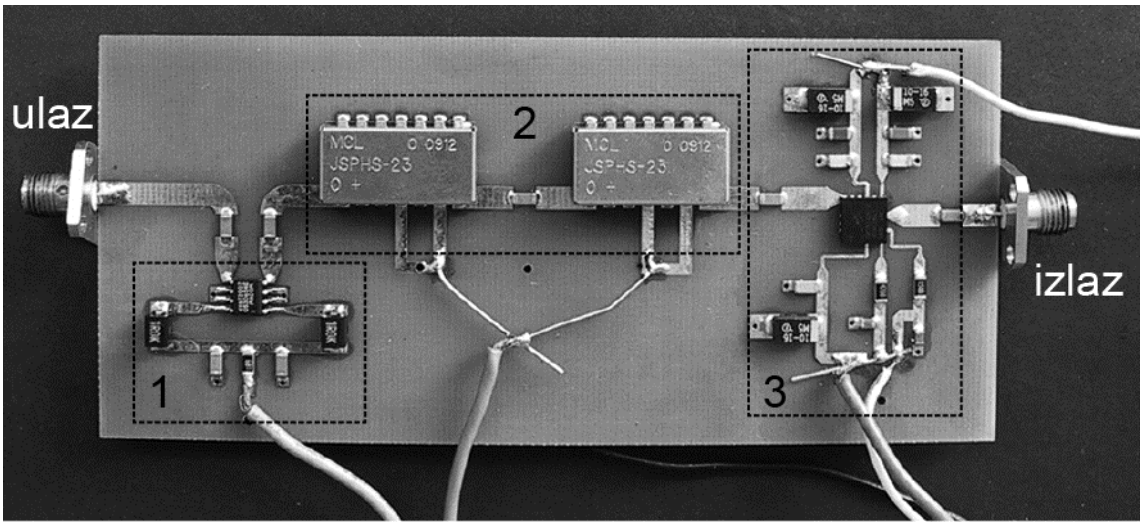
Sl. 6.2 Blok šema modifikovanog kola za linearizaciju

Za potrebe eksperimentalnih istraživanja linearizacije pojačavača snage, realizovane su dve varijante linearizacionih grana – jedna koja je korišćena za linearizaciju pojačavača realizovanih korišćenjem *Freescale* MRF281SR1 LDMOSFET tranzistora, i druga koja je korišćena za linearizaciju pojačavača realizovanog korišćenjem AP602A-2 GaAs MESFET tranzistora.

6.1.1 Linearizaciona grana – varijanta I

Na Sl. 6.3 prikazan je izgled realizovane linearizacione grane korišćene za linearizaciju pojačavača fabrikovanih korišćenjem *Freescale* MRF281SR1 LDMOSFET tranzistora. Linearizaciona grana je realizovana u fabrici „Ei PCB Factory“ [161] na FR4 supstratu debljine 1.55 mm. Sastoji se od jednog M/A-COM PIN diodnog promenljivog oslabljivača sa oznakom MA4VAT2007-1061T [162], dva MINI-CIRCUITS promenljiva pomerača faze čija je oznaka JSPHS-23+ [163] i jednog SKYWORKS linearnog 2 W pojačavača snage oznake SKY65120 [164].

Promena faze signala na izlazu linearizacione grane se podešava promenljivim naponom u opsegu od 0 V do 15 V koji se dovodi kao kontrolni napon istovremeno na oba promenljiva pomerača faze. Svaki od pomerača faze može da menja fazu signala u opsegu od 0° do 180°, tako da se korišćenjem dva pomerača faze ostvaruje promena faze u opsegu od 0° do 360°. Nivo signala na izlazu iz linearizacione grane se kontroliše promenljivim naponom koji se dovodi kao kontrolni napon na promenljivi oslabljivač. Dozvoljeni opseg kontrolnog napona za promenljivi oslabljivač se kreće u opsegu od 0 V do 2.7 V, pri čemu se slabljenje oslabljivača menja od 0 dB do 27 dB. Pojačanje izlaznog pojačavača je 25 dB. Ovako realizovana grana može da menja nivo signala na izlazu u opsegu od -20 dB do +10 dB u odnosu na nivo signala na ulazu. Za potrebe linearizacione metode realizovane su dve identične linearizacione grane.



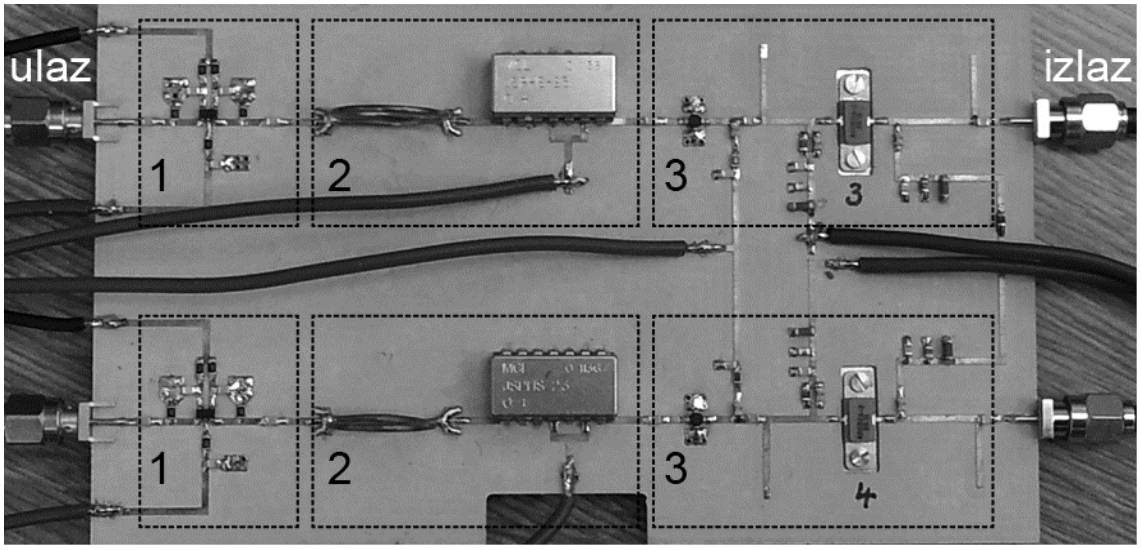
Sl. 6.3 Linearizaciona grana za pojačavače realizovane korišćenjem *Freescale* MRF281SR1 LDMOSFET tranzistora

1. PIN diodni promenljivi oslabljivač; 2. Naponski kontrolisani pomerači faze; 3. Pojačavački stepen.

6.1.2 Linearizaciona grana – varijanta II

Na Sl. 6.4 prikazan je izgled realizovane linearizacione grane korišćene za linearizaciju pojačavača fabrikovanog pomoću AP602A-2 GaAs MESFET tranzistora. Kako bi se smanjio broj jednosmernih napajanja i pojednostavilo povezivanje linearizacionih grana u kolo pojačavača snage, realizovane su dve identične linearizacione grane na istoj pločici. Pločica je realizovana u okviru RF i Mikrotalasne laboratorije Tehničkog Univerziteta u Ilmenauu („*RF and Microwaves Research Laboratory, Faculty of Electrical Engineering and Information Technology at the Technische Universität Ilmenau*“) [165]. Supstrat na kome je realizovano linearizaciono kolo je ROGERS RO3010 debljine 1.28 mm. Svaka od linearizacionih grana se sastoji od M/A-COM PIN diodnog promenljivog oslabljivača oznake MA4P7455-1225 [166], polusavitljivog kabla odgovarajuće dužine kojim se postiže fiksna promena faze signala i MINI-CIRCUITS naponom kontrolisanog pomerača faze sa oznakom JSPHS-23+ kojim se, u zavisnosti od vrednosti kontrolnog napona, postiže promena faze u opsegu od 0° do 180°. Svaka od linearizacionih grana sadrži kaskadno vezan pojačavački stepen koji obuhvata linearni MINI CIRCUIT pojačavač čija je oznaka ERA-5SM+ [167], pojačanja 17 dB, i izlazni pojačavački stepen koji je realizovan pomoću AP602A-2 GaAs MESFET-a. Dozvoljene vrednosti kontrolnog napona za promenljivi oslabljivač nalaze se u opsegu od 0 V do 15 V, pri čemu se slabljenje oslabljivača menja od 25 dB do 2 dB. Na ovaj

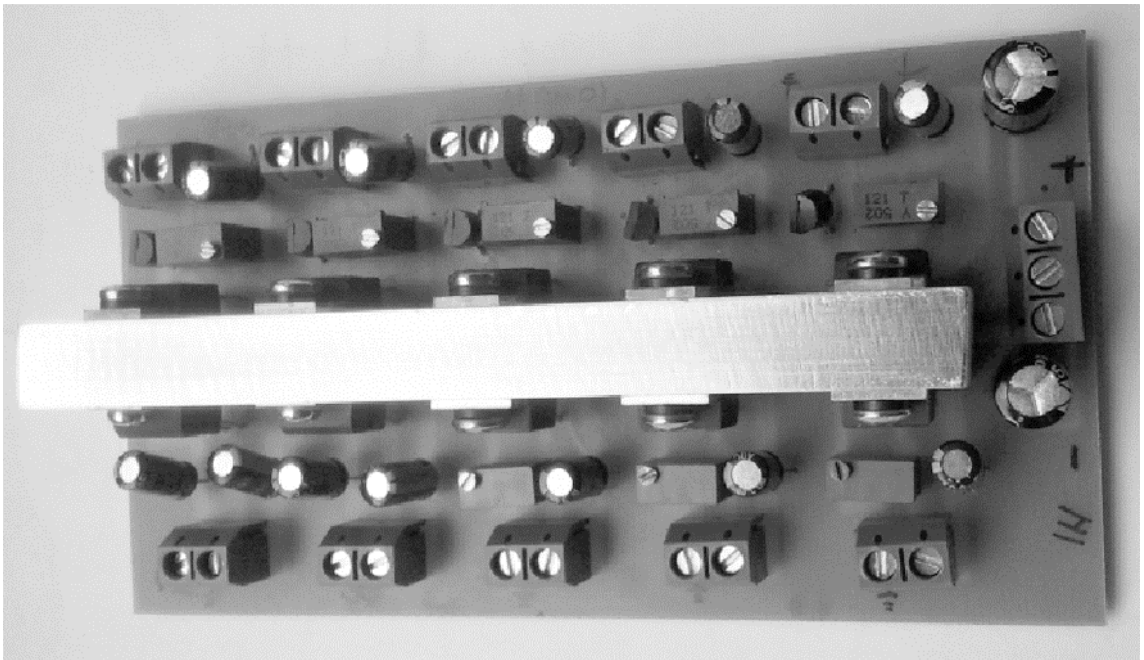
način realizovana grana može da menja nivo signala na izlazu u opsegu od -12 dB do +18 dB u odnosu na nivo signala na ulazu u linearizacionu granu.



Sl. 6.4 Linearizaciona grana za pojačavač realizovan korišćenjem AP602A-2 GaAs MESFET tranzistora

1. PIN diodni promenljivi oslabljivač; 2. Polusavitljivi kabl i naponski kontrolisani pomerač faze; 3. Pojačavački stepen.

6.2 Kolo za jednosmerno napajanje



Sl. 6.5 Realizovano kolo sa većim brojem DC izlaza

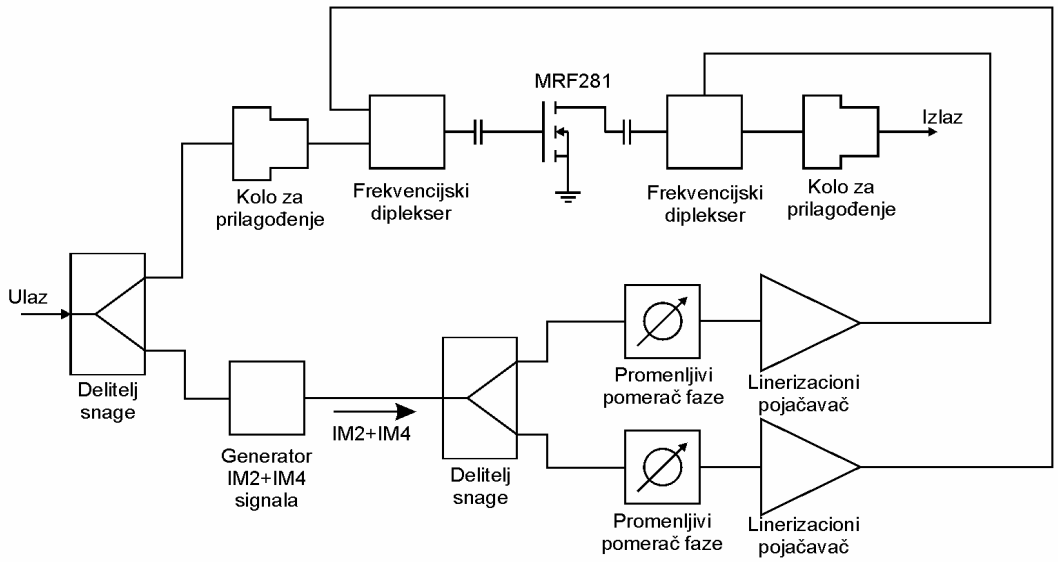
Usled velikog broja potrebnih kontrolnih jednosmernih napona za napajanje *Doherty* pojačavača i komponenti linearizacione grane, izvršeno je projektovanje i realizacija kola koje sadrži regulatore DC napajanja sa većim brojem izlaza kako bi se izbegla potreba za velikim brojem laboratorijskih uređaja za DC napajanje. Na Sl. 6.5 prikazano je realizovano kolo za jednosmerno napajanje.

Ukupan broj dostupnih nezavisnih DC napajanja je deset. Od toga, pet su pozitivno podesivi naponi u opsegu od 0 V do +15 V, tri su negativno podesivi naponi u opsegu od -1.2 V do -8 V, i dva su fiksni naponi (+12 V i +5 V). Potrebni ulazni naponi za napajanje realizovanog kola za jednosmerno napajanje su +20 V i -10 V. Za realizaciju kola korišćena su standardna integrisana kola za regulaciju napona (LM317, LM337, LM285Z, LM7805, LM7812).

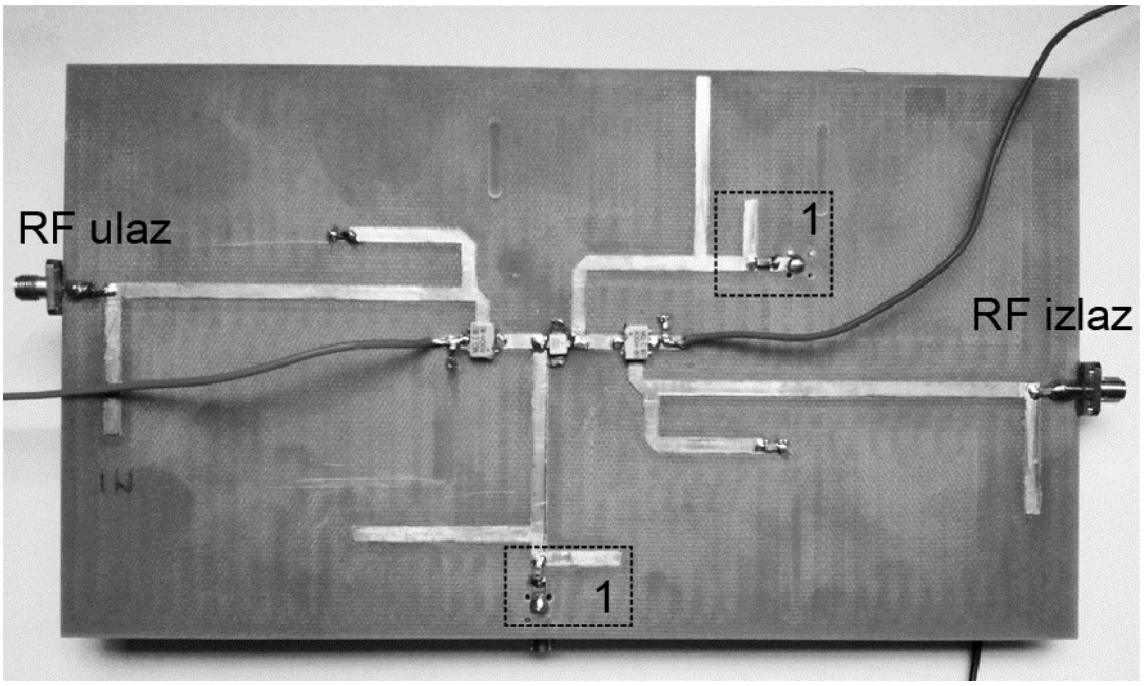
6.3 Jednostepeni pojačavač

Jednostepeni pojačavač snage realizovan je na FR4 supstratu debljine 1.55 mm korišćenjem *Freescale* LDMOSFET tranzistora u oznaci MRF281SR1, koji po kataloškim podacima može da obezbedi 4 W maksimalne izlazne snage. Na Sl. 6.6 prikazana je blok šema projektovanog pojačavača, dok Sl. 6.7 prikazuje realizovani pojačavač. Signali koji se koriste za potrebe linearizacije (IM2 i IM4 signali) generišu se na izlazu dodatnog pomoćnog pojačavača koji služi kao generator linearizacionih signala. Kola za linearizaciju služe za podešavanje faze i amplitude signala za linearizaciju pre nego što se oni dovedu na ulaz i/ili izlaz glavnog pojačavač. Za ubacivanje linearizacionih signala u kolo glavnog pojačavača koriste se frekvencijski diplekseri, koji razdvajaju osnovne signale i signale za linearizaciju. Signali za linearizaciju se dodatno prilagođavaju kolima za prilagođenje, kako bi se obezbedio adekvatan nivo snage linearizacionih signala.

Pojačavač je realizovan na FR4 supstratu debljine 1.55 mm sa metalizacijom debljine 17.5 m. Štampana ploča za pojačavač je izrađena na LPKF ProtoMat S100 [168] ploteru u okviru Laboratorije za mikrotalasnu tehniku i bežične komunikacije Elektronskog fakulteta u Nišu.



Sl. 6.6 Blok šema jednostepenog pojačavača sa dodatnim kolima za linearizaciju



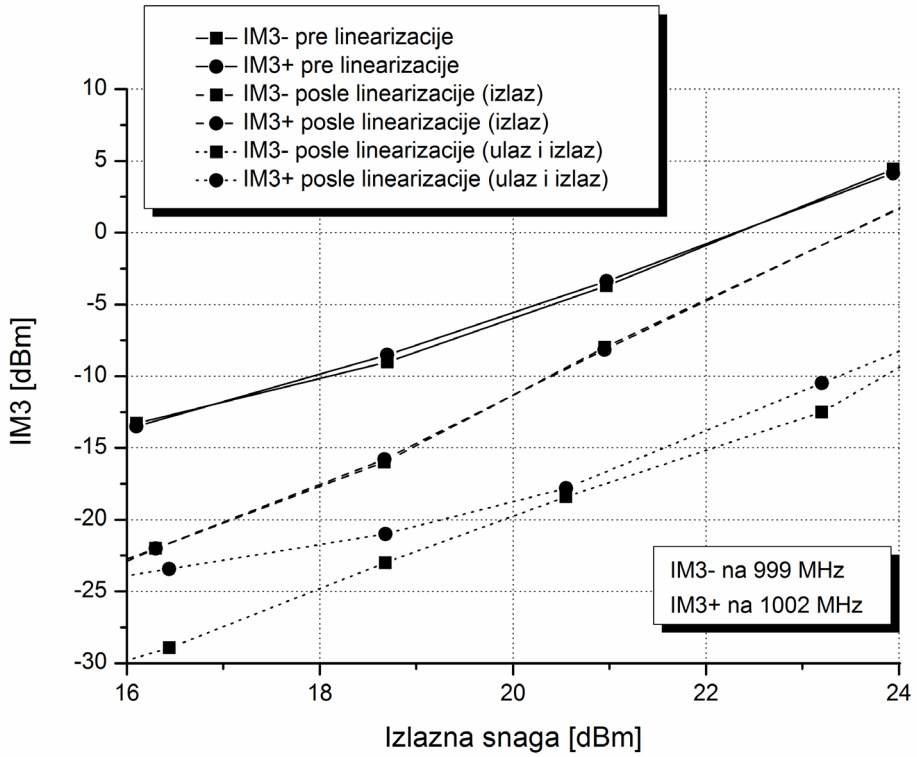
Sl. 6.7 Realizovan jednostepeni pojačavač

1. Pristupni portovi za ubacivanje i kola za prilagođenje linearizacionog signala na ulazu i izlazu pojačavača.

6.3.1 Eksperimentalni rezultati

Izlazna snage IM3 i IM5 produkata realizovanog jednostepenog pojačavača prikazana je na Sl. 6.8 i Sl. 6.9, respektivno. Testiranje pojačavača je izvršeno korišćenjem dva prostoperiodična signala (*two-tone* test) na frekvencijama 1 GHz i 1.001 GHz. Izlazna snaga ovih signala je menjana u opsegu od 16 dBm do 24 dBm, što predstavlja snagu za 9 dB

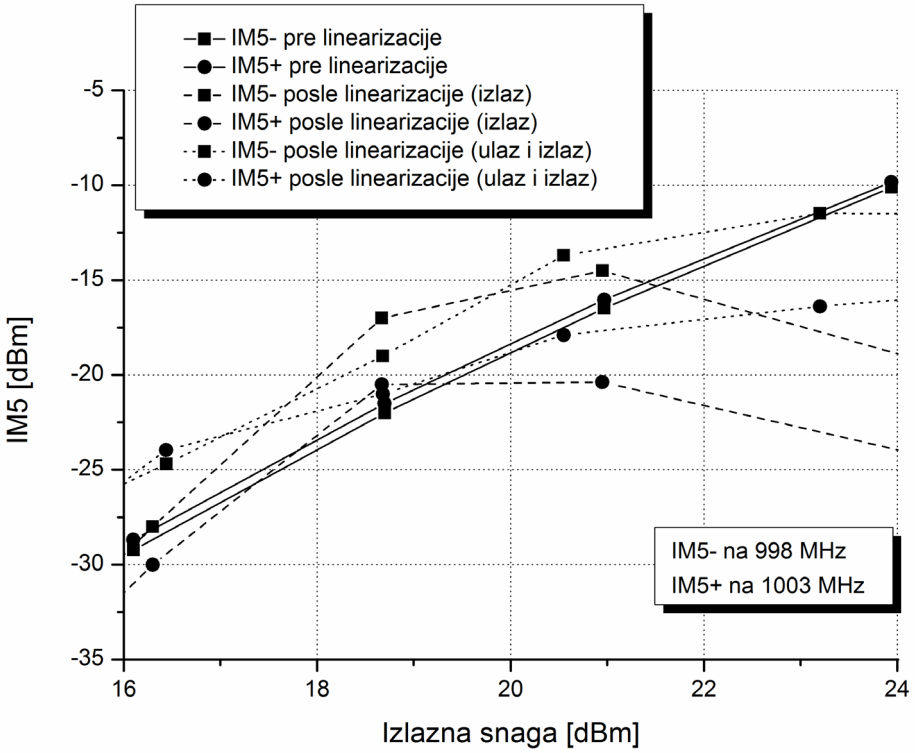
manju od maksimalne kataloške snage korišćenog tranzistora (snaga signala je bila ograničena karakteristikama raspoložive laboratorijske opreme). Eksperimentalni rezultati su upoređeni za slučaj intermodulacionih produkata pojačavača pre linearizacije i nakon primenjene linearizacione metode, kada se linearizacioni signali vode i na ulaz i na izlaz pojačavača[1]. Rezultati linearizacije su prikazani i za slučaj kada je linearizacioni signal vođen samo na izlaz jednostepenog pojačavača[2].



Sl. 6.8 Eksperimentalni rezultata za intermodulaciona izobličenja trećeg reda realizovanog jednostepenog pojačavača snage pre i posle linearizacije

[1] krive označene na slici sa „posle linearizacije (ulaz i izlaz)“

[2] krive označene na slici sa „posle linearizacije (izlaz)“



Sl. 6.9 Eksperimentalni rezultata za intermodulaciona izobličenja petog reda realizovanog jednostepenog pojačavača snage pre i posle linearizacije

Prikazani rezultati se odnose na slučaj kada su amplitude i faze signala za linearizaciju podešene tako da daju optimalni rezultat linearizacije za snagu osnovnog signala 21 dBm na izlazu. Sa slika se može uočiti da primenjena linearizaciona metoda daje dobre rezultate u potiskivanju IM3 produkata, koji su smanjeni za 15 dB u posmatranom opsegu snaga. Ovi rezultati su značajno bolji u odnosu na slučaj kada se linearizacija pojačavača vrši dovođenjem linearizacionih signala samo na izlaz tranzistora. Primenom linearizacione metode, snaga osnovnog signala na izlazu se neznatno smanjuje u odnosu na snagu signala na izlazu kada nije primenjena linearizaciona metoda. Ovo smanjenje u najgorem slučaju iznosi 0.7 dB, i predstavlja kompromis napravljen u cilju postizanja bolje linearnosti pojačavača.

Ako posmatramo IM5 produkte, može se uočiti da su oni za oba linearizaciona metoda pogoršani za niže nivoe snage u odnosu na slučaj kada nije primenjena linearizacija pojačavača, dok se za više nivoe snage, IM5 produkti neznatno smanjuju. Kao što je navedeno u analizi korišćene linearizacione metode (poglavlje 4.5), samo jedna vrsta intermodulacionih produkata se može bitno poboljšati ako amplitude i faze IM2 i IM4 signala za linearizaciju nisu u odgovarajućim relacijama, što je posebno izraženo kada se koristi samo jedan generator signala neophodnih za linearizaciju.

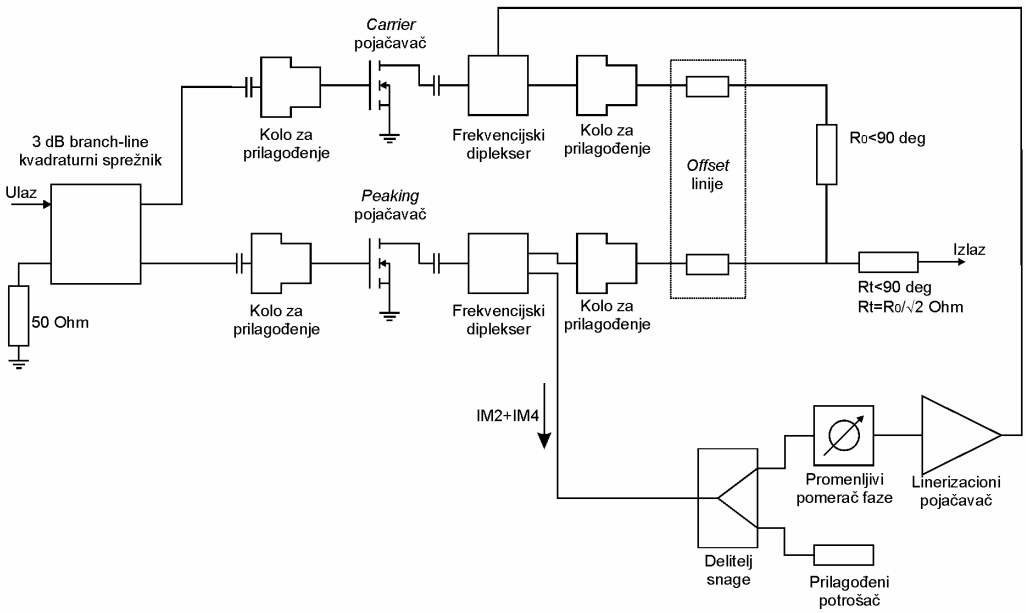
6.4 *Two-way Doherty* pojačavač – linearizacija dovođenjem signal na izlaz *carrier* pojačavača

Za projektovanje pojačavača korišćen je *Agilent ADS* softverski paket. Projektovan je *two-way Doherty* pojačavač u standardnoj konfiguraciji [82, 155, 169-171] sa faznom razlikom signala od 90° na ulazu, ulaznim i izlaznim kolima za prilagođenje pojačavačkih stepena, *offset* linijama u izlaznom kolu, četvrttalasnim invertorom impedanse karakteristične impedanse $R_0 = 50\,\Omega$ i četvrttalasnom transmisionom linijom impedanse $R_t = R_0 / \sqrt{2}$ u izlaznom kolu za kombinovanje signala iz pojačavačkih stepena. Blok šema pojačavača je prikazana na Sl. 6.10, dok je na Sl. 6.11 prikazan izgled realizovanog pojačavača.

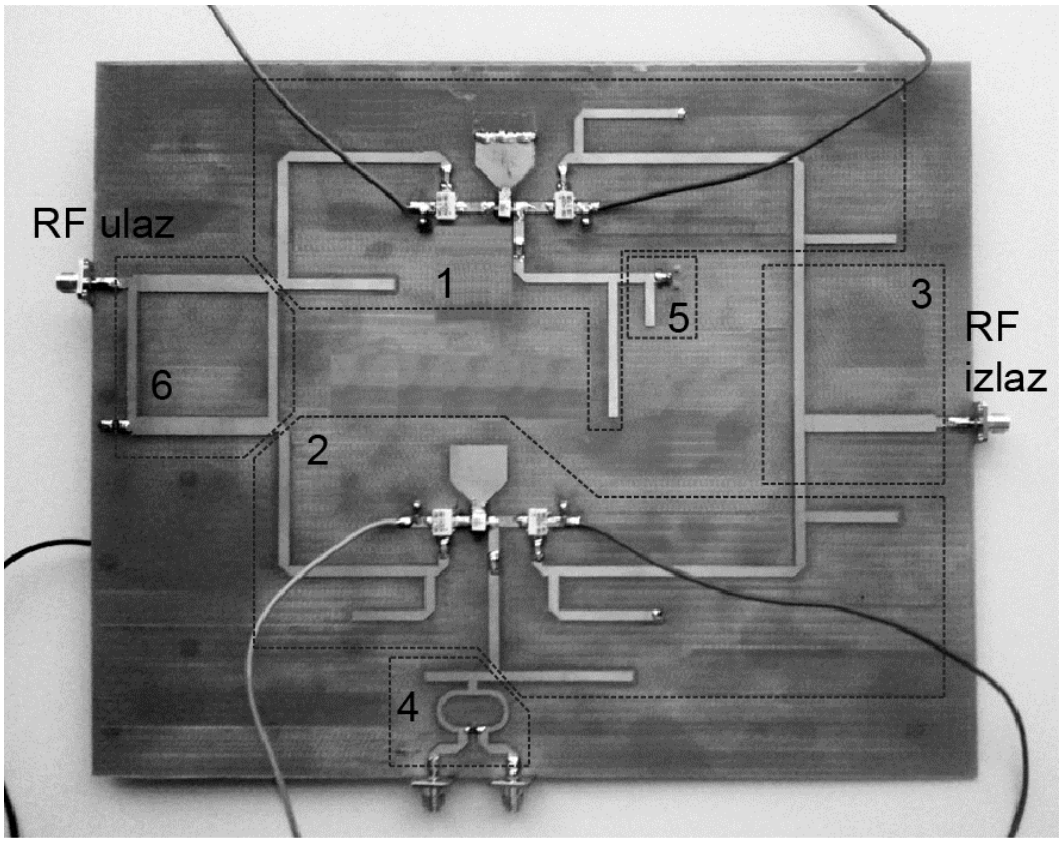
Za realizaciju *carrier* i *peaking* pojačavačkih stepena korišćen je *Freescale* LDMOSFET tranzistor MRF281SR1 maksimalne kataloške izlazne snage 4 W. U postupku projektovanja pojačavača korišćen je nelinearni *Motorola MET* model tranzistora. Impedanse za prilagođenje na strani generatora i na strani potrošača, na frekvenciji 1 GHz su $Z_S = (5.5 + j15)\,\Omega$ i $Z_L = (12.5 + j27.5)\,\Omega$, respektivno. Ove impedanse su dobijene korišćenjem *source-pull* i *load-pull* simulacije u okviru *Agilent ADS* paketa.

U oblasti malih ulazni snaga, impedansa koja se vidi na izlazu *peaking* pojačavača se transformiše u otvoreni kraj uz pomoć kola za prilagođenje i odgovarajuće *offset* linije električne dužine 54°. Dužina odgovarajuće *offset* linije u izlaznom kolu *carrier* pojačavača iznosi 24°. *Carrier* pojačavač je napajan za rad u klasi AB, $V_G = 4.9\,\text{V}$, dok je *peaking* pojačavač napajan u klasi C, $V_G = 3.1\,\text{V}$. Napajanje drejna je isto za oba pojačavačka stepena i iznosi $V_D = 18\,\text{V}$.

Drugi harmonici signala, IM2 signali, kao i intermodulacioni produkti četvrtog reda na frekvencijama bliskim drugim harmonicima, IM4 signali, koji se generišu na izlazu *peaking* pojačavača izdvajaju se kroz frekvencijski diplekser i koriste se u postupku linearizacije. Ovi signali se podešavaju po amplitudi i fazi i dovode se na izlaz *carrier* pojačavača kroz frekvencijski diplekser. U linearizacionom kolu se nalazi i delitelj snage zato što je namera bila da se linearizacioni signali obrađuju kroz dve nezavisne linearizacione grane i vode na ulaz i izlaz *carrier* pojačavača. U ovom poglavlju testirana je linearizaciona metoda vođenjem linearizacionih signala samo na izlaz *carrier* pojačavača, dok je linearizacija vođenjem linearizacionih signala i na ulaz i na izlaz *carrier* pojačavača prikazana u poglavlju 6.5.



Sl. 6.10 Blok šema realizovanog *two-way Doherty* pojačavača



Sl. 6.11 Realizovani *two-way Doherty* pojačavač

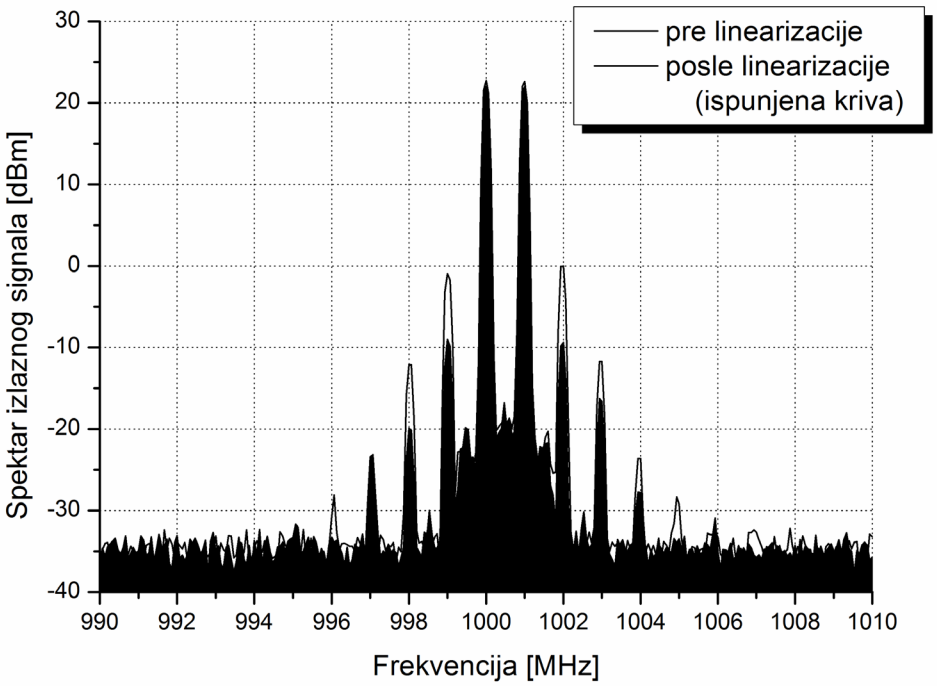
1. *Carrier* pojačavač sa kolima za prilagođenje i frekvencijskim diplekserom na izlazu; 2. *Peaking* pojačavač sa kolima za prilagođenje i frekvencijskim diplekserom na izlazu; 3. *Offset* linije i izlazni kombajner *Doherty* pojačavača; 4. Kolo za prilagođenje linearizacionih signala na izlazu *peaking* pojačavača i delitelj snage sa koga se signali vode na ulaz kola za linearizaciju; 5. Pristupni port za ubacivanje i kolo za prilagođenje linearizacionog signala na izlazu *carrier* pojačavača; 6. 3dB *branch-line* kvadraturni sprežnik.

Za obradu linearizacionih signala korišćena je linearizaciona grana opisana u poglavlju 6.1.1. Linearizaciona grana može da menja snagu signala za linearizaciju u opsegu od -20 dB do 10 dB u odnosu na snagu signala na mestu gde se oni generišu. Promena faze ovih signala može da se kreće u opsegu o 0° do 360°.

Pojačavač je realizovan na FR4 supstratu debljine 1.55 mm sa metalizacijom debljine 17.5 m. Štampana ploča za pojačavač je izrađena na LPKF ProtoMat S100 ploteru u okviru Laboratorije za mikrotalasnu tehniku i bežične komunikacije Elektronskog fakulteta u Nišu.

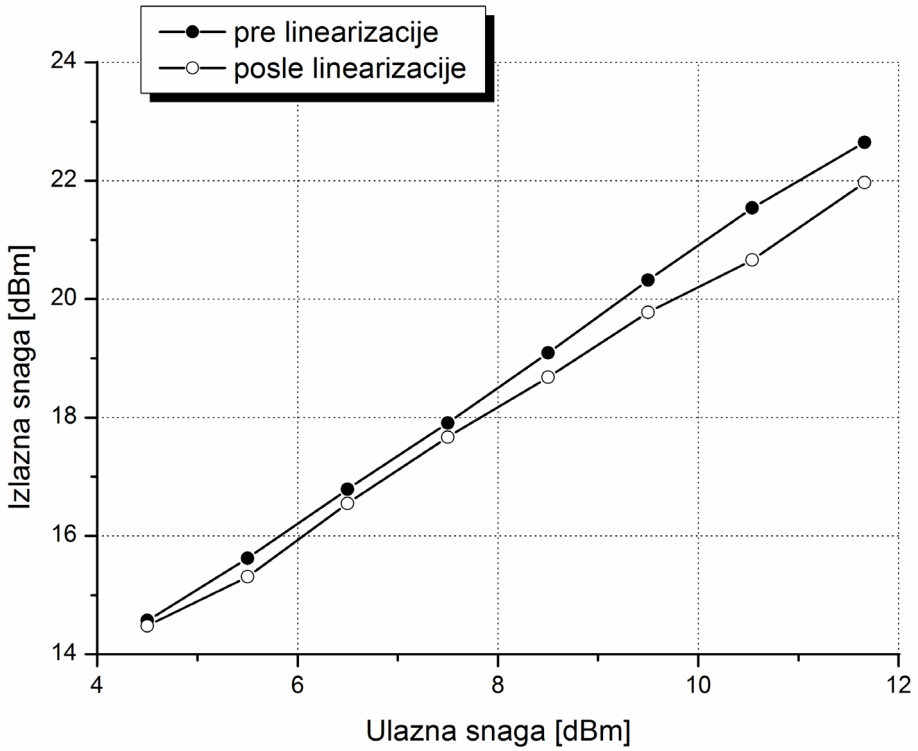
6.4.1 Eksperimentalni rezultati

Izlazni spektri signala *Doherty* pojačavača pre i posle linearizacije za dva prostoperiodična signala frekvencija 1 GHz i 1.001 GHz prikazani su na Sl. 6.12. Signali su generisani pomoću dva signal generatora čija je maksimalna izlazna snaga približno 11 dBm, što je 11 dB ispod 1-dB tačke kompresije pojačavača. Snaga signala na osnovnoj frekvenciji je 22.7 dBm pre linearizacije i 22 dB posle linearizacije. Intermodulacioni produkti trećeg reda na frekvencijama 999 MHz (IM3-) i 1002 MHz (IM3+) su smanjeni linearizacijom sa 0 dBm na -10 dBm. Intermodulacioni produkti petog reda su potisnuti sa -12 dBm na -20 dBm na frekvenciji 998 MHz (IM5-) i sa -12 dBm na -20 dBm na frekvenciji 1003 MHz (IM5+).

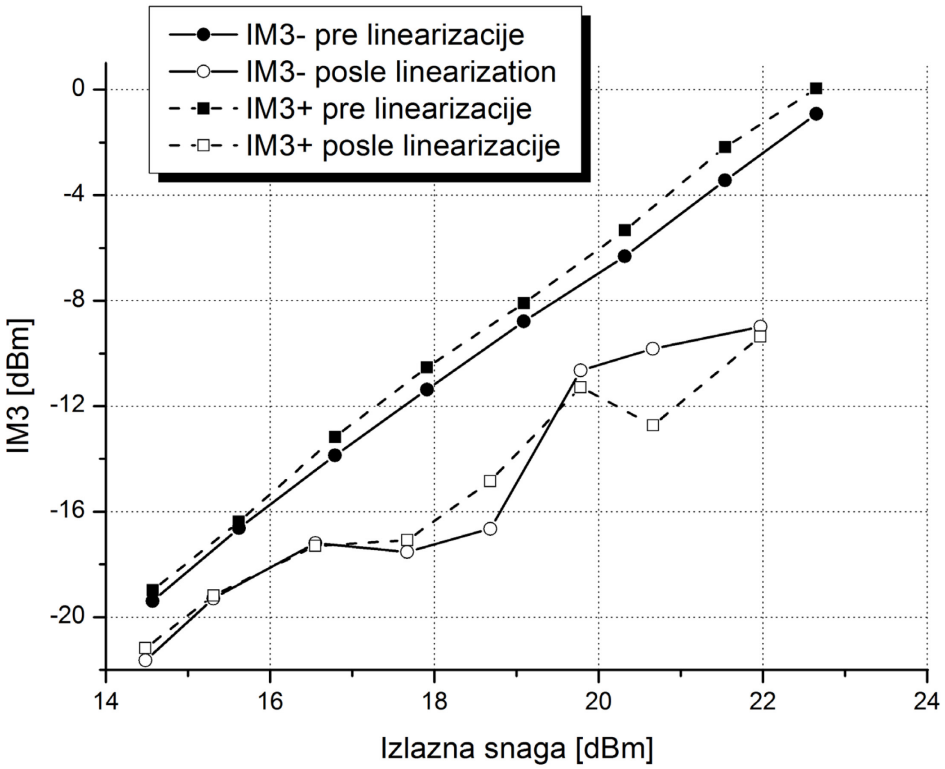


Sl. 6.12 Izmereni spektar signala na izlazu realizovanog *Doherty* pojačavača za 11.7 dBm snage osnovnog signala na ulazu pojačavača pre i posle linearizacije

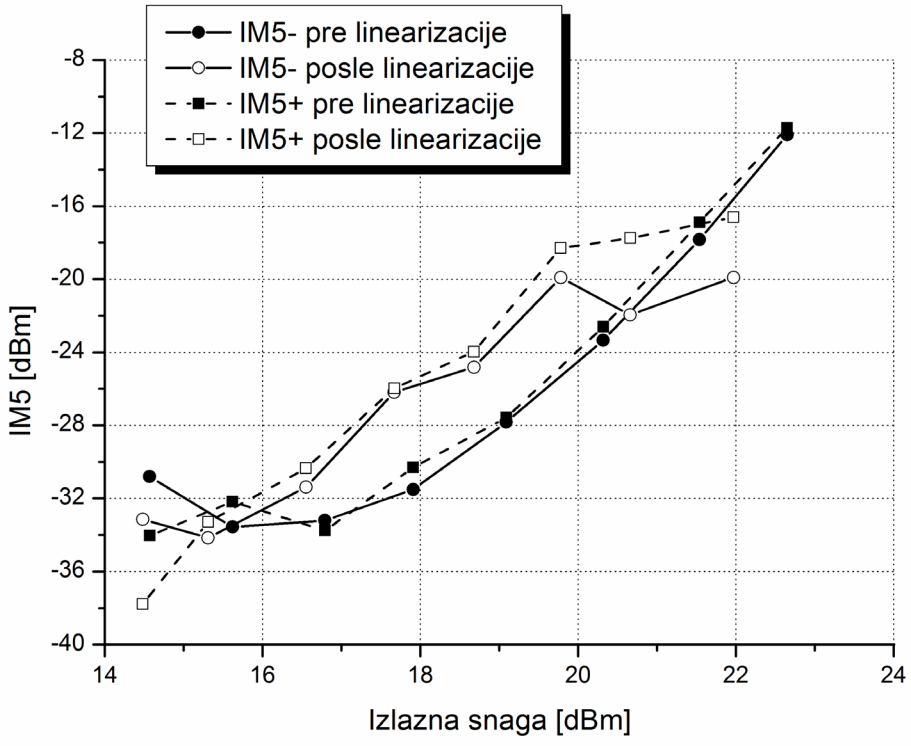
Na Sl. 6.13 i Sl. 6.14 prikazani su eksperimentalni rezultati efekta primenjene linearizacione metode na *Doherty* pojačavač za opseg snaga osnovnog signala na izlazu pojačavača od 14 dBm do 22 dBm. Sa Sl. 6.13 može se zaključiti da se snaga osnovnog signala smanjuje primenom linearizacije. U najgorem slučaju, ovo smanjenje iznosi 0.8 dB, što predstavlja smanjenje od približno 2% efikasnosti pojačavača. Sl. 6.14.a prikazuje smanjenje intermodulacionih produkata trećeg reda na frekvencijama 999 MHz (IM3-) i 1002 MHz (IM3+), dok Sl. 6.14.b prikazuje ponašanje intermodulacionih produkata petog reda na frekvencijama 998 MHz (IM5-) i 1003 MHz (IM5+).



Sl. 6.13 Eksperimentalni rezultati zavisnosti izlazne snage od ulazne snage realizovanog *Doherty* pojačavača pre i posle linearizacije



a)



b)

Sl. 6.14 Eksperimentalni rezultata za intermodulaciona izobličenja realizovanog *Doherty* pojačavača snage pre i posle linearizacije: a) IM3 produkti; b) IM5 produkti

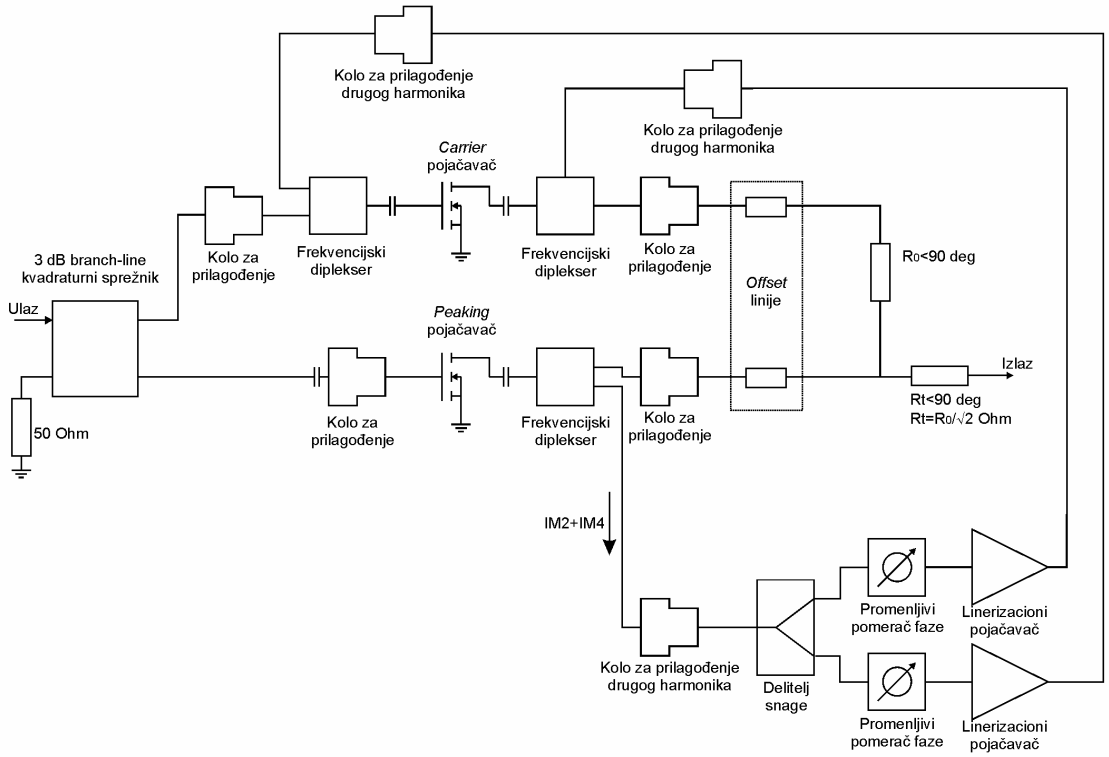
Predstavljeni rezultati se odnose na slučaj kada je amplituda i faza linearizacionih signala optimizovana za maksimalno potiskivanje intermodulacionih produkata trećeg reda u slučaju

kada je snaga osnovnog signala na izlazu 22 dBm. Sa Sl. 6.14 može se uočiti da je potiskivanje IM3 produkata zadovoljavajuće u celom posmatranom opsegu snaga, dok IM5 produkti neznatno opadaju samo u oblasti gde je izvršena optimizacija linearizacionih signala. Bitno je naglasiti da su IM5 produkti u celom posmatranom opsegu snaga manji od IM3 produkata posle linearizacije. Ovo je u skladu sa teorijskim razmatranjima vezanim za predloženu linearizacionu metodu. Naime, linearizacioni IM2 i IM4 signali mogu smanjiti obe vrste intermodulacionih produkata (IM3 i IM5), što zavisi od odnosa amplituda i faza linearizacionih signala. Kada ove relacije nisu ispunjene, moguće je značajno smanjiti samo jednu vrstu intermodulacionih produkata.

Kada se u analizu uključi i potrošnja kola za linearizaciju, PAE linearizovanog *Doherty* pojačavača je 7% manji u odnosu na slučaj kada linearizacija nije primenjena, za 25 dBm ukupne snage osnovnih signala na izlazu pojačavača.

6.5 *Two-way Doherty* pojačavač – linearizacija dovođenjem signal na ulaz i izlaz *carrier* pojačavača

Two-way Doherty pojačavač u standardnoj konfiguraciji [155, 169-171] projektovan je korišćenjem *Agilent ADS* softverskog paketa. Blok šema pojačavača je prikazana na Sl. 6.15. Drugi harmonici signala, kao i intermodulacioni produkti četvrtog reda na frekvencijama bliskim drugim harmonicima, koji se generišu na izlazu *peaking* pojačavača izdvajaju se kroz frekvencijski diplekser i koriste se u postupku linearizacije. Ovi signali se podešavaju po amplitudi i fazi kroz dve nezavisne linearizacione grane i potom se vode na ulaz i na izlaz *carrier* pojačavača kroz frekvencijske dipleksere projektovane sa posebnim kolima za prilagođenje osnovnih signala i signala za linearizaciju.

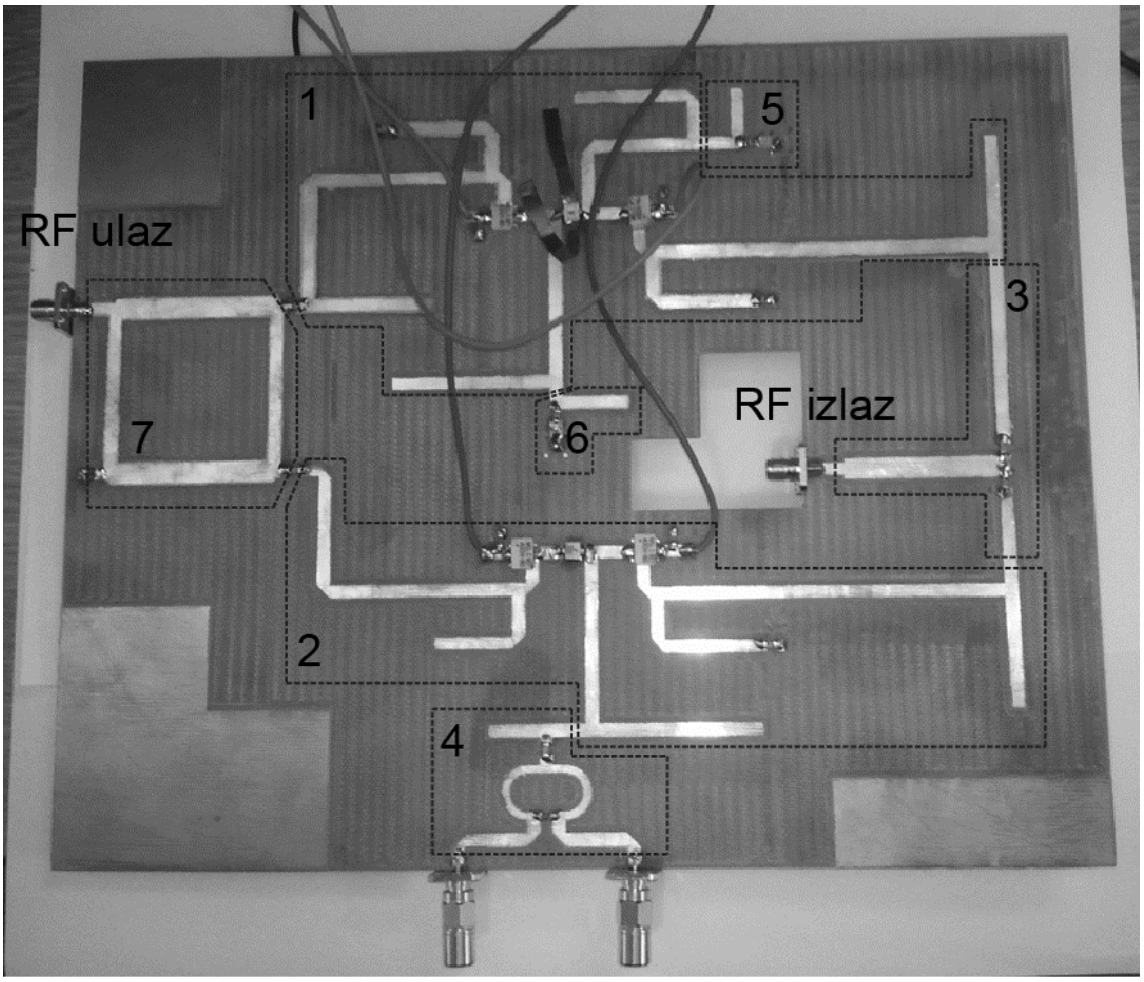


Sl. 6.15 Blok šema realizovanog *two-way Doherty* pojačavača

Ulazne mreže za prilagođenje pojačavačkih stepena *Doherty* pojačavača transformišu ulaznu impedansu tranzistora na 50 Ω, dok izlazne mreže prilagođavaju optimalnu impedansu opterećenja tranzistora, Z_{opt}, na 50 Ω, [84]. U skladu sa teorijskim razmatranjima datim u poglavlju 3.4.4, u oblasti malih ulaznih snaga, *peaking* pojačavač treba da se ponaša kao otvoreni kraj, dok impedansa opterećenja *carrier* pojačavača treba da se duplira na $2*50\,\Omega$ uz pomoć četvrttalasnog invertora impedanse karakteristične impedanse $R_0 = 50\,\Omega$. Takođe, četvrttalasna transmisiona linija karakteristične impedanse $R_t = R_0 / \sqrt{2}$ transformiše 50 Ω na 25 Ω, što predstavlja završno opterećenje izlaznog kola kombajnera u slučaju kada je *peaking* pojačavač uključen u opsegu velikih snaga ulaznog signala. Fazna razlika signala od 90° na ulazu *carrier* i *peaking* pojačavača je neophodna kako bi se izvršila kompenzacija fazne razlike na izlazu ovih pojačavača prouzrokovane postojanjem četvrttalasnog invertora impedanse karakteristične impedanse R_0 na izlazu. Sa ciljem da se spreči curenje signala ka *peaking* pojačavaču u oblasti malih ulaznih snaga, izlazna impedansa *peaking* pojačavača se pomoću kola za prilagođenje i odgovarajuće *offset* linije transformiše u otvoreni kraj [84].

Carrier i *peaking* pojačavači su projektovani korišćenjem *Freescale* LDMOSFET tranzistora sa oznakom MRF281SR1 maksimalne izlazne snage 4 W. U postupku projektovanja pojačavača korišćen je nelinearni *Motorola MET* model tranzistora. Impedanse

za prilagođenje na strani generatora i na strani potrošača, na frekvenciji od 1 GHz su $Z_S = (5.5 + j15)\,\Omega$ i $Z_L = (12.5 + j27.5)\,\Omega$, respektivno. Ove impedanse su dobijene korišćenjem *source-pull* i *load-pull* simulacije u okviru *Agilent ADS* paketa. Na frekvenciji drugog harmonika, 2 GHz, impedanse za prilagođenje na strani generatora i potrošača iznose $Z_S = (3.1 - j2.4)\,\Omega$ i $Z_L = (12.5 + j9.2)\,\Omega$, respektivno, i raspoložive su u katalogu proizvođača.



Sl. 6.16 Realizovani *two-way Doherty* pojačavač

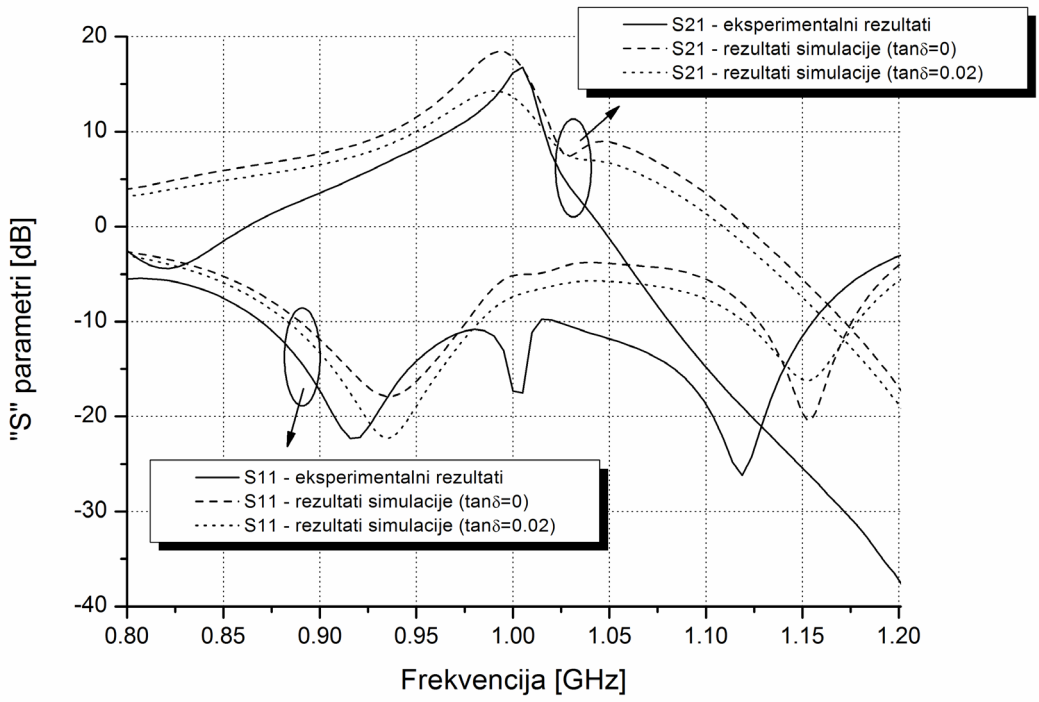
1. *Carrier* pojačavač sa kolima za prilagođenje i frekvencijskim diplekserima na ulazu i izlazu; 2. *Peaking* pojačavač sa kolima za prilagođenje i frekvencijskim diplekserom na izlazu; 3. *Offset* linije i izlazni kombajner *Doherty* pojačavača; 4. Kolo za prilagođenje linearizacionih signala na izlazu *peaking* pojačavača i delitelj snage sa koga se signali vode na ulaz kola za linearizaciju; 5. i 6. Pristupni portovi za ubacivanje i kola za prilagođenje linearizacionih signala na ulazu i izlazu *carrier* pojačavača; 7. 3dB *branch-line* kvadraturni sprežnik.

Carrier pojačavač je napajan za rad u klasi AB ($V_D = 26\ \text{V}, V_G = 5.1\ \text{V}\ \ (13.5\%I_{DSS})$), dok je *peaking* pojačavač napajan u klasi C ($V_D = 26\ \text{V}, V_G = 3.2\ \text{V}$)

Za obradu linearizacionih signala korišćena je linearizaciona grana opisana u poglavlju 6.1.1. *Two-way Doherty* pojačavač prikazan na Sl. 6.16 realizovan je na FR4 supstratu debljine 1.55 mm sa metalizacijom debljine 17.5 m. Štampana ploča za pojačavač je izrađena na LPKF ProtoMat S100 ploteru u okviru Laboratorije za mikrotalasnu tehniku i bežične komunikacije Elektronskog fkulteta u Nišu.

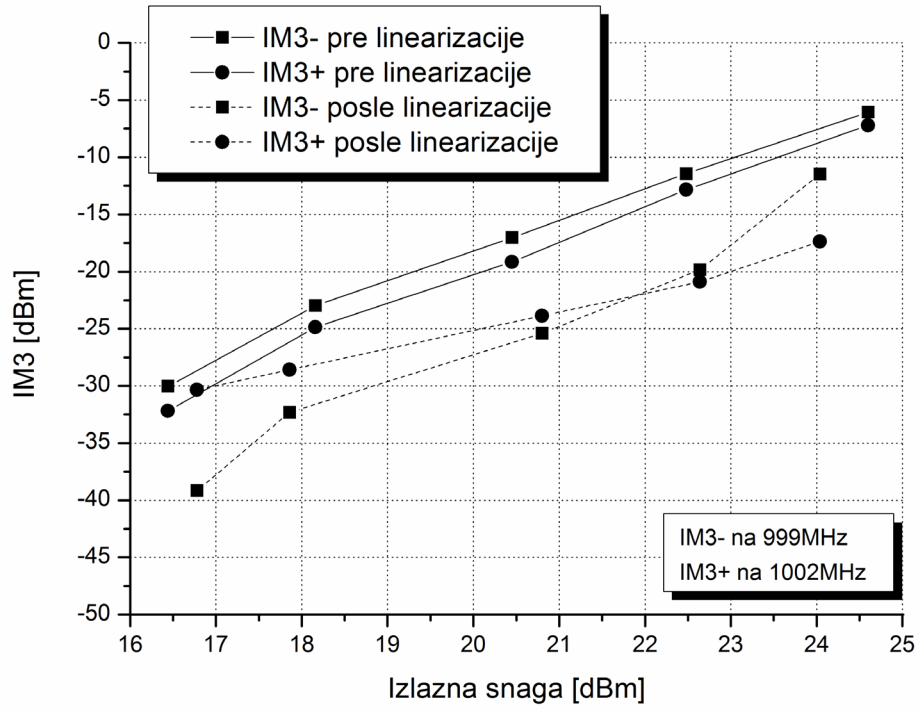
6.5.1 Eksperimentalni rezultati

„S“ parametri *Doherty* pojačavača dobijeni simulacijom, kao i mereni rezultati, prikazani su na Sl. 6.17. Na slici su upoređeni rezultati simulacije za slučaj pojačavača sa idealnim supstratom bez gubitaka, rezultati simulacije sa supstratom koji uključuje gubitke ($\tan\delta = 0.02$), kao i rezultati merenja realizovanog pojačavača.

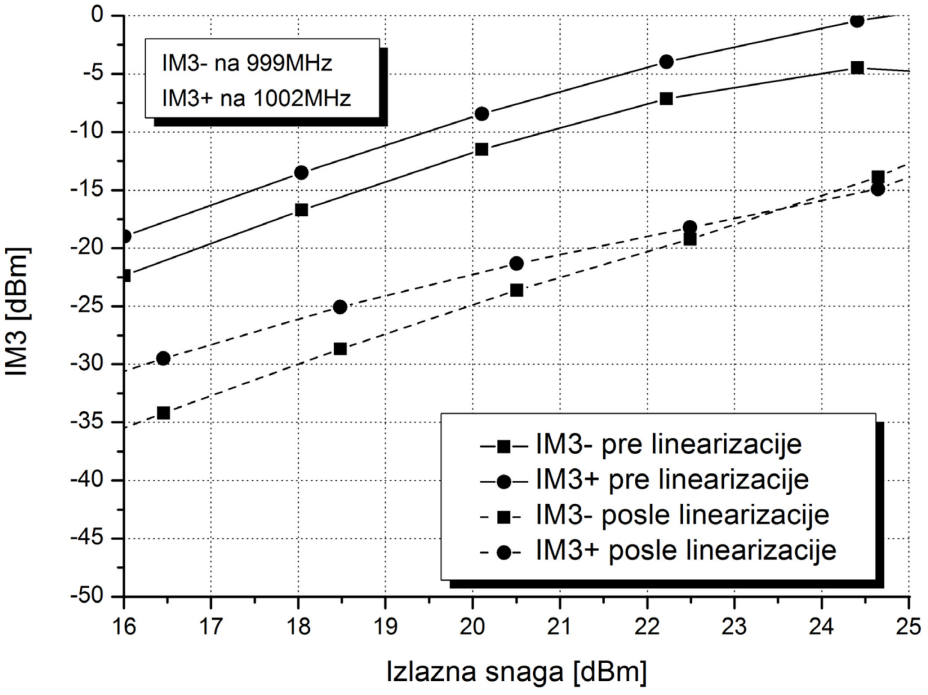


Sl. 6.17 „S“ parametri *two-way Doherty* pojačavača

U cilju eksperimentalne verifikacije predložene linearizacione metode primenjen je *two-tone* test na realizovani *two-way Doherty* pojačavača. Frekvencije signala kojima je testiran pojačavač su 1 GHz i 1.001 GHz. Na Sl. 6.18 i Sl. 6.19 prikazani su rezultati linearizacije realizovanog *two-way Doherty* pojačavač dobijeni u postupku simulacije, kao i eksperimentalni rezultati linearizacije, za opseg snaga osnovnog signala na izlazu od 16 dBm do 25 dBm (11 dB ispod maksimalne kataloške vrednosti snage za korišćeni tranzistor).

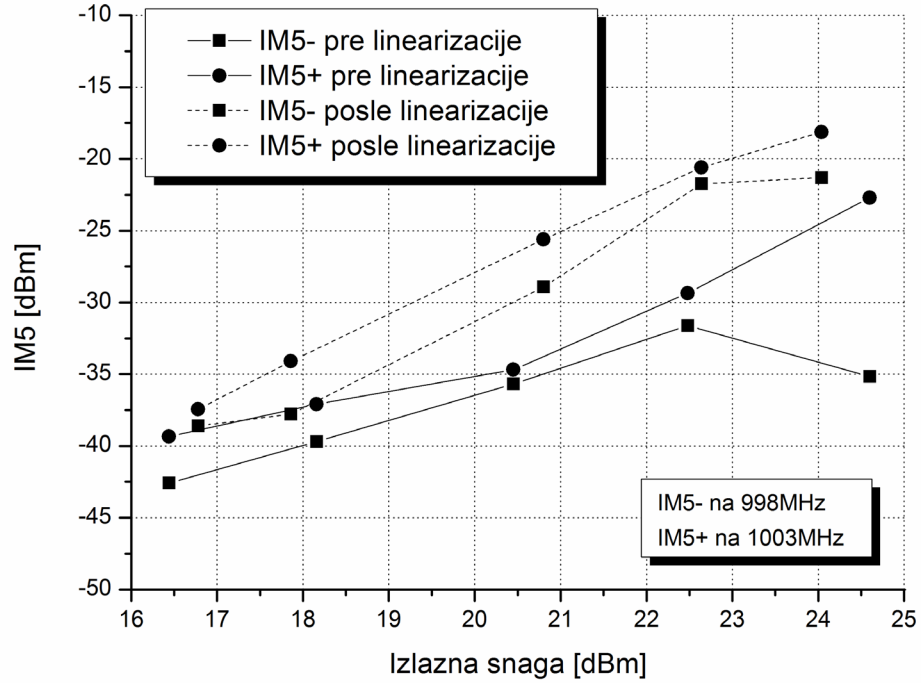


a)

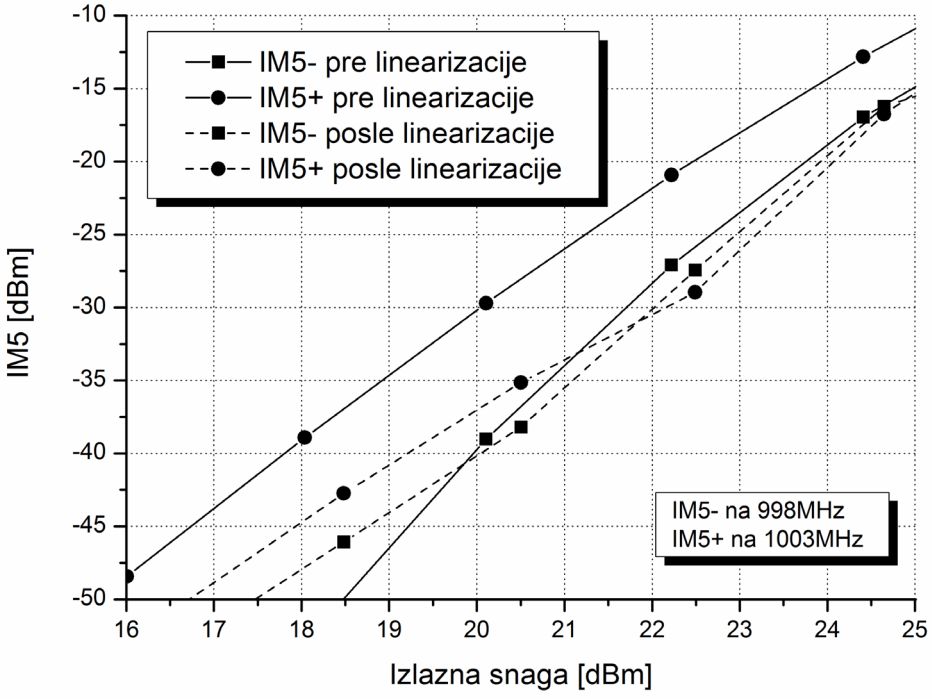


b)

Sl. 6.18 Intermodulacioni produkti trećeg reda realizovanog *two-way Doherty* pojačavača snage pre i posle linearizacije: a) eksperimentalni rezultati; b) simulirani rezultati



a)



b)

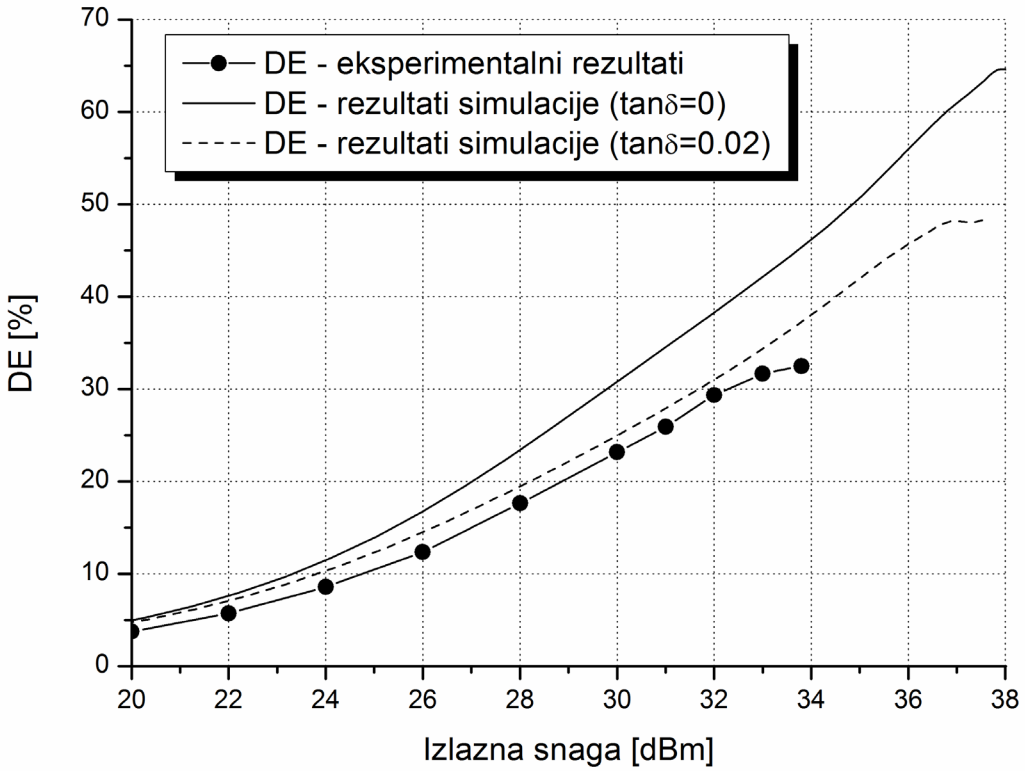
Sl. 6.19 Intermodulacioni produkti petog reda realizovanog *two-way Doherty* pojačavača snage pre i posle linearizacije: a) eksperimentalni rezultati; b) simulirani rezultati

Ovi rezultati su upoređeni sa rezultatima za intermodulacione produkte pojačavača kada linearizaciona tehnika nije primenjena. Na Sl. 6.18 prikazano je smanjenje snage IM3 produkata na 999 MHz (IM3-) i 1002 MHz (IM3+), dok su na Sl. 6.19 prikazani rezultati koji se odnose na IM5 produkte na 998 MHz (IM5-) i 1003 MHz (IM5+). Sa Sl. 6.18 i Sl. 6.19 može se uočiti da su mereni intermodulacioni produkti pre linearizacije na nižem nivou u

odnosu na intermodulacione produkte dobijene simulacijom. Ovo se može objasniti različitim radnim uslovima, kao što su: u simulaciji je FR4 supstrat okarakterisan tipičnim vrednostima dostupnim u literaturi jer nisu bili dostupni precizni podaci od strane proizvođača supstrata; porast radne temperature tranzistora prilikom izvođenja eksperimenta razlikuje se od predviđenog porasta tmperature korišćenog u simulaciji.

Iako su amplitude i faze linearizacionih signala optimizovane za izlaznu snagu osnovnog signala od 22.5 dBm, može se uočiti značajno smanjenje intermodulacionih produkata trećeg reda u celom posmatranom opsegu snaga. Međutim, intermodulacioni produkti petog reda se neznatno povećavaju posle linearizacije u posmatranom opsegu snaga, mada njihova vrednost ostaje bliska intermodulacionim produktima trećeg reda posle linearizacije. Ovo je u skladu sa teorijskim razmatranjima vezanim za predloženu linearizacionu metodu. Naime, linearizacioni IM2 i IM4 signali mogu smanjiti obe vrste intermodulacionih produkata (IM3 i IM5), što zavisi od odnosa amplituda i faza linearizacionih signala. Kada ove relacije nisu ispunjene, moguće je značajno smanjiti samo jednu vrstu intermodulacionih produkata. Ovaj problem je izraženiji ukoliko linearizacioni signali potiču iz jednog izvora, kao što je ovde slučaj.

Na Sl. 6.20 upoređena je efikasnost drejna (DE) *Doherty* pojačavača za tri slučaja: simulacija sa idealnim FR4 supstratom bez gubitaka, simulacija sa realnim FR4 supstratom sa gubicima ($\tan\delta = 0.02$) i eksperimentalni rezultati dobijeni merenjem na realizovanom pojačavaču, kada nije primenjena linearizacija Može se uočiti dobro slaganje rezultata simulacije za supstrat sa uključenim gubicima i eksperimentalnih rezultata za nivo snage signala na izlazu do 34 dBm. Za taj nivo snage, maksimalna razlika između rezultata simulacije i eksperimentalnih rezultata iznosi 5%. Maksimalna efikasnost realizovanog pojačavač snage iznosi 32.7%. Efikasnost pojačavača nije mogla biti veća zbog supstrata na kome je pojačavač realizovan, a koji ima značajne gubitke. Kada se u proračun efikasnosti pojačavača uključi i potrošnja kola za linearizaciju, DE linearizovanog *Doherty* pojačavača opadne za 7% u odnosu na slučaj kada linearizacija nije primenjena, za 25 dBm izlazne snage osnovnog signala.



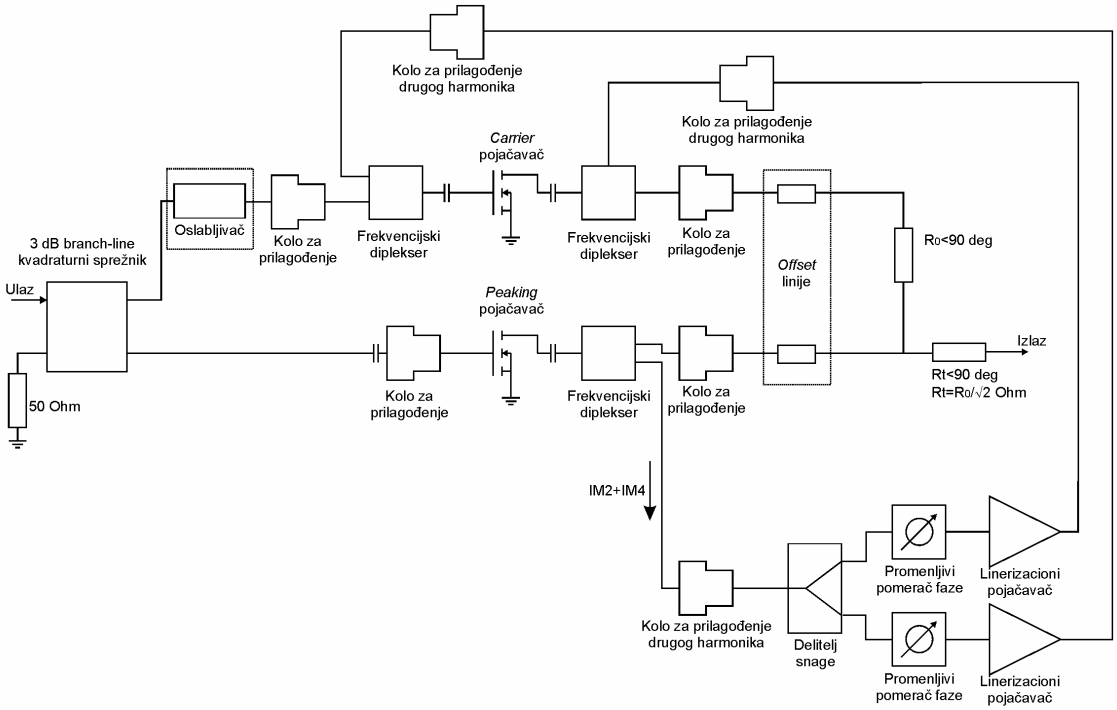
Sl. 6.20 Efikasnost drejna *two-way Doherty* pojačavača

6.6 Asimetričan *two-way Doherty* pojačavač

Na osnovu teorijske analize *two-way Doherty* pojačavača sa asimetričnom podelom snage date u poglavlju 3.4.3 i rezultata istraživanja prikazanih u [172], može se zaključiti da asimetrični *Doherty* pojačavač sa nejednakom snagom signala na ulazu *carrier* i *peaking* pojačavača omogućava bolje iskorišćenje ovih pojačavačkih stepena u pogledu snage i obezbeđuje bolju linearnost celog pojačavača. U okviru ove teze realizovan je asimetrični *two-way Doherty* pojačavač sa dodatnom granom za linearizaciju i izvršena je eksperimentalan verifikacija predložene linearizacione metode na realizovanom asimetričnom pojačavaču. Signali za linearizaciju su izdvajani sa izlaza *peaking* pojačavača u *Doherty* konfiguraciji, podešavani po amplitude i fazi kroz realizovane linearizacione grane, i potom vođeni na ulaz i izlaz *carrier* pojačavača u cilju smanjenja intermodulacionih produkata. Ispitivanje uticaja predložene linearizacione tehnike izvršeno je za prostoperiodične signale različitih frekvencija (*two-tone* test), za 64QAM digitalno modulisane signale sa različitom širinom spektra i za WCDMA digitalno modulisani signal za različite nivoe snage signala na ulazu u pojačavač.

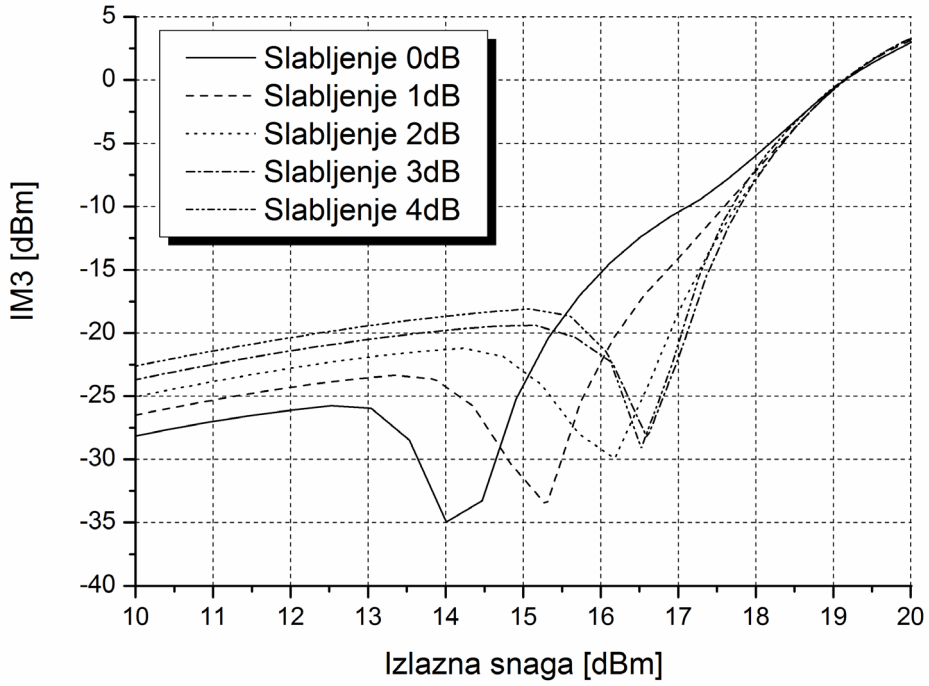
6.6.1 Dizajn i simulacija

Asimetrični *two-way Doherty* pojačavač projektovan je pomoću programskog paketa *Agilent ADS*. Blok šema projektovanog pojačavača prikazana je na Sl. 6.21. Pojačavač je projektovan na ROGERS RO3010 supstratu debljine 1.28 mm. Za *carrier* i *peaking* pojačavačke stepene korišćen je AP602A-2 GaAs MESFET tranzistor. Asimetričnost je postignuta primenom oslabljivača ispred *carrier* stepena *Doherty* pojačavača, koji predstavlja glavnu razliku između simetrične (bez oslabljivača) i asimetrične (sa oslabljivačem) konfiguracije. *Two-way Doherty* pojačavač projektovan je standardno sa jednim četvrttalasnim invertorom impedanse karakteristične impedanse $R_0 = 50\,\Omega$ i jednim četvrttalasnim transformatorom impedanse karakteristične impedanse $R_t = R_0 / \sqrt{2}$ na izlazu pojačavačkog sklopa. Fazna razlika od 90° koju stvara 50 Ω četvrttalasni invertor impedanse na izlazu kompenzuje se uz pomoć 3 dB hibridnog kvadraturnog sprežnika na ulazu. U oblasti nižih snaga, izlazna impedansa *peaking* pojačavača se transformiše iz izrazito reaktivne u veliku impedansu (otvoreni kraj u idealnom slučaju) pomoću izlaznog kola za prilagođenje i odgovarajuće *offset* linije koja je uključena u kolo sa ciljem da se spreči curenja snage od *carrier* pojačavača ka *peaking* pojačavaču. Da bi se kompenzovalo fazno izobličenje u *Doherty* pojačavaču, ubačena je i *offset* linija odgovarajuće dužine na izlazu *carrier* pojačavača.



Sl. 6.21 Blok šema asimetričnog *two-way Doherty* pojačavača sa kolom za linearizaciju

Dodatno kolo za linearizaciju sadrži frekvencijske dipleksere, naponski kontrolisane pomerače faza i pojačavače. IM2 i IM4 signali koji se stvaraju na izlazu tranzistora *peaking* pojačavača se najpre podešavaju po amplitudi i fazi preko dve nezavisne linearizacione grane. Potom se vode na ulaz i izlaz tranzistora *carrier* pojačavača preko frekvencijskih dipleksera koji su projektovani tako da odvajaju osnovni signal od signala za linearizaciju (IM2 i IM4 signali). U kolo pojačavača su uključena kola za prilagođenje za osnovni signal i za signale za linearizaciju.



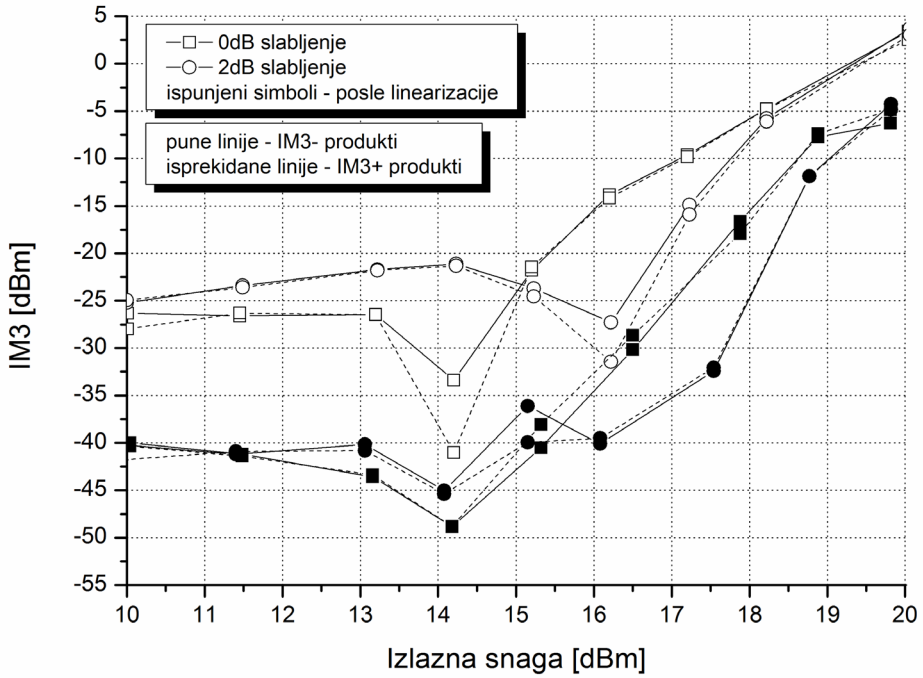
Sl. 6.22 Intermodulacioni produkti trećeg reda pre linearizacije simetričnog (slabljenje: 0 dB) i asimetričnog (slabljenje: 1 dB, 2 dB, 3 dB i 4 dB) *two-way Doherty* pojačavača za određeni opseg snaga

U postupku simulacije asimetričnog *two-way Doherty* pojačavača izvršeno je *two-tone* testiranje za dva prostoperiodična signala na frekvencijama 899 MHz i 900 MHz. Razmatrani su intermodulacioni produkti trećeg reda (IM3) u funkciji izlazne snage osnovnog signala za slučaj simetrične konfiguracije, kada su *carrier* i *peaking* pojačavači pobuđivani signalima istih snaga (nema oslabljivača ispred *carrier* pojačavača) i za slučaj asimetričnog *Doherty* pojačavača kada su *carrier* i *peaking* pojačavački stepeni pobuđivani signalima različitih snaga (postoji oslabljivač ispred *carrier* pojačavača). Razmatrani su slučajevi za vrednosti slabljenja od 1 dB, 2 dB, 3 dB i 4 dB. Sl. 6.22 pokazuje usrednjenu snagu IM3 produkata na 898 MHz (IM3-) i 901 MHz (IM3+) za navedene vrednosti slabljenja oslabljivača. U opsegu većih snaga, snaga IM3 produkata opada ako se *carrier* pojačavački stepen pobuđuje slabijim signalima u odnosu na *peaking* pojačavački stepen.

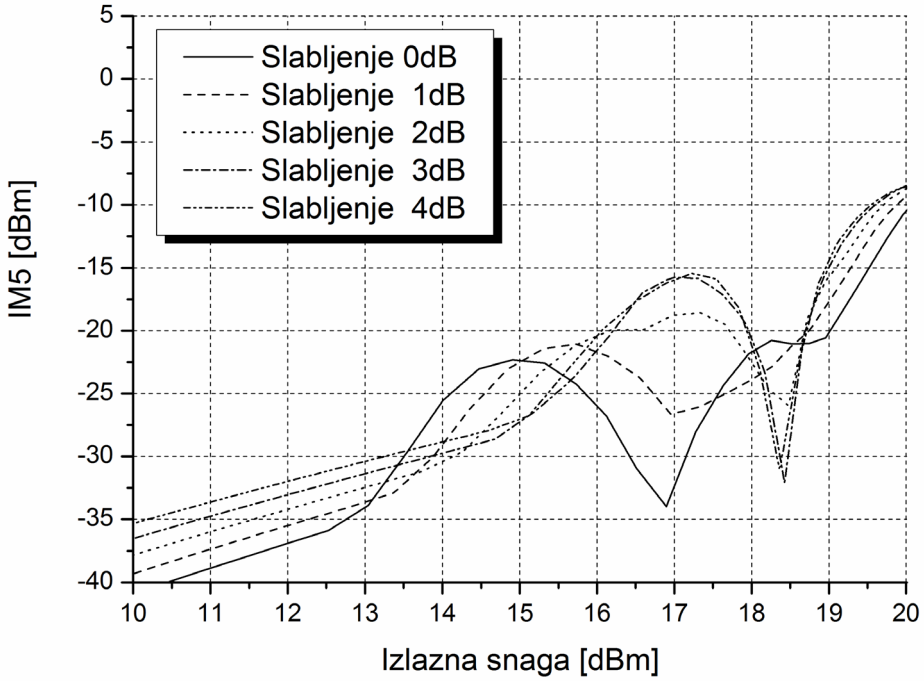
Asimetrični pojačavač sa slabljenjem oslabljivača od 2 dB usvojen je kao najpogodniji za nivoe izlazne snage koji su veći od 16 dBm zbog znatno manjih nivoa IM3 produkata u odnosu na slučajeve kada je slabljenje 0 dB i 1 dB. Kada se posmatra izlazna snaga u opsegu oko 16 dBm može se uočiti da su IM3 produkti *Doherty* pojačavača sa 2 dB asimetrijom niži od IM3 produkata u slučajevima slabljenja od 3 dB i 4 dB. Za veće nivoe snage uočava se da su IM3 produkti približno isti za slabljenja od 2 dB, 3 dB i 4 dB.

Efekti primenjene linearizacione metode na asimetrični *two-way Doherty* pojačavač (sa slabljenjem od 2 dB) razmatrani su u procesu simulacija pomoću *two-tone* testiranja na frekvencijama 899 MHz i 900 MHz. Na Sl. 6.23 prikazani su intermodulacioni produkti trećeg reda (IM3+ i IM3-) pre i posle linearizacije za izlazne snage osnovnog signala od 10 dBm do 20 dBm. Ujedno je izvršeno poređenje rezultata sa simetričnim *Doherty* pojačavačem. Pre linearizacije snaga IM3 produkata asimetričnog *Doherty* pojačavača je veća u odnosu na simetrični *Doherty* pojačavač za nivoe izlazne snage osnovnog signala niže od 15 dBm. Međutim, u opsegu većih snaga, vrednosti IM3 produkata kod asimetričnog pojačavača se smanjuju u odnosu na simetrični. Pored toga, uočava se da se primenom linearizacione metode postiže potiskivanje IM3 produkata od 15 dB za slučaj asimetričnog pojačavača, čime se obezbeđuje bolja linearnost u odnosu na simetričnu strukturu za skoro ceo posmatrani opseg snaga.

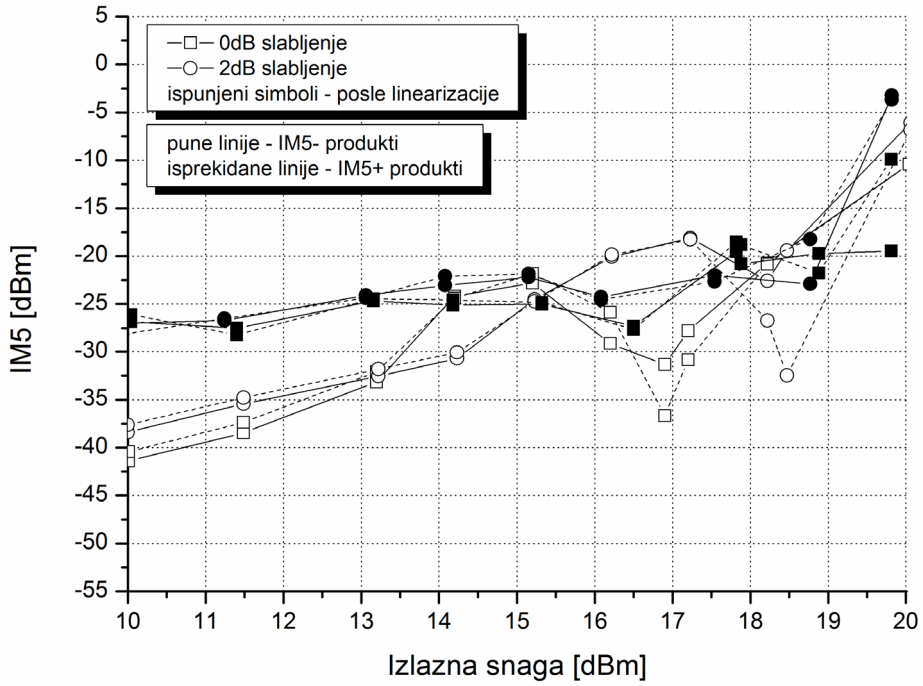
Za projektovani asimetrični *Doherty* pojačavač izvršena je analiza ponašanja IM5 produkata u procesu simulacije. Rezultati izvršene analize prikazani su na Sl. 6.24. Za snage osnovnih signala na izlazu pojačavača koje su veće od 15.5 dBm, gde IM3 produkti za asimetričan *Doherty* pojačavač sa slabljenjem od 2 dB imaju nižu vrednost (bolja linearnost), IM5 produkti znatno opadnu ukoliko se razmatra simetričan *Doherty* pojačavač u poređenju sa asimetričnim primerima. Pored toga, i u slučaju asimetrične konfiguracije sa slabljenjem od 1 dB, IM5 produkti imaju nižu vrednost nego za ostale razmatrane asimetrije. Ovaj trend se održava sve do nivoa snage osnovnog signala na izlazu od 18 dBm. Sa porastom snage dolazi do smanjenja IM5 produkata ukoliko se povećava asimetrija između *carrier* i *peaking* pojačavačkih stepena, odnosno ukoliko se unese slabljenje od 3 dB i 4 dB, ali u vrlo uskom opsegu izlaznih snaga. Uočava se da simetrična konfiguracija pokazuje najbolju linearnost u znatno širem opsegu izlaznih snaga osnovnog signala u odnosu na ostale razmatrane slučajeve. Takođe, može se zaključiti da asimetrična konfiguracija sa slabljenjem od 2 dB ima najmanju varijaciju snage IM5 produkata u analiziranom opsegu snaga osnovnog signala na izlazu pojačavača.



Sl. 6.23 Intermodulacioni produkti trećeg reda pre i posle linearizacije simetričnog (slabljenje: 0 dB) i asimetričnog (slabljenje: 2 dB) *two-way Doherty* pojačavača za određeni opseg snaga



Sl. 6.24 Intermodulacioni produkti petog reda pre linearizacije simetričnog (slabljenje: 0 dB) i asimetričnog (slabljenje: 1 dB, 2 dB, 3 dB i 4 dB) *two-way Doherty* pojačavača za određeni opseg snaga

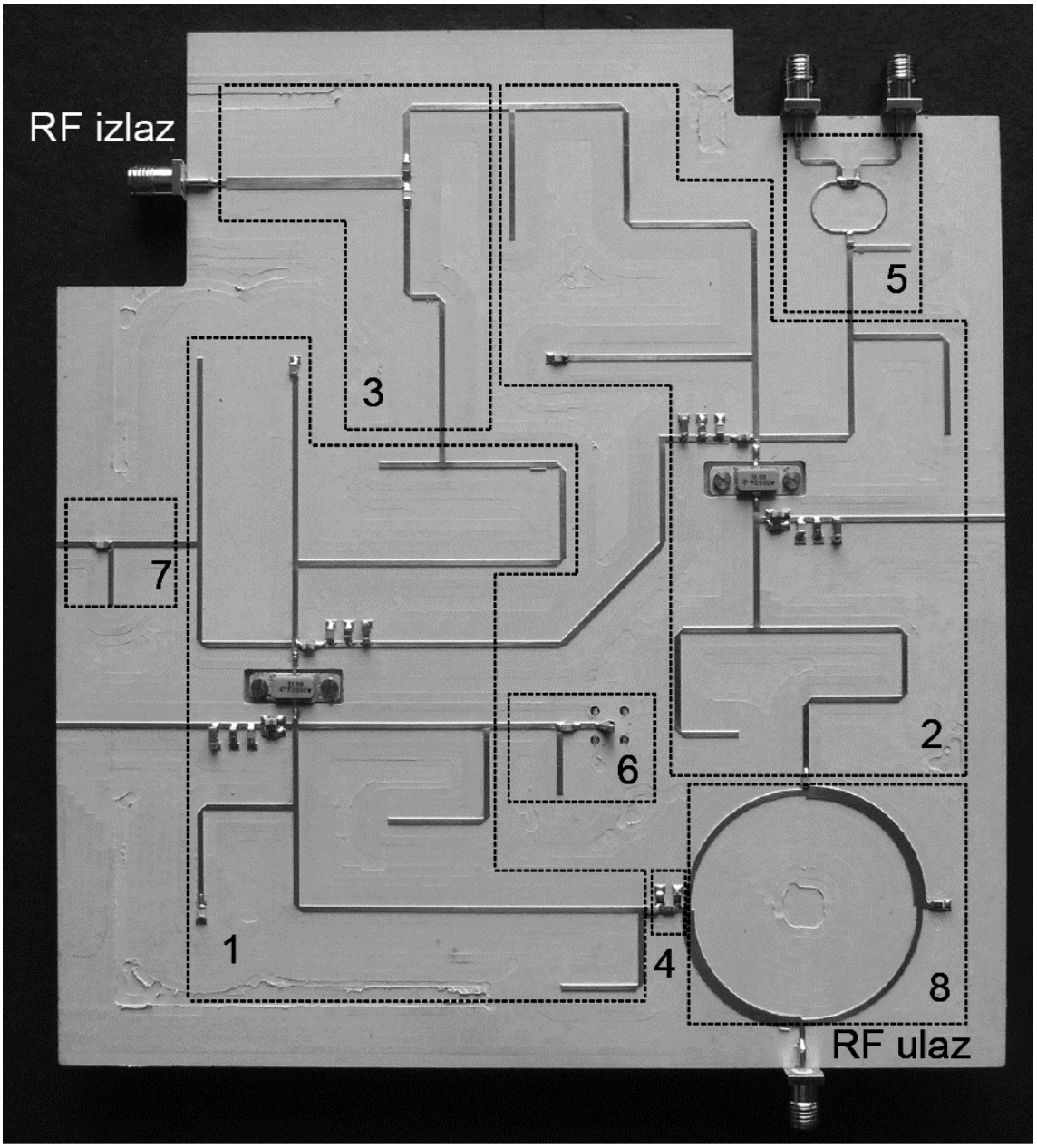


Sl. 6.25 Intermodulacioni produkti petog reda pre i posle linearizacije simetričnog (slabljenje: 0 dB) i asimetričnog (slabljenje: 2 dB) *two-way Doherty* pojačavača za određeni opseg snaga

Ponašanje IM5 produkata pre i posle primenjene linearizacione metode, za simetričan i asimetričan (2 dB slabljenje) *Doherty* pojačavač, prikazano je na Sl. 6.25. Treba naglasiti da je optimizacija linearizacionih grana urađena sa ciljem maksimalnog mogućeg poboljšanja IM3 produkta. Pod ovim uslovima, može se zaključiti da su IM5 produkti simetričnog *Doherty* pojačavača pogoršani nekoliko dB za veće nivoe snaga, dok su nivoi IM5 produkata za slučaj asimetričnog *Doherty* pojačavača smanjeni za nekoliko dB ili skoro nepromenjeni u odnosu na slučaj pre linearizacije.

6.6.2 Realizacija

Asimetrični *two-way Doherty* pojačavač je realizovan na ROGERS RO3010 supstratu debljine 1.28 mm u okviru RF i Mikrotalasne laboratorije Tehničkog Univerziteta u Ilmenauu. *Carrier* i *peaking* pojačavači su projektovani pomoću AP602A-2 GaAs MESFET-a. Asimetričnost u dizajnu pojačavača postignuta je primenom PI otpornog oslabljivača ispred *carrier* pojačavača. Oslabljivač je realizovan otpornicima iz standardne E24 serije, pri čemu je za rednu otpornost uzeta vrednost od 12 Ω, dok je za paralelnu otpornost uzeta vrednost 430 Ω. Ovim dizajnom je postignuto teorijsko slabljenje od 2.06 dB i VSWR=1.003. Izgled realizovanog asimetričnog *Doherty* pojačavača dat je na Sl. 6.26.



Sl. 6.26 Realizovan asimetrični *two-way Doherty* pojačavač

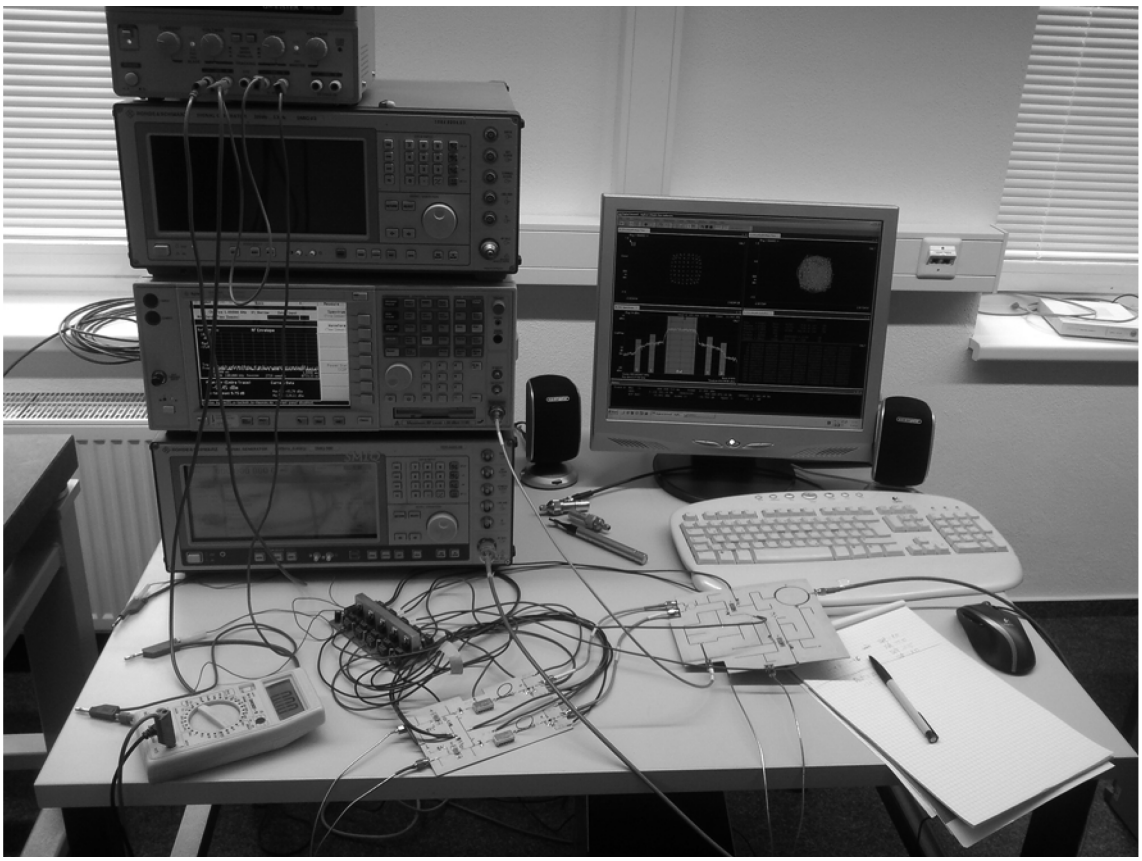
1. *Carrier* pojačavač sa kolima za prilagođenje i frekvencijskim diplekserima na ulazu i izlazu; 2. *Peaking* pojačavač sa kolima za prilagođenje i frekvencijskim diplekserom na izlazu; 3. *Offset* linije i izlazni kombajner *Doherty* pojačavača; 4. PI otporni oslabljivač; 5. Kolo za prilagođenje linearizacionih signala na izlazu *peaking* pojačavača i delitelj snage sa koga se signali vode na ulaz kola za linearizaciju; 6. i 7. Pristupni portovi za ubacivanje i kola za prilagođenje linearizacionih signala na ulazu i izlazu *carrier* pojačavača; 8. 3dB *branch-line* kvadraturni sprežnik.

Prilikom projektovanja pojačavača korišćen je *Statz*-ov [173] nelinearni model AP602A-2 GaAs MESFET tranzistora, čiji su elementi određeni na osnovu merenih parametara. Impedanse za prilagođenje na strani generatora i na strani potrošača, na frekvenciji od 0.9 GHz, koje su dobijene *source-pull* i *load-pull* metodom, za *carrier*

pojačavački stepen su $Z_S = (17.5 + j90.1)\,\Omega$ i $Z_L = (53.1 + j28.8)\,\Omega$, dok su te vrednosti za *peaking* pojačavački stepen $Z_S = (101.4 + j175.8)\,\Omega$ i $Z_L = (72.8 + j122.7)\,\Omega$, respektivno. Impedanse izvora i potrošača za druge harmonike (na frekvenciji 1.8 GHz) su $Z_S = (15.0 + j44.8)\,\Omega$ i $Z_L = (48.1 + j30.2)\,\Omega$, respektivno. *Carrier* pojačavač se napaja za rad u klasi AB ($V_D = 5$ V, $V_G = -3$ V), dok se *peaking* pojačavač napaja za rad u klasi C ($V_D = 5$ V, $V_G = -5$ V).

Kolo za linearizaciju podešava amplitudu i fazu IM2 i IM4 signala, koji se zatim preko frekvencijskog dipleksera ubacuju na ulaz i izlaz *carrier* pojačavača. Linearizaciona grana ima opseg podešavanja snage signala za linearizaciju od -12 dB do 18 dB u odnosu na snagu ovih signala na izlazu *peaking* pojačavača gde se signali za linearizaciju generišu. Za obradu linearizacionih signala korišćena je linearizaciona grana opisana u poglavlju 6.1.2.

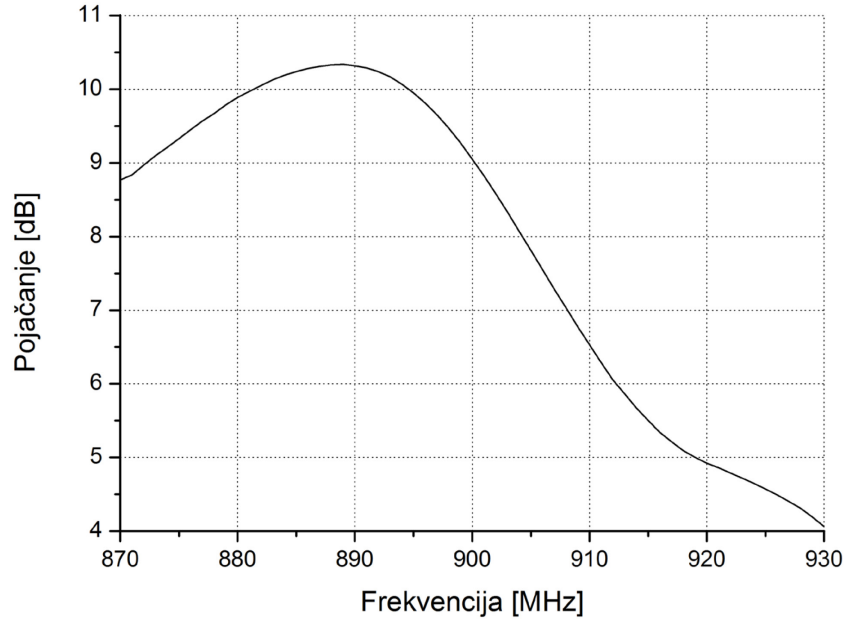
6.6.3 Eksperimentalni rezultati



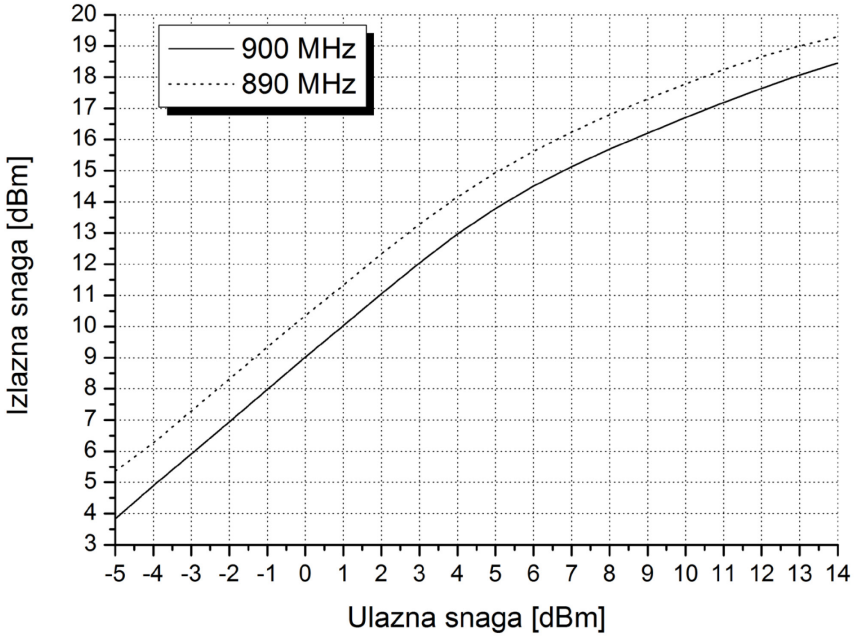
Sl. 6.27 Eksperimentalna postavka za karakterizaciju asimetričnog *two-way Doherty* pojačavača

Kao i realizacija, sva merenja na pojačavaču su izvršena u okviru RF i Mikrotalasne laboratorije Tehničkog Univerziteta u Ilmenauu. Na Sl. 6.27 prikazana je eksperimentalna postavka i deo opreme korišćene za verifikaciju linearizacione metode na realizovanom asimetričnom *two-way Doherty* pojačavaču.

Karakteristike realizovanog pojačavača, pojačanje i izlazna snagu u funkciji ulazne snage (AM/AM karakteristika) na frekvencijama 890 MHz i 900 MHz prikazane su na Sl. 6.28.



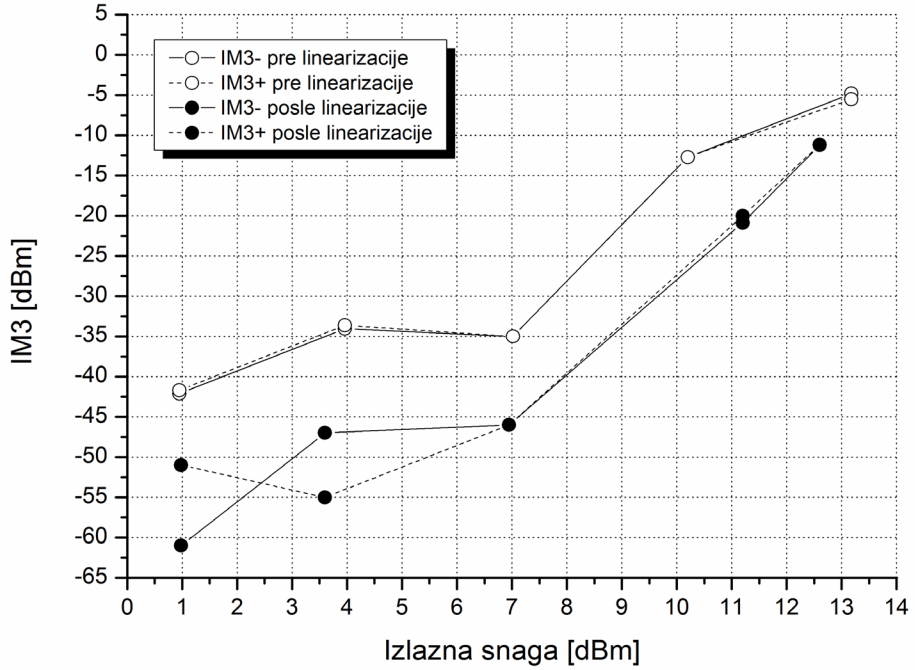
a)



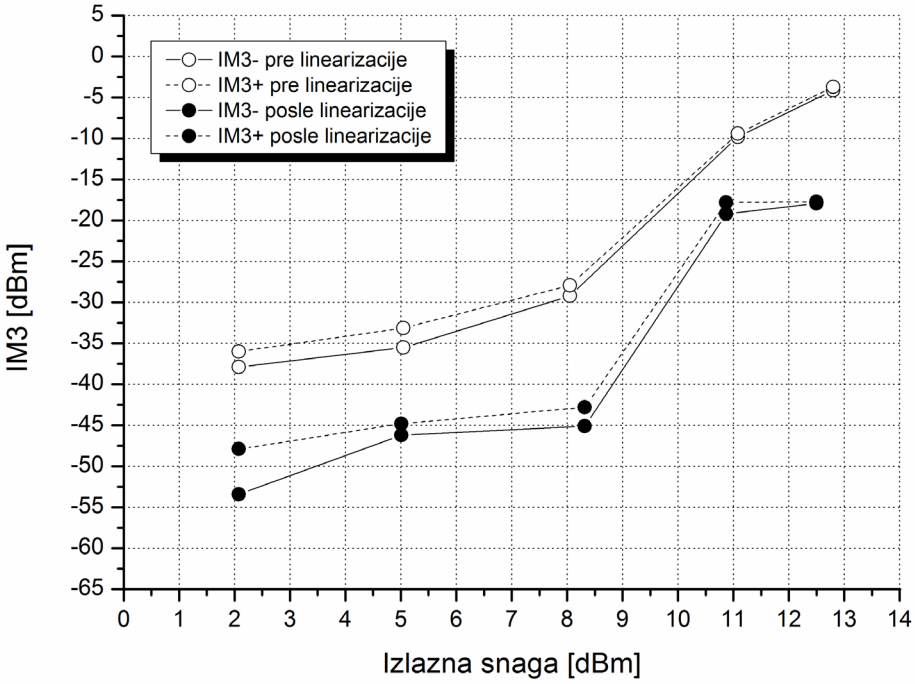
b)

Sl. 6.28 Karakteristika realizovanog asimetričnog *two-way Doherty* pojačavača: a) pojačanje; b) AM/AM karakteristika na frekvencijama 890 MHz i 900 MHz

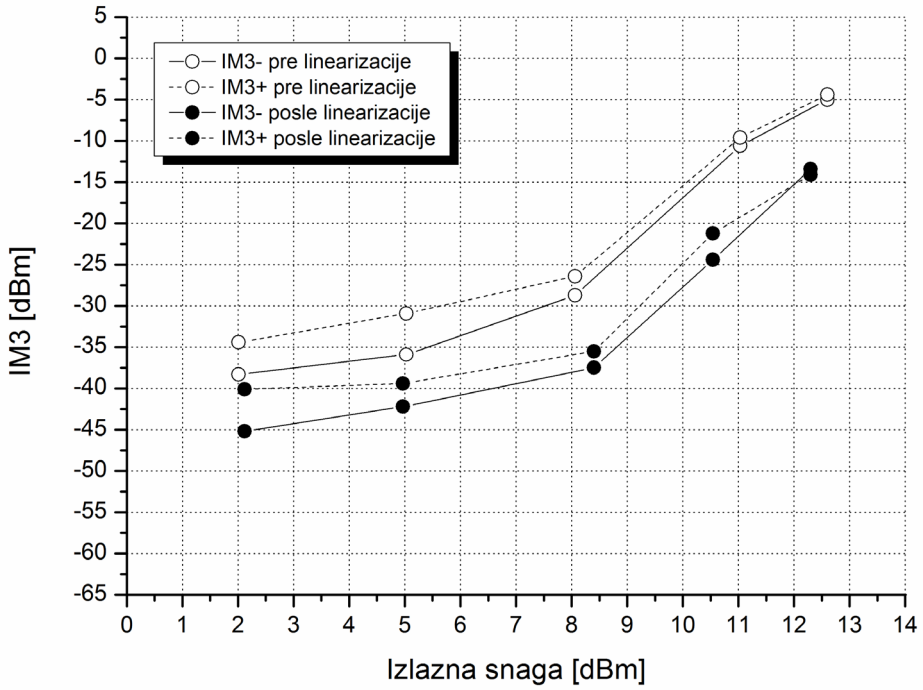
Na realizovanom asimetričnom *two-way Doherty* pojačavaču izvršena su eksperimentalna merenja za dva prostoperiodična signala srednje frekvencije 900 MHz sa frekvencijskim razmakom između njih od 1 MHz, 2 MHz, 5 MHz, 10 MHz i 20 MHz. Nivoi snage IM3 produkata pre i posle linearizacije za opseg snage osnovnog signala na izlazu pojačavača od 2 dBm do 12.5 dBm za različite frekvencijske razmake između signala dati su na Sl. 6.29.



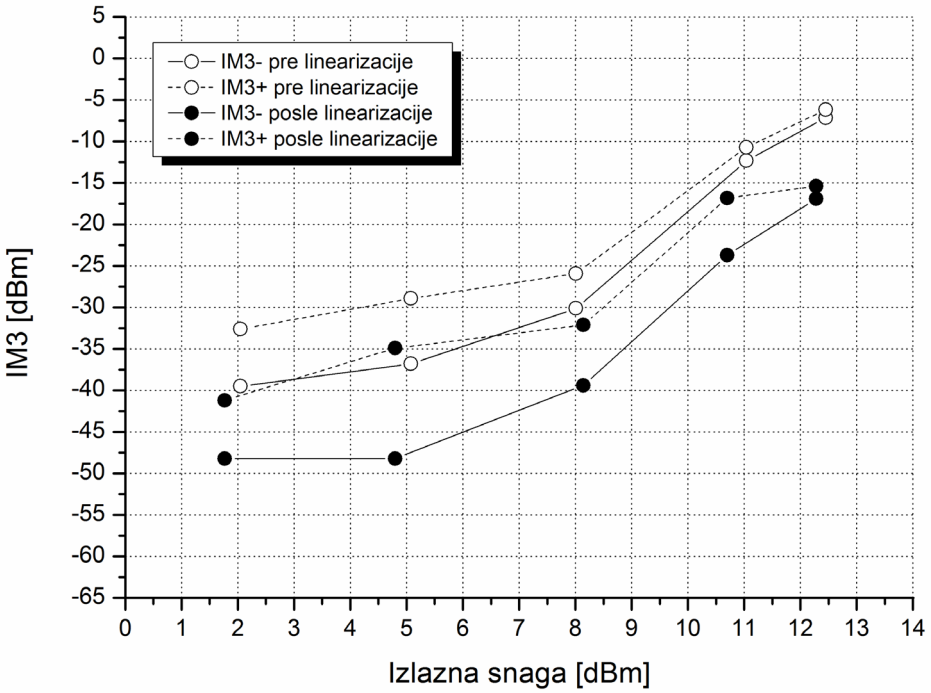
a)



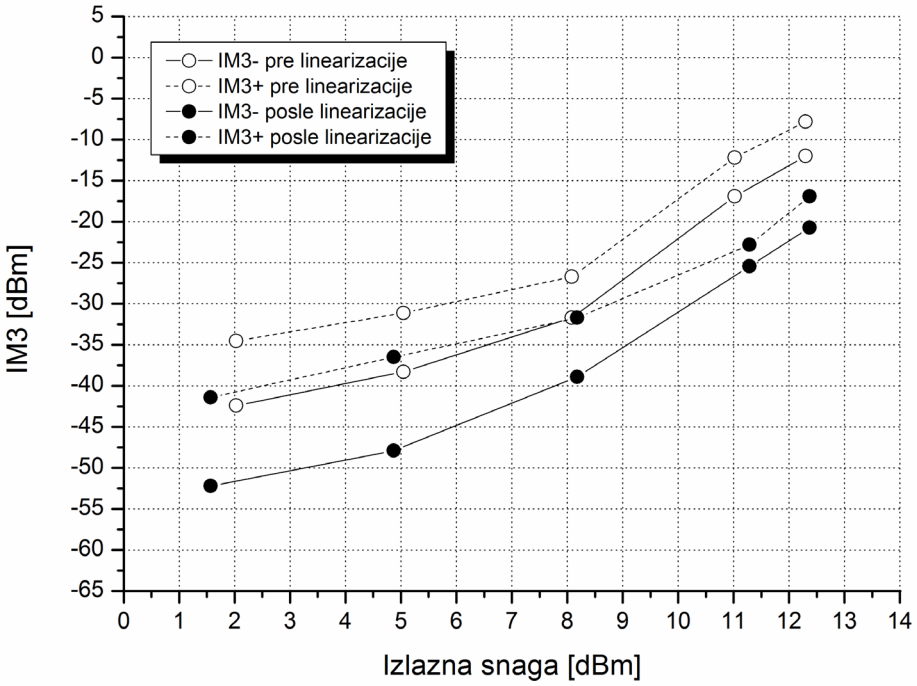
b)


IM3- pre linearizacije
IM3+ pre linearizacije
IM3- posle linearizacije
IM3+ posle linearizacije
IM3 [dBm]
Izlazna snaga [dBm]

c)


IM3- pre linearizacije
IM3+ pre linearizacije
IM3- posle linearizacije
IM3+ posle linearizacije
IM3 [dBm]
Izlazna snaga [dBm]

d)



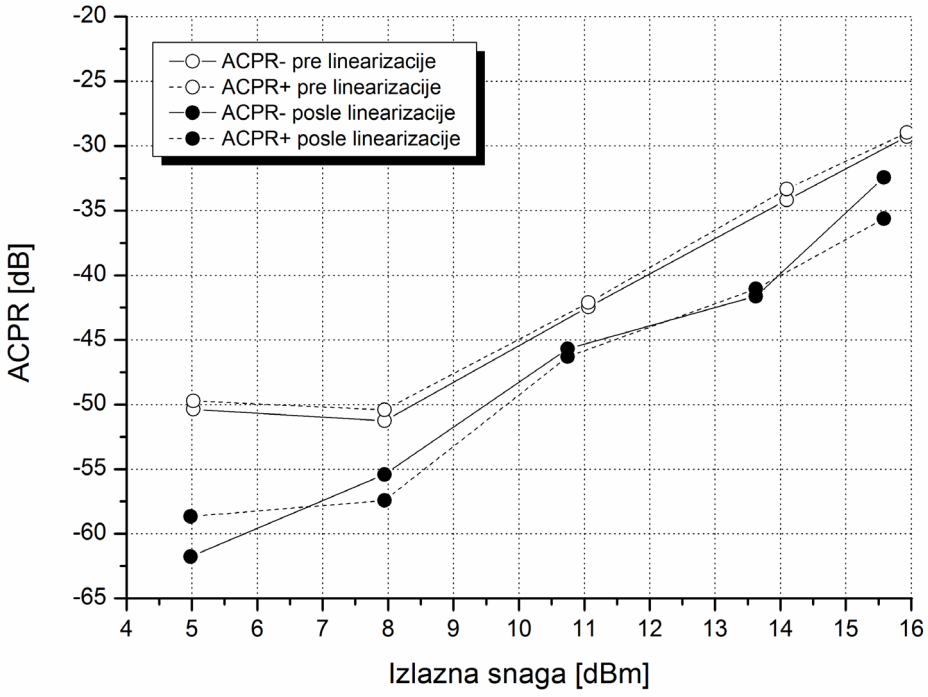
e)

Sl. 6.29 Intermodulacioni produkti trećeg reda u zavisnosti od izlazne snage osnovnih signala za različite frekvencijske razmake između signala:
a) 1 MHz; b) 2 MHz; c) 5 MHz; d) 10 MHz; e) 20 MHz

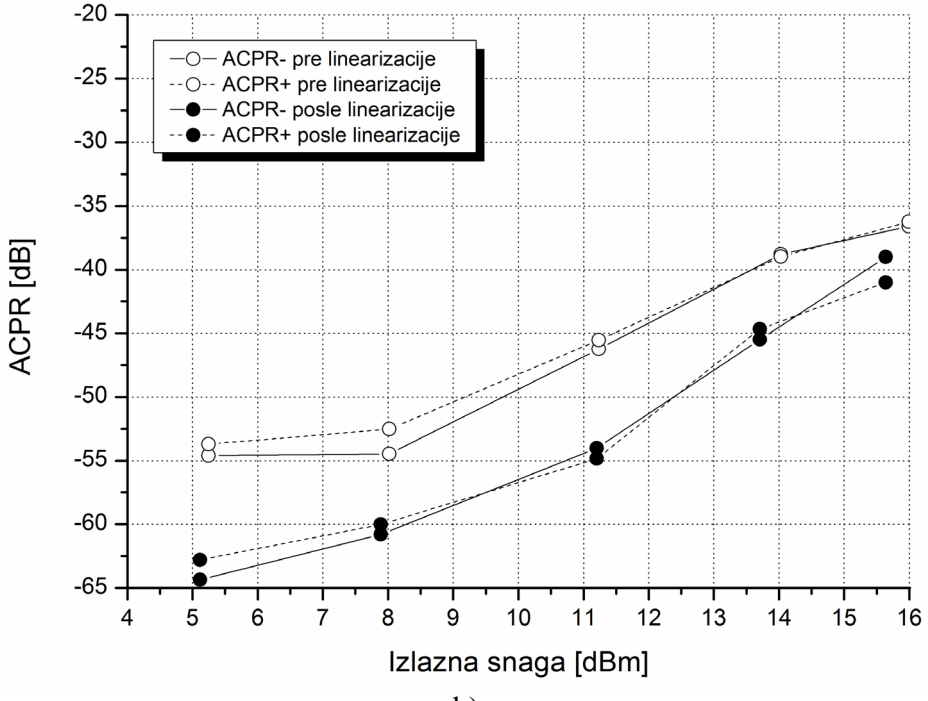
Nakon linearizacije, uočava se znatno potiskivanje IM3 produkata u opsegu snaga za razmatrane frekvencijske intervale između signala. Sa slika se jasno vidi da se stepen linearizacije intermodulacionih produkata smanjuje sa porastom snage i frekvencijskog razmaka između signala. Kada je frekvencijski razmak između signala 2 MHz, IM3 produkti su potisnuti za 15 dB za ulaznu snagu do 8 dBm, dok se sa porastom ulazne snage oni smanjuju za približno 10 dB. Međutim, u tački zasićenja, IM3 produkti su sniženi za 13 dB. Potiskivanje IM3 produkata za oko 10 dB je gotovo konstantno sa porastom snage osnovnih signala kada je frekvencijski razmak između njih 5 MHz. Asimetrija u nivoima snage IM3 produkata pre, kao i nakon linearizacije, raste sa porastom frekvencijskog razmaka između signala, što je najevidentnije za slučajeve kada frekvencijski razmak iznosi 10 MHz i 20 MHz. Kada je frekvencijska razlika signala 10 MHz, potiskivanje IM3- produkata se kreće od 7 dB do 10 dB, dok su IM3+ produkti gotovo nezavisni od nivoa snage i njihovo potiskivanje je oko 10 dB. Za frekvencijsku razliku od 20 MHz, IM3+ produkti se potiskuju za oko 6 dB za manje nivoe snage i za oko 10 dB za veće snage. Stepen potiskivanja IM3- produkata iznosi oko 10 dB za gotovo ceo posmatrani opseg snaga.

U cilju ispitivanja uticaja predložene linearizacione metode na digitalno modulisane signale, izvršeno je testiranje realizovanog asimetričnog *two-way Doherty* pojačavača za 64QAM digitalno modulisane signale. QAM modulisani signali imaju noseću frekvenciju

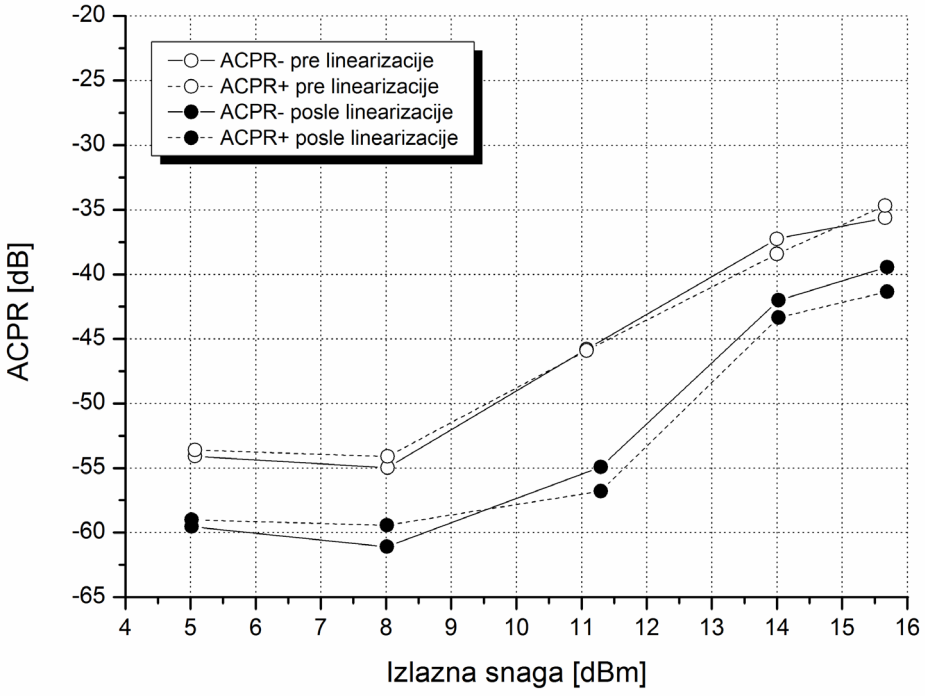
900 MHz i različite širine spektra od 1 MHz, 3 MHz, 4 MHz i 10 MHz. Analiza je izvršena za različite nivoe izlazne snage signala od 5 dBm do 16 dBm.



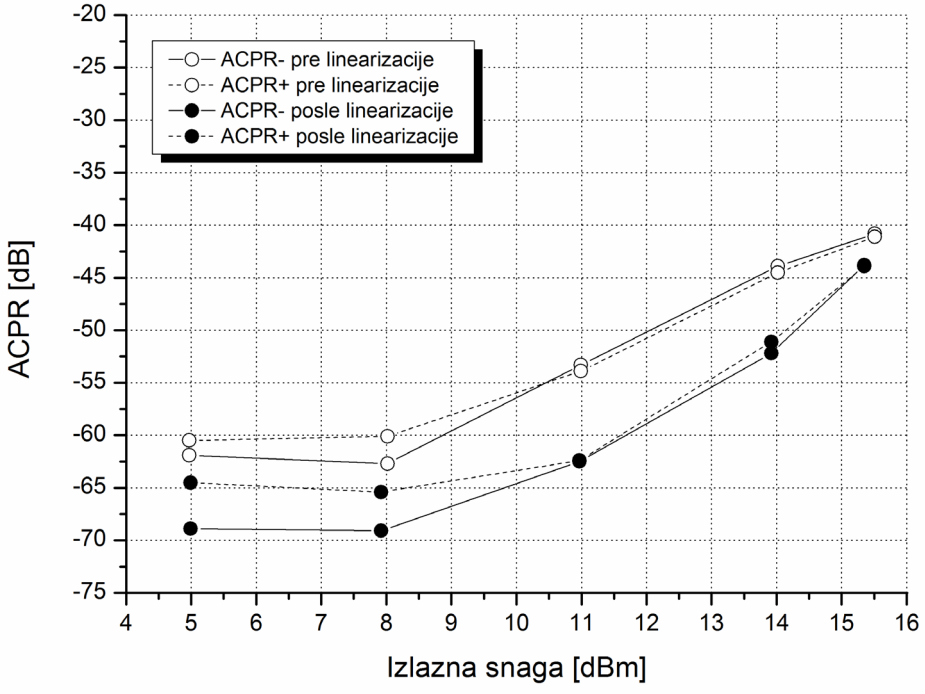
a)



b)



c)

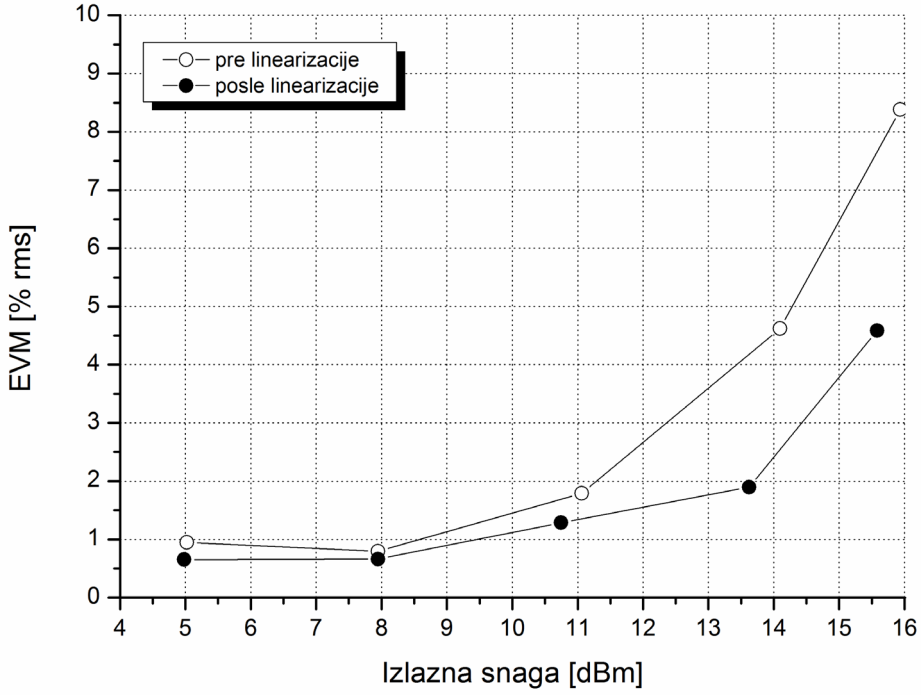


d)

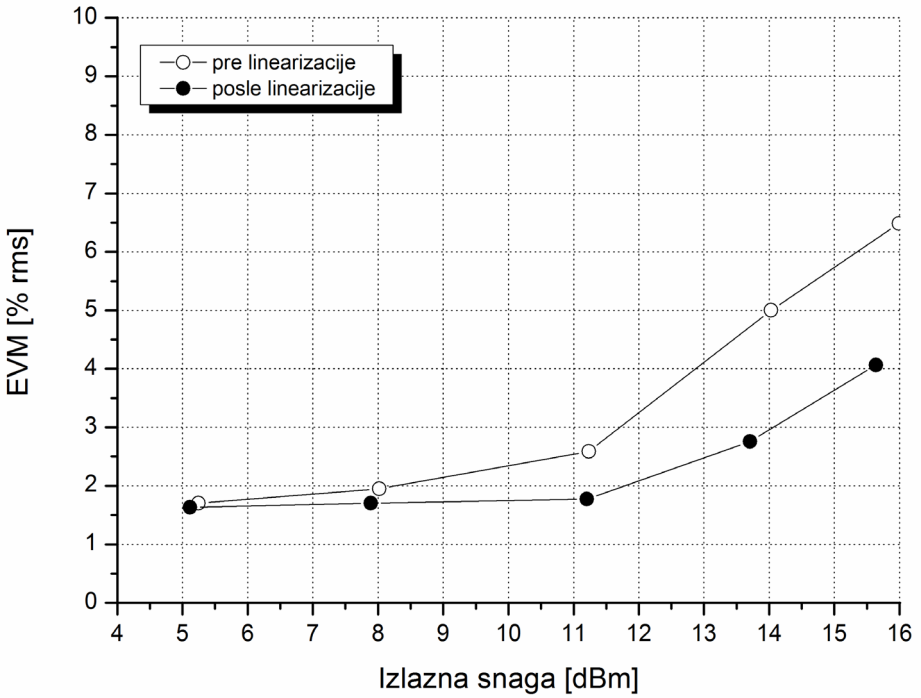
Sl. 6.30 ACPR na *offset* frekvenciji koja odgovara IM3 produktima u funkciji izlazne snage 64QAM digitalno modulisanog signala za različite širine spektra:
a) 1MHz; b) 3MHz; c) 4MHz; d) 10MHz

ACPR pre i posle linearizacije u funkciji izlazne snage signala, za različite širine spektra 64QAM signala prikazan je na Sl. 6.30. ACPR je meren u kanalu širine 200 kHz na *offset* frekvenciji ±1 MHz koja odgovara IM3 produktima. Uočava se poboljšanje ACPR-a nakon primene linearizacije u opsegu snaga za sve razmatrane širine spektra. Maksimalno

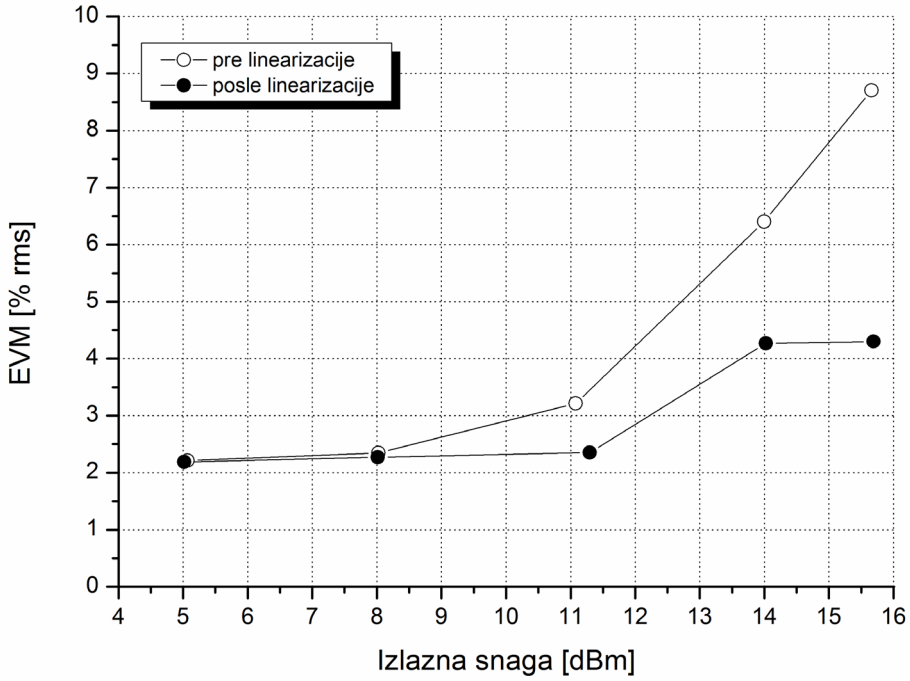
poboljšanje ACPR-a je oko 10 dB za posmatrane širine spektra. Sa porastom snage poboljšanje ACPR-a opada i iznosi nekoliko dB u oblasti zasićenja.



a)



b)



c)

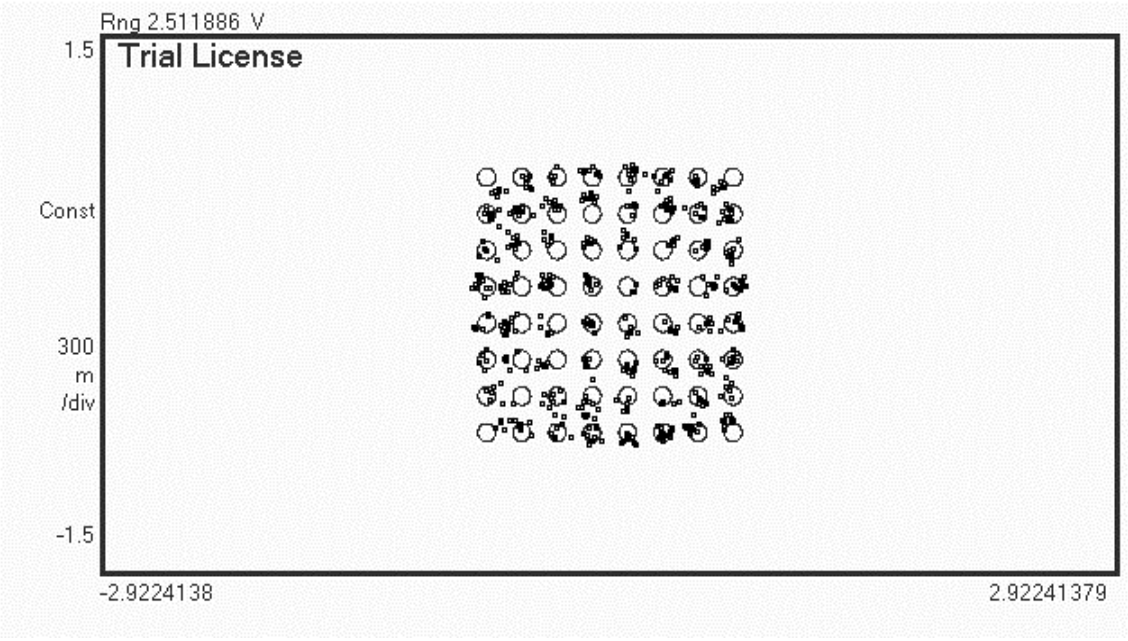
Sl. 6.31 EVM u funkciji izlazne snage 64QAM digitalno modulisanog signala za različite širine spektra: a) 1MHz; b) 3MHz; c) 4MHz

Parametar EVM u funkciji izlazne snage signala, za različite širine spektra 64QAM signala prikazan je na Sl. 6.31. Uočava se poboljšanje EVM-a linearizovanog pojačavača u celokupnom opsegu snaga za sve razmatrane širine spektra, što je još jedan pokazatelj uspešnosti predložene linearizacione metode.

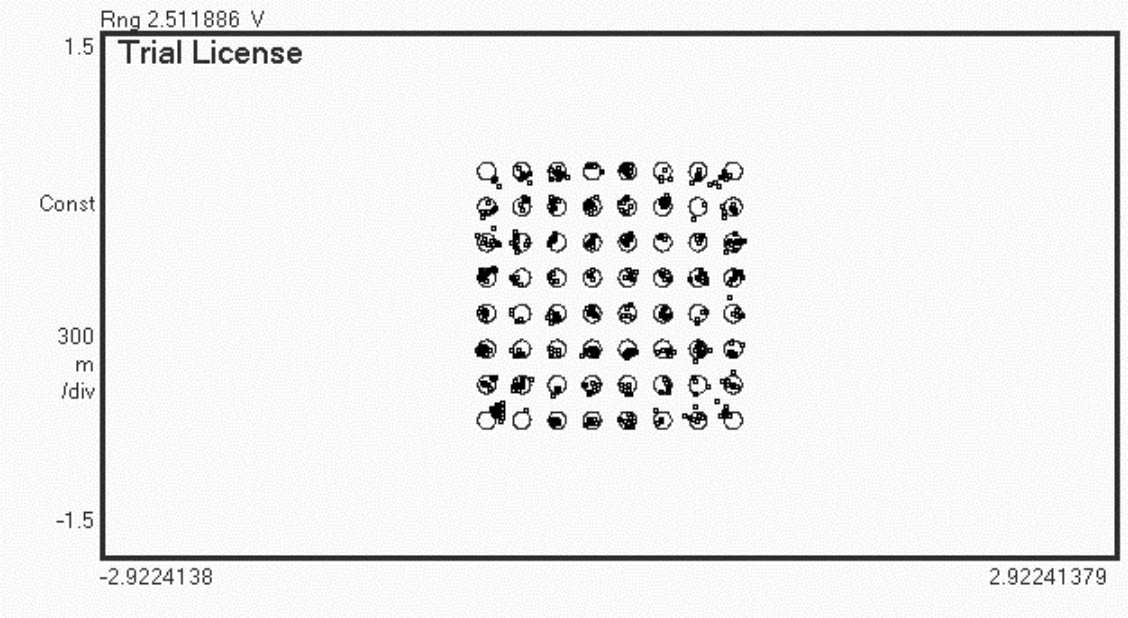
Na Sl. 6.32 prikazan je konstelacioni dijagram za 64QAM digitalno modulisani signal širine spektra 4 MHz pre i posle linearizacije za 14 dBm izlazne snage. Sa slike se može uočiti manje odstupanje simbola posle linearizacije u odnosu na idealne pozicije u konstelacionom dijagramu, što je posledica smanjenja EVM primenom linearizacione metode na realizovani asimetričan *two-way Doherty* pojačavač.

Mereni spektar 64QAM digitalno modulisanog signala izlazne snage 11 dBm i širine spektra 4 MHz prikazan je na Sl. 6.33 za slučajeve pre i posle linearizacije. Može se uočiti poboljšanje ACPR-a za 10 dB na ±4 MHz udaljenosti od noseće frekvencije.

Jedna od prednost primenjene linearizacione tehnike ogleda se i u zanemarljivoj promeni izlazne snage osnovnog signala nakon linearizacije, (deseti deo dB), što je prikazano na Sl. 6.34 za 64QAM digitalno modulisane signale širine spektra 1 MHz i 10 MHz.

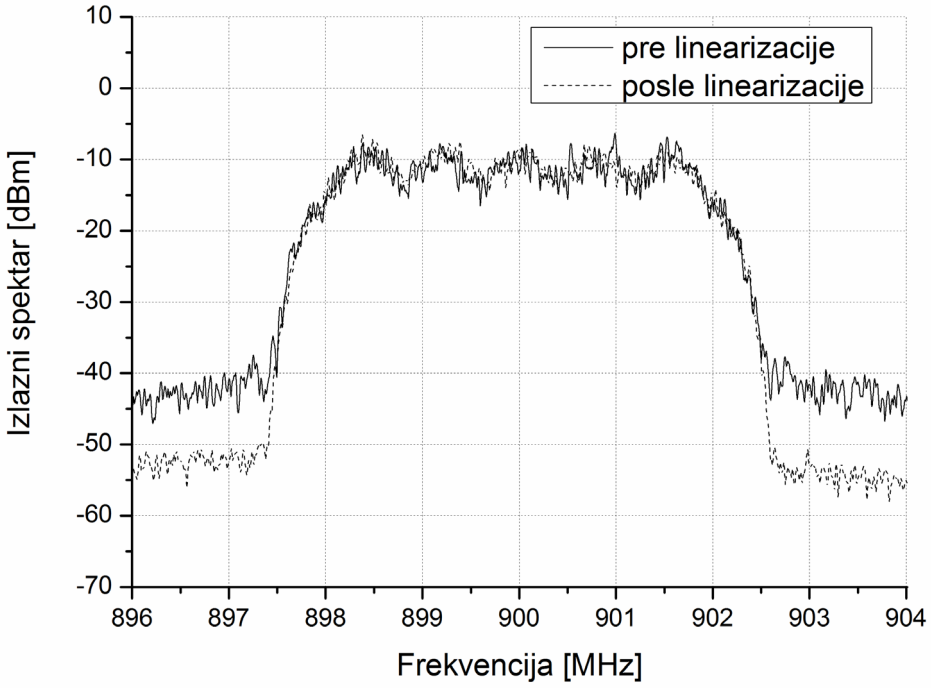


a)

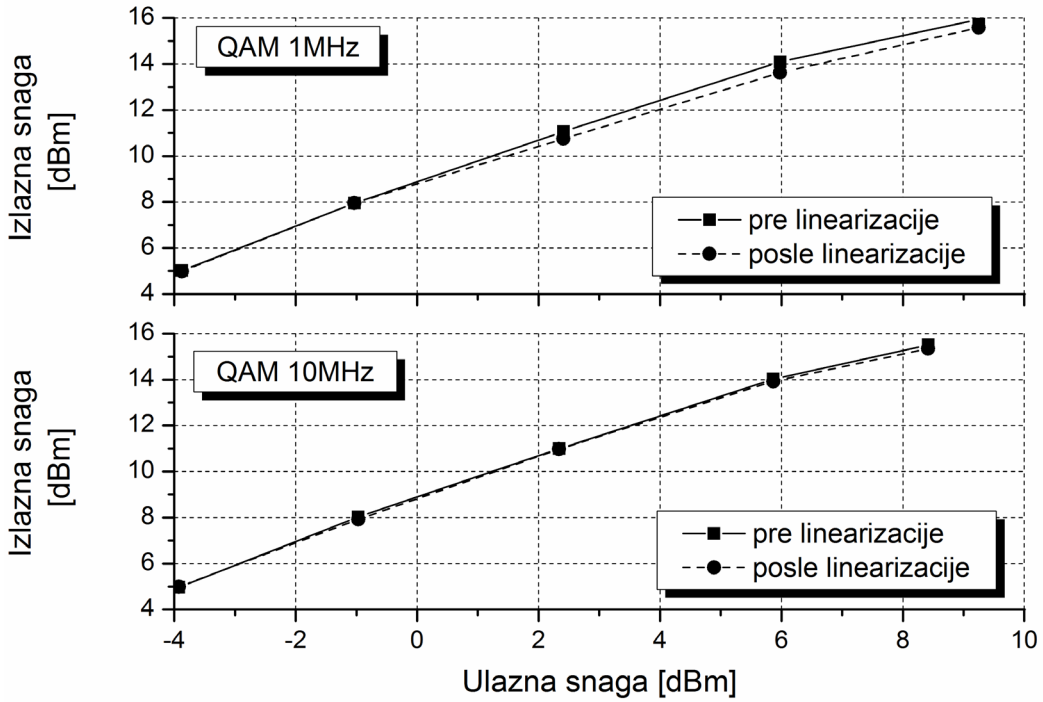


b)

Sl. 6.32 Konstelacioni dijagram za 64QAM digitalno modulisanog signal širine spektra 4 MHz: a) pre linearizacije; b) posle linearizacije



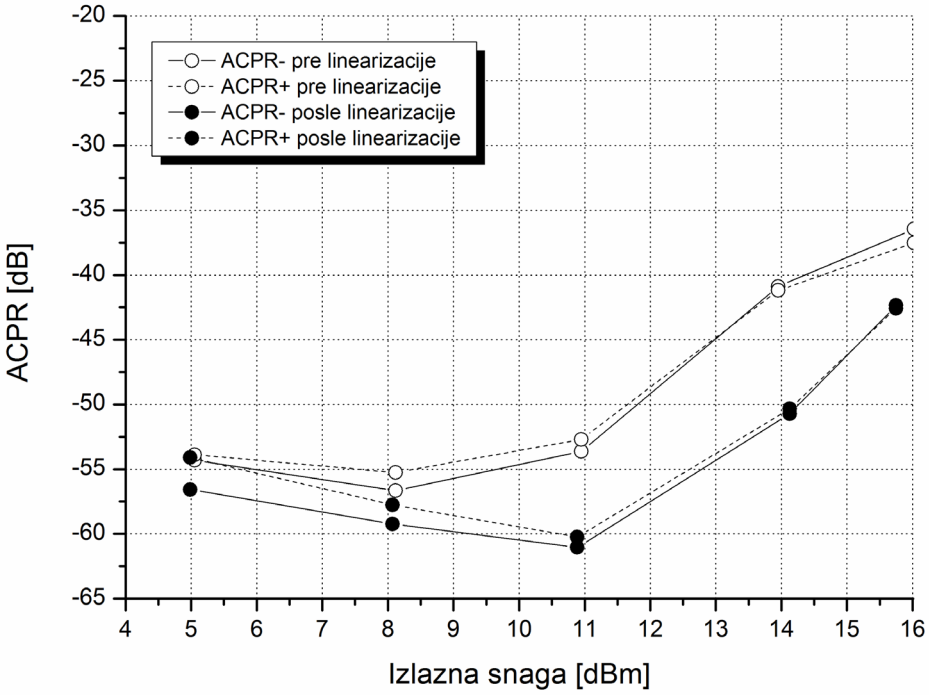
Sl. 6.33 Mereni spektar 64QAM digitalno modulisanog signala širine 4 MHz pre i posle linearizacije za izlaznu snagu 11 dBm



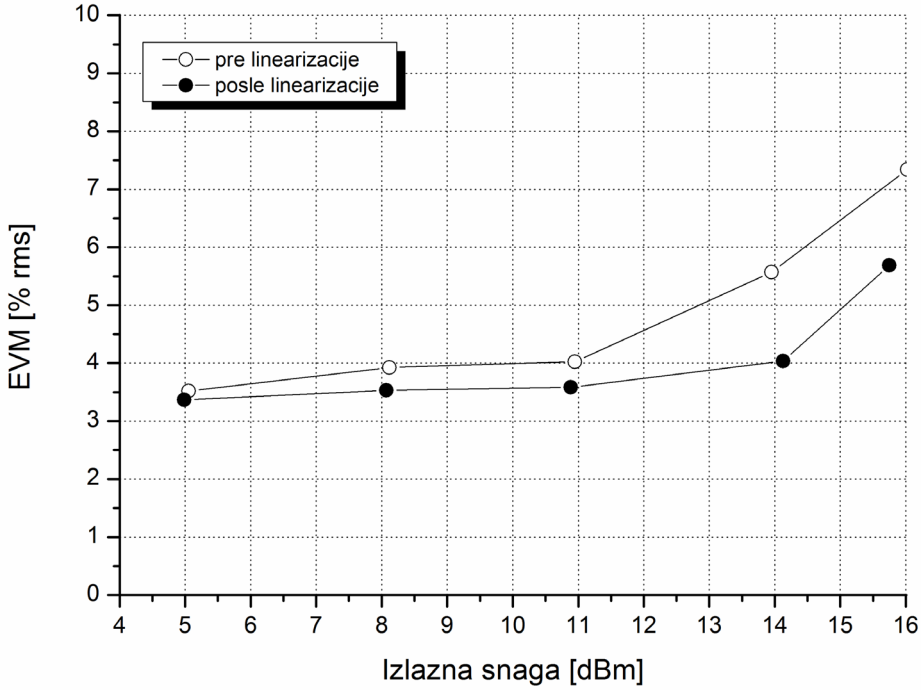
Sl. 6.34 Izlazna snaga 64QAM digitalno modulisanog signala pre i posle linearizacije za širinu spektra 1 MHz i 10 MHz

Asimetrični *two-way Doherty* pojačavač testiran je i za WCDMA digitalno modulisani signal centralne frekvencije 900 MHz i širine spektra 3.84 MHz u opsegu izlazne snage od 5 dBm do 16 dBm. Rezultati analize parametra ACPR, merenog u kanalu širine 200 kHz na *offset* frekvenciji ±4 MHz, dati su na Sl. 6.35. Uočava se poboljšanje ACPR-a za oko 10 dB

za snage signala na izlazu od 13 dBm i 14 dBm. Takođe, dobijeni su zadovoljavajući rezultati za veće snage sve do tačke zasićenja, gde je ACPR poboljšan nakon linearizacije za 8 dB.



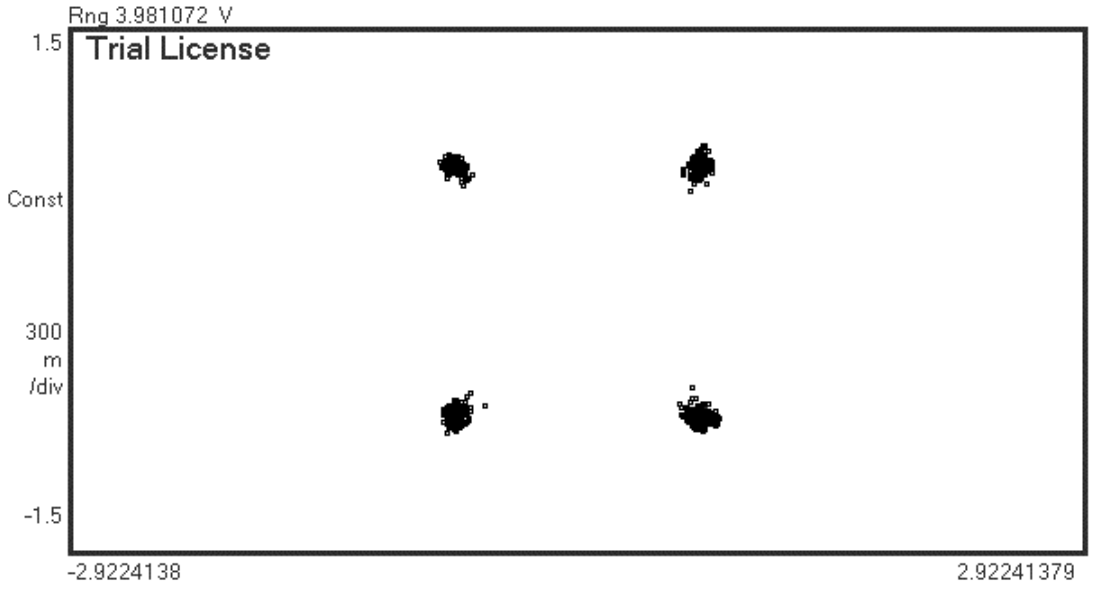
Sl. 6.35 ACPR u funkciji izlazne snage WCDMA digitalno modulisanog signala



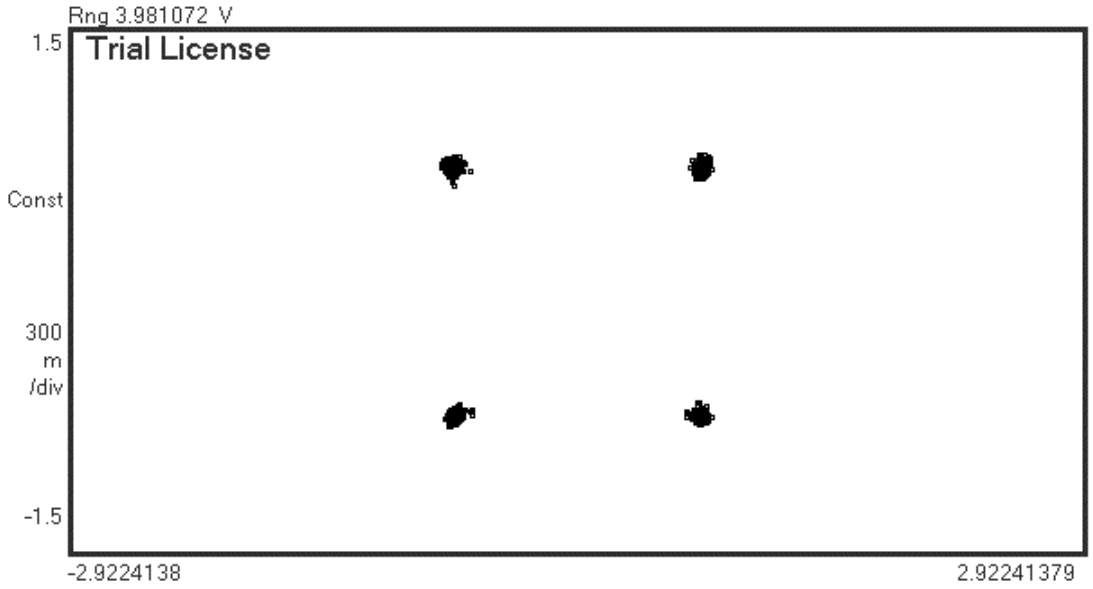
Sl. 6.36 EVM u funkciji izlazne snage WCDMA digitalno modulisanog signala

Na Sl. 6.36 prikazan je EVM parametar u funkciji izlazne snage signala za WCDMA digitalno modulisani signal. Može se uočiti poboljšanje EVM-a linearizovanog pojačavača u celokupnom opsegu snaga.

Na Sl. 6.37 prikazan je konstelacioni dijagram za WCDMA digitalno modulisani signal pre i posle linearizacije za 14 dBm izlazne snage. Može se zaključiti da se primenom linearizacione metode smanjuje rasipanje simbola u konstelacionom dijagramu.



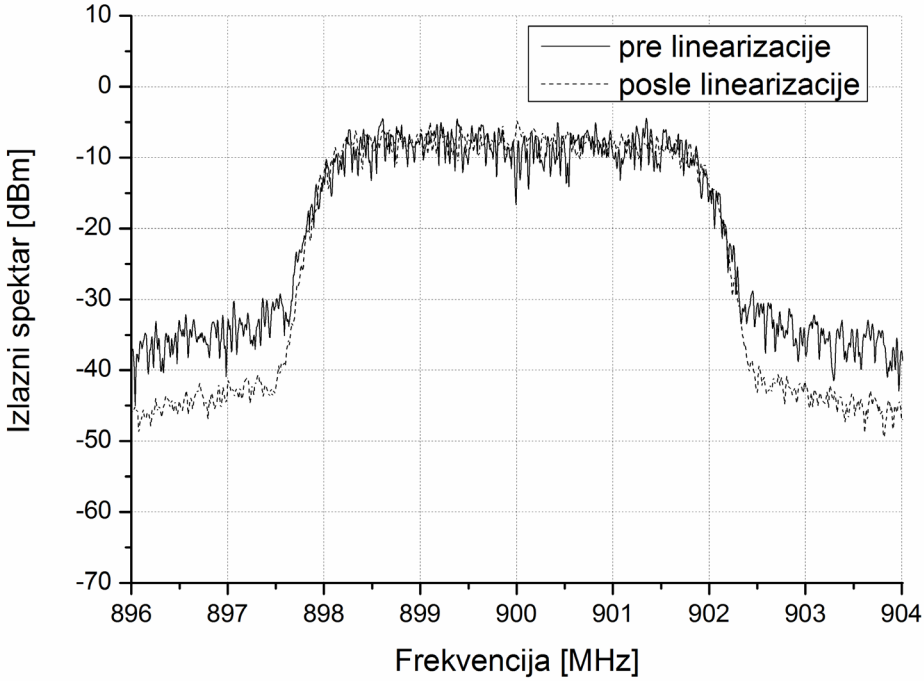
a)



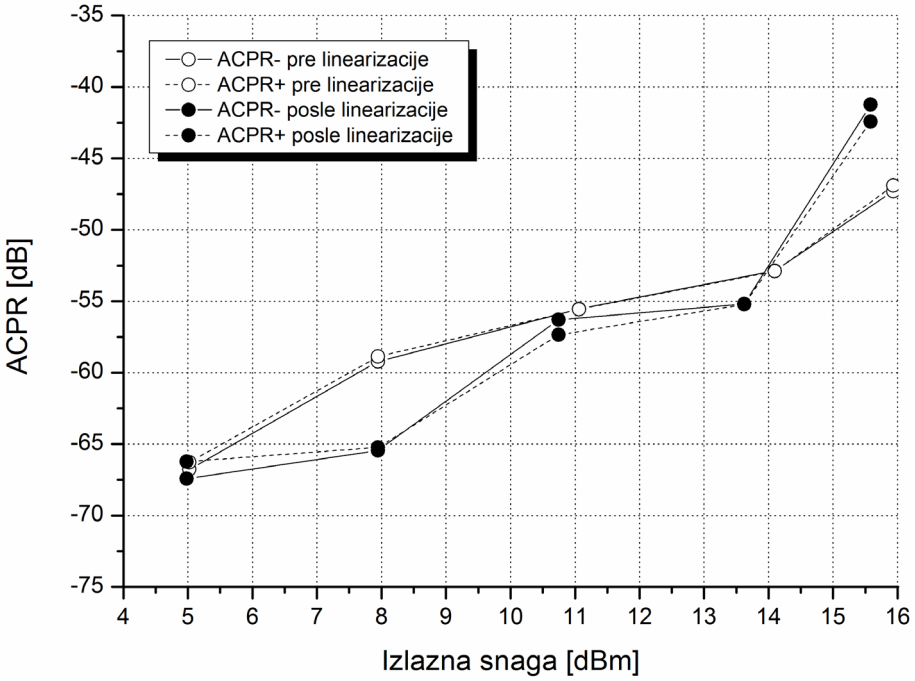
b)

Sl. 6.37 Konstelacioni dijagram za WCDMA digitalno modulisanog signal:
a) pre linearizacije; b) posle linearizacije

Sl. 6.38 predstavlja mereni spektar WCDMA digitalno modulisanog signala pre i posle linearizacije za izlaznu snagu od 14 dBm. Mereni rezultati pokazuju da je linearizacijom postignut za oko 10 dB bolji ACPR na ±4 MHz udaljenosti od noseće frekvencije.



Sl. 6.38 Mereni spektar WCDMA signala pre i posle linearizacije za izlaznu snagu 14 dBm



Sl. 6.39 ACPR na *offset* frekvenciji koja odgovara IM5 produktima u funkciji izlazne snage 64QAM digitalno modulisanog signala za 1 MHz širine spektra

Uticaj primenjene linearizacione metode na intermodulacione produkte petog reda je posmatran na slučaju 64QAM digitalno modulisanog signala širine spektra 1 MHz. Posmatran je ACPR u kanalu širine 200 kHz na *offset* frekvenciji ±1.5 MHz koja odgovara IM5 produktima. Rezultati eksperimenta su prikazani na Sl. 6.39. Sa slike se može zaključiti da je ACPR poboljšan za nekoliko dB za slučaj nižih nivoa snage, dok za slučaj viših nivoa

ACPR ostaje nepromenjen ili neznatno pogoršan. Treba naglasiti da ACPR na *offset* frekvenciji koja odgovara IM5 produktima ostaje posle linearizacije ispod nivoa ACPR posle linearizacije na *offset* frekvenciji koja odgovara IM3 produktima (Sl. 6.30.a).

Na kraju, treba naglasiti da se kao generator linearizacionih signala prilikom linearizacije *Doherty* pojačavač koristi *peaking* pojačavački stepen, pa ne postoji potreba za dodatnim nelinearnim izvorima, što značajno smanjuje potrošnju energije i pojednostavljuje topologiju kola za linearizaciju. Takođe, treba istaći i to da je uticaj linearizacije na izlaznu snagu osnovnog signala zanemarljiv.

7 Zaključak

U ovoj doktorskoj disertaciji prikazani su rezultati istraživanja u oblasti linearizacije RF i mikrotalasnih pojačavača snage.

Savremeni bežični komunikacioni sistemi se razvijaju u pravcu povećanja širine frekvencijskog opsega signala pri prenosu velikog broja nosioca, velikom brzinom. U savremenim bežičnim komunikacionim sistemima, (WCDMA, CDMA-2000, 3G, 3.5G, LTE, 4G, …) pri prenosu signala maksimalni nivo snage u odnosu na srednji nivo snage (PAR) je veoma visok pa je potrebno da pojačavači snage u baznim stanicama ispunjavaju uslov što veće linearnosti kako bi se signali sa velikim PAR pojačavali sa malom distorzijom. U cilju zadovoljenja linearnosti, pojačavači snage se napajaju u klasi A ili AB i rade u oblasti daleko niže snage u odnosu na maksimalni nivo. Sa druge strane, potrebno je da pojačavači snage u baznim stanicama imaju veliku efikasnost. Pošto pojačavači snage rade u oblasti ispod maksimalnog nivoa snage da bi se zadovoljila linearnost, efikasnost u toj oblasti je mala. Stoga se velika pažnja poklanja razvoju metoda za povećanje efikasnosti i linearnosti pojačavača snage.

U početnom delu disertacije dat je pregled RF i mikrotalasnih pojačavače snage, opisane su strukture kojima se postiže veća efikasnost i prikazane su neke od najčešće korišćenih tehnika za linearizaciju pojačavača snage. Potom je data teorijska razrada metode za linearizaciju mikrotalasnih pojačavača snage koja koristi druge harmonike osnovnog signala i nelinearnosti četvrtog reda koji se nalaze u opsegu frekvencija drugih harmonika u cilju smanjenja intermodulacionih produkata trećeg i petog reda. U poređenju sa postojećim linearizacionim metodama (*feedback*, *feedforward, predistorsion, digital predistortion,...*), linearizaciona metoda razmatrana u disertaciji jednostavnija je za implementaciju i daje dobre rezultate linearizacije uz prihvatljivo smanjenje efikasnosti pojačavača.

Glavni deo disertacije predstavlja verifikacija razmatrane linearizacione metode. Verifikacija je izvršena kroz proces simulacije i eksperimentalnim putem. U procesu simulacije razmatrani su višekanalni pojačavači snage (jednostepeni pojačavač i višestepeni kaskadni pojačavač) kao i veći broj *Doherty* pojačavačkih struktura, kako bi se pokazalo da razmatrana linearizaciona metoda daje dobre rezultate na različitim tipovima pojačavača. Prilikom linearizacije jednostepenog pojačavača bilo je neophodno koristiti dodatne generatore IM2 i IM4 signala potrebnih za linearizaciju, koji se posle obrade (podešavanje amplitude i faze) vode na ulaz i na izlaz pojačavača. Kod trostepenog kaskadnog pojačavača,

kao generatori signala za linearizaciju iskorišćeni su pojedini stepeni pojačavača (prvi i drugi), a potom je linearizacioni signal nakon podešavanja amplitude i faze vođen, u jednom slučaju na ulaz u treći pojačavač u kaskadi, a u drugom slučaju na njegov izlaz.

Doherty pojačavači su se nametnuli kao izuzetno pogodne konfiguracije za linearizaciju razmatranom linearizacionom metodom. Naime, *Doherty* pojačavači se sastoje od jednog *carrier* pojačavača i jednog ili većeg broja *peaking* pojačavača. Kako *peaking* pojačavači rade u nelinearnoj oblasti, oni su iskorišćeni kao generatori linearizacionih signala. Kod *two-way* pojačavača, *peaking* pojačavač je iskorišćen kao generator linearizacionih signala, koji su se skidali sa njegovog izlaza, prolazili kroz delitelj snage i potom se obrađivali kroz dve nezavisne linearizacione grane. Nakon obrade, ovi signali su vođeni na ulaz i/ili izlaz *carrier* pojačavača kako bi se izvršila linearizacija celog *Doherty* pojačavača. Kod trostepenih *Doherty* struktura, koje imaju dva *peaking* pojačavača, linearizacioni signali su skidani sa izlaza oba *peaking* pojačavača, obrađivani kroz dve nezavisne linearizacione grane i potom vođeni na ulaz i izlaz *carrier* pojačavača. Da bi se omogućilo odvođenje linearizacionih signala sa izlaza *peaking* pojačavača i njihovo vođenje na ulaz i izlaz *carrier* pojačavača, bilo je neophodno modifikovati dobro poznate *Doherty* pojačavačke strukture ubacivanjem odgovarajućih dipleksera u kolo pojačavača, što je uspešno urađeno i predstavljeno u disertaciji. U disertaciji su predstavljeni rezultati linearizacije za klasičan *two-way Doherty* pojačavač, kao i *za three-way* i *three-stage Doherty* pojačavače. *Thre-stage* pojačavači su projektovani sa tranzistorima iste i tranzistorima različite periferije. Dalje poboljšanje efikasnosti *three-stage Doherty* pojačavača urađeno je uvođenjem kola za kontrolu harmonika, a potom se pristupilo i proširenju frekvencijskog opsega tako projektovane *three-stage Doherty* konfiguracije što je ostvareno ubacivanjem odgovarajućih kondenzatora na ulaz i izlaz tranzistora u svim pojačavačkim stepenima *Doherty* konfiguracije. Na sve pomenute strukture je sa uspehom primenjena razmatrana linearizaciona metoda, kako za prostoperiodične signale tako i za različite tipove digitalno modulisanih signala. Dobijeni rezultati potiskivanja intermodulacionih produkata prikazani su u disertaciji. Nakon uspešne verifikacije razmatrane linearizacione metode u *Agilent ADS* softverskom paketu, pristupilo se eksperimentalnoj verifikaciji.

U cilju eksperimentalne verifikacije, projektovani su i realizovani jednostepeni pojačavač, *two-way Doherty* pojačavač i asimetričan *two-way Doherty* pojačavač, kao i dva tipa kola za obradu linearizacionih signala. Jednostepeni i *two-way Doherty* pojačavač su testirani i linearizovani za slučaj dva prostoperiodična signala bliskih frekvencija na ulazu (*two-tone* test), dok je na asimetričnom *two-way Doherty* pojačavaču linearizacija izvršena i

za veći broj različitih digitalno modulisanih signala (64QAM signali sa različitom širinom spektra od 1 MHz do 10 MHz, WCDMA signal). Dobijeni eksperimentalni rezultati potiskivanja intermodulacionih produkata trećeg i petog reda u slučaju linearizacije za *two-tone* test, kao i rezultati poboljšanja ACPR i EVM za digitalno modulisane signale prikazani su u disertaciji. Takođe, za neke tipove digitalno modulisanih signala prikazani su konstelacioni dijagram i spektar signala na izlazu pojačavača pre i posle primenjene linearizacione metode, kako bi se uočio efekat koji primena predložene linearizacione metode ima na karakteristike signala.

Na osnovu prikazanih rezultata, može se zaključiti da se razmatrane linearizaciona metoda može primeniti u velikom opsegu snage osnovnih signala sve do blizu 1-dB tačke kompresije pojačavača. Takođe, linearizaciona metoda daje dobre rezultate potiskivanja IM3 produkata, dok su IM5 produkti u nekim slučajevima bitno poboljšani a u nekim se ne menjaju. Ovo je u skladu sa teorijskim razmatranjima vezanim za predloženu linearizacionu metodu koji su dati u disertaciji. Naime, linearizacioni IM2 i IM4 signali mogu smanjiti obe vrste intermodulacionih produkata (IM3 i IM5), što zavisi od odnosa amplituda i faza linearizacionih signala. Kada ove relacije nisu ispunjene, moguće je značajno smanjiti samo jednu vrstu intermodulacionih produkata. Ovaj problem je izraženiji ukoliko linearizacioni signali potiču iz jednog izvora, što je uglavnom bio slučaj prilikom eksperimentalne verifikacije razmatrane linearizacione metode. Može se primetiti da linearizaciona metoda ima jako mali uticaj na signal na osnovnoj frekvenciji, što je posledica toga da kola za obradu linearizacionog signala kao i sam linearizacioni signal imaju približno dva puta veću frekvenciju od frekvencije osnovnog signal, pa je tako u dobroj meri izbegnut međusobni uticaj osnovnog korisnog signala i signala za linearizaciju. Jako je bitno istaći da se prilikom linearizacije *Doherty* pojačavača kao generator nelinearnih signala koriste *peaking* pojačavački stepeni, pa ne postoji potreba za dodatnim nelinearnim izvorima, što značajno smanjuje potrošnju energije i pojednostavljuje topologiju kola za linearizaciju.

Veći broj rezultat predstavljenih u disertaciji već je predstavljen domaćoj i međunarodnoj stručnoj javnosti kroz radove publikovane u časopisima [154, 155, 174] i predstavljene na konferencijama [156, 157, 175-180].

Treba naglasiti da su istraživanja na polju linearizacije RF i mikrotalasnih pojačavač snage trenutno jako aktuelna u svetu i da pred istraživače stalno postavljaju nove izazove vezane za poboljšanje linearnosti i efikasnosti pojačavača kako bi se obezbedio jeftiniji i pouzdaniji rad savremenih bežičnih komunikacionih sistema. Stalne inovacije i poboljšanja na polju bežičnih komunikacionih sistema kao i uvođenje sistema novih generacija koji rade

na sve višim frekvencijskim i sa sve širim propusnim opsezima dodatno naglašavaju potrebu za razvojem novih i poboljšanjem već postojećih linearizacionih metoda, tako da slobodno možemo reći da će istraživanja na polju linearizacije još dugo biti aktuelna i u centru pažnje mnogih istraživačkih timova širom sveta.

Rezultati predstavljeni u disertaciji pružaju dobru osnovu za nastavak započetih istraživanja vezanih za primenu razmatrane linearizacione metode na RF i mikrotalasne pojačavače snage. Uvek ostaje otvoreno pitanje do kojih frekvencija se može razmatrana linearizaciona metoda koristiti, tako da jedan od mogućih pravaca daljeg rada može biti i eksperimentalna verifikacija linearizacione metode na višim frekvencijama. Modifikacija i unapređenje razvijenog linearizacionog pristupa za uspešne primene na višim frekvencijama se nameće kao još jedna smernica za dalja istraživanja. Nastavak rada na ovoj problematici se može bazirati i na verifikaciji i/ili daljem razvoju linearizacione metode za primene na širokopojasnim pojačavačima snage, gde su već predstavljeni određeni rezultati dobijeni u postupku simulacije [178]. Jako interesantan pristup može biti implementacija linearizacione metode koja koristi IM2 i IM4 signale na signal u osnovnom opsegu [181]. Eksperimentalna istraživanja u ovoj oblasti zahtevaće i određena dodatna znanja iz oblasti digitalnog procesiranje signala i implementacije odgovarajućih algoritama na hardverske platforme specijalizovane za digitalnu obradu signala kao što su DSP procesori, FPGA i slično.

Na osnovu prikazanih rezultata istraživanja i izvedenih zaključaka, kao glavni doprinosi disertacije mogu se izdvojiti:

- teorijski razvoj linearizacione metode koja koristi IM2 i IM4 signale u cilju poboljšanja IM3 i IM5 produkata, koja se uspešno može primeniti u velikom opsegu snage osnovnih signala sve do blizu 1-dB tačke kompresije mikrotalasnih pojačavača snage;
- uvođenje obrade linearizacionog signala na frekvencijama duplo većim od frekvencije osnovnog signala, čime se minimizira uticaj linearizacionog signala na osnovni signal;
- primena i verifikacija razmatrane linearizacione metode na veliki broj različitih tipova pojačavača snage, pre svega na različite tipove *Doherty* pojačavačkih konfiguracija;
- modifikacija *Doherty* pojačavačkih struktura kojim se obezbeđuje da se *peaking* pojačavači koriste kao generatori linearizacionog signala;

- eksperimentalna primena razvijene linearizacione metode, koja je na osnovu autorovih najboljih saznanja, po prvi put primenjena za linearizaciju realizovanih *two-way Doherty* pojačavača za različite oblike digitalno modulisanih signala.

Utemeljena na razrađenim teorijskim principima, razvijena linearizaciona metoda je uspešno potvrđena kroz eksperimentalni rad u laboratoriji izradom pojačavača i kola za linearizaciju i izvršenim merenjima kojima su verifikovani efekti smanjenja intermodulacionih produkata trećeg i petog reda u širokom opsegu snaga korisnog signala do oblasti zasićenja.

8 Literatura

[1] S. Semenov, and E. Krouk, *Modulation and Coding Techniques in Wireless Communications*: Wiley, 2011.

[2] F. Xiong, *Digital modulation techniques*: Artech House, 2006.

[3] J. L. B. Walker, *Handbook of RF and Microwave Power Amplifiers*: Cambridge University Press, 2011.

[4] A. Grebennikov, N. O. Sokal, and M. J. Franco, *Switchmode RF and Microwave Power Amplifiers*: Academic Press, 2012.

[5] F. L. Luo, *Digital Front-End in Wireless Communications and Broadcasting: Circuits and Signal Processing*: Cambridge University Press, 2011.

[6] I. Bahl, *Fundamentals of RF and Microwave Transistor Amplifiers*: Wiley, 2009.

[7] P. Colantonio, F. Giannini, and E. Limiti, *High Efficiency RF and Microwave Solid State Power Amplifiers*: Wiley, 2009.

[8] M. K. Kazimierczuk, *RF Power Amplifiers*: Wiley, 2008.

[9] S. C. Cripps, *RF Power Amplifiers for Wireless Communications, Second Edition*, Norwood, MA, USA: Artech House, Inc., 2006.

[10] P. Reynaert, and M. Steyaert, *RF Power Amplifiers for Mobile Communications*: Springer, 2006.

[11] X. Zhang, L. E. Larson, and P. Asbeck, *Design of Linear RF Outphasing Power Amplifiers*: Artech House, 2003.

[12] "Agilent Advanced Design System (ADS)," http://www.home.agilent.com/en/pc-1297113/advanced-design-system-ads?&cc=RS&lc=eng.

[13] P. B. Kenington, *High Linearity RF Amplifier Design*: Artech House, Inc., 2000.

[14] F. H. Raab, P. Asbeck, S. Cripps, P. B. Kenington, Z. B. Popovic, N. Pothecary, J. F. Sevic, and N. O. Sokal, "Power amplifiers and transmitters for RF and microwave," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on,* vol. 50, no. 3, pp. 814-826, 2002.

[15] F. H. Raab, P. Asbeck, S. Cripps, P. B. Kenington, Z. B. Popovic, N. Pothecary, J. F. Sevic, and N. O. Sokal, "RF and microwave power amplifier and transmitter technologies-part1," *High Frequency Electronics*, pp. 22-36, 2003.

[16] M. Albulet, *RF Power Amplifiers*, Atlanta, GA: SciTech Publishing, 2001.

[17] B. Sahu, and G. A. Rincon-Mora, "A high-efficiency linear RF power amplifier with a power-tracking dynamically adaptive buck-boost supply," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on,* vol. 52, no. 1, pp. 112-120, 2004.

[18] J. K. Cavers, "Amplifier linearization using a digital predistorter with fast adaptation and low memory requirements," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on,* vol. 39, no. 4, pp. 374-382, 1990.

[19] F. M. Ghannouchi, and M. S. Hashmi, *Load-Pull Techniques with Applications to Power Amplifier Design*: Springer, 2012.

[20] K. Alvarino, H. Bui, S. Coryell, S. Egolf, H. Jiang, C. Lazinbat, E. T. Spears, D. Spooner, and D. A. Teeter, "Next-generation CDMA2000 1X power amplifier modules," *Applied Microwave & Wireless,* vol. 14, pp. 74-84, 2002.

[21] H. Krauss, C. Bostian, and F. Raab, *Solid state radio engineering*, New York: Wiley, 1980.

[22] A. Grebennikov, *RF and microwave power amplifier design*, New York: McGraw-Hill, 2005.

[23] N. O. Sokal, and A. D. Sokal, "Class E-A new class of high-efficiency tuned single-ended switching power amplifiers," *Solid-State Circuits, IEEE Journal of,* vol. 10, no. 3, pp. 168-176, 1975.

[24] F. H. Raab, "Idealized operation of the class E tuned power amplifier," *Circuits and Systems, IEEE Transactions on,* vol. 24, no. 12, pp. 725-735, 1977.

[25] T. B. Mader, and Z. B. Popovic, "The transmission-line high-efficiency class-E amplifier," *Microwave and Guided Wave Letters, IEEE,* vol. 5, no. 9, pp. 290-292, 1995.

[26] T. Sowlati, C. AndrÃ© T.Salama, J. Sitch, G. Rabjohn, and D. Smith, "Low voltage, high efficiency GaAs Class E power amplifiers for wireless transmitters," *Solid-State Circuits, IEEE Journal of,* vol. 30, no. 10, pp. 1074-1080, 1995.

[27] J. F. Davis, and D. B. Rutledge, "A low-cost class-E power amplifier with sine-wave drive," in Microwave Symposium Digest, 1998 IEEE MTT-S International, 1998, pp. 1113-1116 vol.2.

[28] N. O. Sokal, "Class E high-efficiency power amplifiers, from HF to microwave," in Microwave Symposium Digest, 1998 IEEE MTT-S International, 1998, pp. 1109-1112 vol.2.

[29] F. J. Ortega-Gonzalez, J. L. Jimenez-Martin, L. Asensio, x, A. pez, and G. Torregrosa-Penalva, "High-efficiency load-pull harmonic controlled Class-E power amplifier," *Microwave and Guided Wave Letters, IEEE,* vol. 8, no. 10, pp. 348-350, 1998.

[30] T. B. Mader, E. W. Bryerton, M. Markovic, M. Forman, and Z. Popovic, "Switched-mode high-efficiency microwave power amplifiers in a free-space power-combiner array," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on,* vol. 46, no. 10, pp. 1391-1398, 1998.

[31] M. Marković, A. Kain, and Z. Popović, "Nonlinear modeling of class-E microwave power amplifiers," *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering,* vol. 9, no. 2, pp. 93-103, 1999.

[32] V. S. Rao Gudimetla, and A. Z. Kain, "Design and validation of the load networks for broadband class E amplifiers using nonlinear device models," in Microwave Symposium Digest, 1999 IEEE MTT-S International, 1999, pp. 823-826 vol.2.

[33] A. Mediano, and P. Molina, "Frequency limitation of a high-efficiency class E tuned RF power amplifier due to a shunt capacitance," in Microwave Symposium Digest, 1999 IEEE MTT-S International, 1999, pp. 363-366 vol.1.

[34] D. K. Choi, and S. I. Long, "A physically based analytic model of FET Class-E power amplifiers-designing for maximum PAE," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on,* vol. 47, no. 9, pp. 1712-1720, 1999.

[35] W. H. Cantrell, "Tuning analysis for the high-Q class-E power amplifier," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on,* vol. 48, no. 12, pp. 2397-2402, 2000.

[36] Y. Changsik, and H. Qiuting, "A common-gate switched 0.9 W class-E power amplifier with 41% PAE in 0.25um CMOS," *Solid-State Circuits, IEEE Journal of,* vol. 36, no. 5, pp. 823-830, 2001.

[37] A. Grebennikov, "Switched-mode RF and microwave parallel-circuit Class E power amplifiers," *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering,* vol. 14, no. 1, pp. 21-35, 2004.

[38] D. P. Kimber, and P. Gardner, "Power series analysis of the class E power amplifier," in Microwave Conference, 2004. 34th European, 2004, pp. 1461-1464.

[39] Y. Qin, S. Gao, A. Sambell, and E. Korolkiewicz, "Design of low-cost broadband class-E power amplifier using low-voltage supply," *Microwave and Optical Technology Letters,* vol. 44, no. 2, pp. 103-106, 2005.

[40] I. J. Bahl, E. L. Griffin, A. E. Geissberger, C. Andricos, and T. F. Brukiewa, "Class-B power MMIC amplifiers with 70 percent power-added efficiency," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on,* vol. 37, no. 9, pp. 1315-1320, 1989.

[41] C. Duvanaud, S. Dietsche, G. Pataut, and J. Obregon, "High-efficient class F GaAs FET amplifiers operating with very low bias voltages for use in mobile telephones at 1.75 GHz," *Microwave and Guided Wave Letters, IEEE,* vol. 3, no. 8, pp. 268-270, 1993.

[42] F. H. Raab, "An Introduction to Class-F Power Amplifiers," *RF DESIGN,* vol. 19, no. 5, pp. 79-84, 1996.

[43] P. Colantonio, F. Giannini, G. Leuzzi, and E. Limiti, "On the class-F power amplifier design," *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering,* vol. 9, no. 2, pp. 129-149, 1999.

[44] C. Trask, "Class-F amplifier loading networks: a unified design approach," in Microwave Symposium Digest, 1999 IEEE MTT-S International, 1999, pp. 351-354 vol.1.

[45] A. V. Grebennikov, "Circuit design technique for high efficiency Class F amplifiers," in Microwave Symposium Digest. 2000 IEEE MTT-S International, 2000, pp. 771-774 vol.2.

[46] P. Colantonio, F. Giannini, G. Leuzzi, and E. Limiti, "Class G approach for low-voltage, high-efficiency PA design," *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering,* vol. 10, no. 6, pp. 366-378, 2000.

[47] F. H. Raab, "Maximum efficiency and output of class-F power amplifiers," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on,* vol. 49, no. 6, pp. 1162-1166, 2001.

[48] F. H. Raab, "Class-E, Class-C, and Class-F power amplifiers based upon a finite number of harmonics," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on,* vol. 49, no. 8, pp. 1462-1468, 2001.

[49] K. Joon Hyung, J. Gweon Do, O. Jung Hoon, K. Young-Hoon, L. Kwang Chun, and J. Jae-Ho, "Modeling and Design Methodology of High-Efficiency Class-F and Class-F-1 Power Amplifiers," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on,* vol. 59, no. 1, pp. 153-165, 2011.

[50] P. Colantonio, F. Giannini, R. Giofre, and L. Piazzon, "Theory and Experimental Results of a Class F AB-C Doherty Power Amplifier," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on,* vol. 57, no. 8, pp. 1936-1947, 2009.

[51] V. Carrubba, A. L. Clarke, M. Akmal, J. Lees, J. Benedikt, P. J. Tasker, and S. C. Cripps, "On the Extension of the Continuous Class-F Mode Power Amplifier," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on,* vol. 59, no. 5, pp. 1294-1303, 2011.

[52] V. J. Tyler, "A New High-efficiency High-power Amplifier," *Marconi Rev.,* vol. 21, pp. 96-109, 1958.

[53] F. H. Raab, "Class-F power amplifiers with maximally flat waveforms," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on,* vol. 45, no. 11, pp. 2007-2012, 1997.

[54] S. C. Cripps, P. J. Tasker, A. L. Clarke, J. Lees, and J. Benedikt, "On the Continuity of High Efficiency Modes in Linear RF Power Amplifiers," *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE,* vol. 19, no. 10, pp. 665-667, 2009.

[55] J. D. Rhodes, "Output universality in maximum efficiency linear power amplifiers," *International Journal of Circuit Theory and Applications,* vol. 31, no. 4, pp. 385-405, 2003.

[56] M. Junghwan, J. Seunghoon, K. Jungjoon, K. Jangheon, and B. Kim, "Behaviors of Class-F and Class-F-1 Amplifiers," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on,* vol. 60, no. 6, pp. 1937-1951, 2012.

[57] P. Colantonio, F. Giannini, G. Leuzzi, and E. Limiti, "High efficiency low-voltage power amplifier design by second-harmonic manipulation," *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering,* vol. 10, no. 1, pp. 19-32, 2000.

[58] S. A. El-Hamamsy, "Design of high-efficiency RF Class-D power amplifier," *Power Electronics, IEEE Transactions on,* vol. 9, no. 3, pp. 297-308, 1994.

[59] E. Serebryakova, K. Blau, and M. A. Hein, "Singly and doubly terminated balanced input comb-line filters for current-mode class-S power amplifiers," in Telecommunication in Modern Satellite Cable and Broadcasting Services (TELSIKS), 2011 10th International Conference on, 2011, pp. 230-233.

[60] E. Serebryakova, K. Blau, and M. A. Hein, "Singly terminated reconstruction filters for current-mode class-S power amplifiers," in Microwave Symposium Digest (MTT), 2011 IEEE MTT-S International, 2011, pp. 1-4.

[61] H. Chireix, "High Power Outphasing Modulation," *Radio Engineers, Proceedings of the Institute of,* vol. 23, no. 11, pp. 1370-1392, 1935.

[62] A. Huttunen, and R. Kaunisto, "A 20-W Chireix Outphasing Transmitter for WCDMA Base Stations," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on,* vol. 55, no. 12, pp. 2709-2718, 2007.

[63] L. R. Kahn, "Single-Sideband Transmission by Envelope Elimination and Restoration," *Proceedings of the IRE,* vol. 40, no. 7, pp. 803-806, 1952.

[64] W. Narisi, P. Xinli, V. Yousefzadeh, D. Maksimovic, S. Pajic, and Z. Popovic, "Linearity of X-band class-E power amplifiers in EER operation," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on,* vol. 53, no. 3, pp. 1096-1102, 2005.

[65] W. Feipeng, A. H. Yang, D. F. Kimball, L. E. Larson, and P. M. Asbeck, "Design of wide-bandwidth envelope-tracking power amplifiers for OFDM applications," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on,* vol. 53, no. 4, pp. 1244-1255, 2005.

[66] G. Hanington, C. Pin-Fan, P. M. Asbeck, and L. E. Larson, "High-efficiency power amplifier using dynamic power-supply voltage for CDMA applications," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on,* vol. 47, no. 8, pp. 1471-1476, 1999.

[67] W. H. Doherty, "A New High Efficiency Power Amplifier for Modulated Waves," *Radio Engineers, Proceedings of the Institute of,* vol. 24, no. 9, pp. 1163-1182, 1936.

[68] N. Srirattana, A. Raghavan, D. Heo, P. E. Allen, and J. Laskar, "Analysis and design of a high-efficiency multistage Doherty power amplifier for wireless communications," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on,* vol. 53, no. 3, pp. 852-860, 2005.

[69] C. Kyoung-Joon, H. In-Hong, K. Wan-Jong, K. Jong-Heon, and S. P. Stapleton, "Linearity optimization of a high power Doherty amplifier," in Microwave Symposium Digest, 2005 IEEE MTT-S International, 2005, pp. 4 pp.

[70] Z. Yu, A. Metzger, P. J. Zampardi, M. Iwamoto, and P. M. Asbeck, "Linearity Improvement of HBT-based Doherty Power Amplifiers Based on a Simple Analytical Model," in Microwave Symposium Digest, 2006. IEEE MTT-S International, 2006, pp. 877-880.

[71] I. Takenaka, K. Ishikura, H. Takahashi, K. Hasegawa, T. Ueda, T. Kurihara, K. Asano, and N. Iwata, "A Distortion-Cancelled Doherty High-Power Amplifier Using 28-V GaAs Heterojunction FETs for W-CDMA Base Stations," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on,* vol. 54, no. 12, pp. 4513-4521, 2006.

[72] N. Wongkomet, L. Tee, and P. R. Gray, “A +31.5 dBm CMOS RF Doherty Power Amplifier for Wireless Communications,” *Solid-State Circuits, IEEE Journal of,* vol. 41, no. 12, pp. 2852-2859, 2006.

[73] K. Jangheon, B. Kim, and W. Young Yun, “Advanced Design of Linear Doherty Amplifier for High Efficiency using Saturation Amplifier,” in Microwave Symposium, 2007. IEEE/MTT-S International, 2007, pp. 1573-1576.

[74] C. T. Burns, A. Chang, and D. W. Runton, “A 900 MHz, 500 W Doherty Power Amplifier Using Optimized Output Matched Si LDMOS Power Transistors,” in Microwave Symposium, 2007. IEEE/MTT-S International, 2007, pp. 1577-1580.

[75] C. Kyoung-Joon, K. Wan-Jong, K. Ji-Yeon, J.-H. Kim, and S. P. Stapleton, “N-Way Distributed Doherty Amplifier with an Extended Efficiency Range,” in Microwave Symposium, 2007. IEEE/MTT-S International, 2007, pp. 1581-1584.

[76] K. Jangheon, M. Junghwan, W. Young Yun, H. Sungchul, K. Ildu, K. Jungjoon, and B. Kim, “Analysis of a Fully Matched Saturated Doherty Amplifier With Excellent Efficiency,” *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on,* vol. 56, no. 2, pp. 328-338, 2008.

[77] Y.-S. Lee, M.-W. Lee, and Y.-H. Jeong, “Highly efficient class-F GaN HEMT Doherty amplifier for WCDMA applications,” *Microwave and Optical Technology Letters,* vol. 50, no. 9, pp. 2328-2331, 2008.

[78] M. Nick, and A. Mortazawi, “Adaptive Input-Power Distribution in Doherty Power Amplifiers for Linearity and Efficiency Enhancement,” *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on,* vol. 58, no. 11, pp. 2764-2771, 2010.

[79] K. Jangheon, B. Fehri, S. Boumaiza, and J. Wood, “Power Efficiency and Linearity Enhancement Using Optimized Asymmetrical Doherty Power Amplifiers,” *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on,* vol. 59, no. 2, pp. 425-434, 2011.

[80] M. Iwamoto, A. Williams, C. Pin-Fan, A. G. Metzger, L. E. Larson, and P. M. Asbeck, “An extended Doherty amplifier with high efficiency over a wide power range,” *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on,* vol. 49, no. 12, pp. 2472-2479, 2001.

[81] L. Ju-Young, K. Ji-Yeon, J.-H. Kim, C. Kyoung-Joon, and S. P. Stapleton, “A High Power Asymmetric Doherty Amplifier with Improved Linear Dynamic Range,” in Microwave Symposium Digest, 2006. IEEE MTT-S International, 2006, pp. 1348-1351.

[82] B. Kim, K. Jangheon, K. Ildu, and C. Jeonghyeon, “The Doherty power amplifier,” *Microwave Magazine, IEEE,* vol. 7, no. 5, pp. 42-50, 2006.

[83] B. Kim, K. Jangheon, K. Ildu, C. Jeonghyeon, and H. Sungchul, “Microwave Doherty Power Amplifier for High Efficiency and Linearity,” in Integrated Nonlinear Microwave and Millimeter-Wave Circuits, 2006 International Workshop on, 2006, pp. 22-25.

[84] Y. Youngoo, C. Jeonghyeon, S. Bumjae, and B. Kim, “A fully matched N-way Doherty amplifier with optimized linearity,” *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on,* vol. 51, no. 3, pp. 986-993, 2003.

[85] F. H. Raab, “Efficiency of Doherty RF Power-Amplifier Systems,” *Broadcasting, IEEE Transactions on,* vol. BC-33, no. 3, pp. 77-83, 1987.

[86] W. C. E. Neo, J. Qureshi, M. J. Pelk, J. R. Gajadharsing, and L. C. N. De Vreede, “A Mixed-Signal Approach Towards Linear and Efficient N-Way Doherty Amplifiers,” *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on,* vol. 55, no. 5, pp. 866-879, 2007.

[87] M. Jeruchim, P. Balaban, and K. Shanmugan, *Simulation of communication systems : modeling, methodology, and techniques*, New York: Kluwer Academic/Plenum Publishers, 2000.

[88] J. Vuolevi, and T. Rahkonen, *Distortion in RF power amplifiers*, Boston: Artech House, 2003.

[89] G. Yuanbin, and J. R. Cavallaro, "A novel adaptive pre-distorter using LS estimation of SSPA non-linearity in mobile OFDM systems," in Circuits and Systems, 2002. ISCAS 2002. IEEE International Symposium on, 2002, pp. III-453-III-456 vol.3.

[90] A. E. Nordsjo, "An algorithm for adaptive predistortion of certain time-varying nonlinear high-power amplifiers," in RADAR 2002, 2002, pp. 469-473.

[91] J. Voros, "Modeling and identification of Wiener systems with two-segment nonlinearities," *Control Systems Technology, IEEE Transactions on,* vol. 11, no. 2, pp. 253-257, 2003.

[92] A. Saleh, "Frequency-Independent and Frequency-Dependent Nonlinear Models of TWT Amplifiers," *Communications, IEEE Transactions on,* vol. 29, no. 11, pp. 1715-1720, 1981.

[93] E. Costa, M. Midrio, and S. Pupolin, "Impact of amplifier nonlinearities on OFDM transmission system performance," *Communications Letters, IEEE,* vol. 3, no. 2, pp. 37-39, 1999.

[94] A. Ghorbani, and M. Sheikhan, "The effect of solid state power amplifiers (SSPAs) nonlinearities on MPSK and M-QAM signal transmission," in Digital Processing of Signals in Communications, 1991., Sixth International Conference on, 1991, pp. 193-197.

[95] C. Rapp, "Effects of HPA-nonlinearity on a 4-DPSK/OFDM-signal for a digital sound broadcasting signal," in Second European Conference on Satellite Communications (ECSC-2), Liege, Belgium, 1991, pp. 179-184.

[96] J. Tellado, L. M. C. Hoo, and J. M. Cioffi, "Maximum-likelihood detection of nonlinearly distorted multicarrier symbols by iterative decoding," *Communications, IEEE Transactions on,* vol. 51, no. 2, pp. 218-228, 2003.

[97] G. P. White, A. G. Burr, and T. Javornik, "Modelling of nonlinear distortion in broadband fixed wireless access systems," *Electronics Letters,* vol. 39, no. 8, pp. 686-687, 2003.

[98] J. Mathews, and G. Sicuranza, *Polynomial signal processing*, New York: Wiley, 2000.

[99] G. Karam, and H. Sari, "Analysis of predistortion, equalization, and ISI cancellation techniques in digital radio systems with nonlinear transmit amplifiers," *Communications, IEEE Transactions on,* vol. 37, no. 12, pp. 1245-1253, 1989.

[100] S. Pupolin, A. Sarti, and H. Fu, "Performance analysis of digital radio links with nonlinear transmit amplifier and data predistorter with memory," in Communications, 1989. ICC '89, BOSTONICC/89. Conference record. 'World Prosperity Through Communications', IEEE International Conference on, 1989, pp. 292-296 vol.1.

[101] E. Changsoo, and E. J. Powers, "A new Volterra predistorter based on the indirect learning architecture," *Signal Processing, IEEE Transactions on,* vol. 45, no. 1, pp. 223-227, 1997.

[102] M. Tummla, M. T. Donovan, B. E. Watkins, and R. North, "Volterra series based modeling and compensation of nonlinearities in high power amplifiers," in Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1997. ICASSP-97., 1997 IEEE International Conference on, 1997, pp. 2417-2420 vol.3.

[103] T. Wang, and T. J. Brazil, "The estimation of Volterra transfer functions with applications to RF power amplifier behavior evaluation for CDMA digital

communication," in Microwave Symposium Digest. 2000 IEEE MTT-S International, 2000, pp. 425-428 vol.1.

[104] C. Sekchin, and E. J. Powers, "A simplified predistorter for compensation of nonlinear distortion in OFDM systems," in Global Telecommunications Conference, 2001. GLOBECOM '01. IEEE, 2001, pp. 3080-3084 vol.5.

[105] A. Heiskanen, J. Aikio, and T. Rahkonen, "A 5th order Volterra study of a 30W LDMOS power amplifier," in Circuits and Systems, 2003. ISCAS '03. Proceedings of the 2003 International Symposium on, 2003, pp. IV-616-IV-619 vol.4.

[106] A. Zhu, M. Wren, and T. J. Brazil, "An efficient Volterra-based behavioral model for wideband RF power amplifiers," in Microwave Symposium Digest, 2003 IEEE MTT-S International, 2003, pp. 787-790 vol.2.

[107] O. Nelles, *Nonlinear system identification : from classical approaches to neural networks and fuzzy models*, Berlin; New York: Springer, 2001.

[108] E. W. Bai, "Frequency domain identification of Hammerstein models," *Automatic Control, IEEE Transactions on,* vol. 48, no. 4, pp. 530-542, 2003.

[109] K. Hyun-Woo, C. Yong-Soo, and Y. Dae-Hee, "An efficient adaptive predistorter for nonlinear high power amplifier in satellite communication," in Circuits and Systems, 1997. ISCAS '97., Proceedings of 1997 IEEE International Symposium on, 1997, pp. 2288-2291 vol.4.

[110] K. Hyun-Woo, C. Yong-Soo, and Y. Dae-Hee, "Adaptive precompensation of Wiener systems," *Signal Processing, IEEE Transactions on,* vol. 46, no. 10, pp. 2825-2829, 1998.

[111] K. Hyun-Woo, C. Yong-Soo, and Y. Dae-Hee, "On compensating nonlinear distortions of an OFDM system using an efficient adaptive predistorter," *Communications, IEEE Transactions on,* vol. 47, no. 4, pp. 522-526, 1999.

[112] L. Ding, R. Raich, and G. T. Zhou, "A Hammerstein predistortion linearization design based on the indirect learning architecture," in Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP), 2002 IEEE International Conference on, 2002, pp. III-2689-III-2692.

[113] A. Sano, and S. Lianming, "Identification of Hammerstein-Wiener system with application to compensation for nonlinear distortion," in SICE 2002. Proceedings of the 41st SICE Annual Conference, 2002, pp. 1521-1526 vol.3.

[114] D. C. Cox, "Linear Amplification with Nonlinear Components," *Communications, IEEE Transactions on,* vol. 22, no. 12, pp. 1942-1945, 1974.

[115] D. C. Cox, "Linear Amplification by Sampling Techniques: A New Application for Delta Coders," *Communications, IEEE Transactions on,* vol. 23, no. 8, pp. 793-798, 1975.

[116] S. A. Hetzel, A. Bateman, and J. P. McGeehan, "A LINC transmitter," in Vehicular Technology Conference, 1991. Gateway to the Future Technology in Motion., 41st IEEE, 1991, pp. 133-137.

[117] B. Stengel, and W. R. Eisenstadt, "LINC power amplifier combiner method efficiency optimization," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on,* vol. 49, no. 1, pp. 229-234, 2000.

[118] L. Sundström, "Digital RF Power Amplifier Linearisers - Analysis and Design," Ph.D, Department of Applied Electronics, Lund University, Lund, Sweden, 1995.

[119] L. Sundstrom, and M. Johansson, "Effect of modulation scheme on LINC transmitter power efficiency," *Electronics Letters,* vol. 30, no. 20, pp. 1643-1645, 1994.

[120] F. H. Raab, "Efficiency of Outphasing RF Power-Amplifier Systems," *Communications, IEEE Transactions on,* vol. 33, no. 10, pp. 1094-1099, 1985.

[121] F. Casadevall, and J. J. Olmos, “On the behavior of the LINC transmitter,” in Vehicular Technology Conference, 1990 IEEE 40th, 1990, pp. 29-34.
[122] S. Bo, and L. Sundstrom, “A 200-MHz IF BiCMOS signal component separator for linear LINC transmitters,” *Solid-State Circuits, IEEE Journal of,* vol. 35, no. 7, pp. 987-993, 2000.
[123] A. Bateman, “The combined analogue locked loop universal modulator (CALLUM),” in Vehicular Technology Conference, 1992, IEEE 42nd, 1992, pp. 759-763 vol.2.
[124] M. A. F. M. Briffa, “Gain and Phase Margins of Cartesian Feedback RF Amplifier Linearisation,” *JOURNAL OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERING AUSTRALIA,* vol. 14, no. 4, pp. 283, 1994.
[125] V. Petrovic, and W. Gosling, “Polar-loop transmitter,” *Electronics Letters,* vol. 15, no. 10, pp. 286-288, 1979.
[126] J. S. Cardinal, and F. M. Ghannouchi, “A new adaptive double envelope feedback (ADEF) linearizer for solid state power amplifiers,” *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on,* vol. 43, no. 7, pp. 1508-1515, 1995.
[127] H. Kosugi, T. Matsumoto, T. Uwano, and T. Enoki, “A high-efficiency linear power amplifier using an envelope feedback method,” *Electronics and Communications in Japan (Part II: Electronics),* vol. 77, no. 3, pp. 50-57, 1994.
[128] T. Sowlati, Y. M. Greshishchev, and C. A. T. Salama, “Phase-correcting feedback system for class E power amplifier,” *Solid-State Circuits, IEEE Journal of,* vol. 32, no. 4, pp. 544-549, 1997.
[129] E. E. Eid, and F. M. Ghannouchi, “Adaptive nulling loop control for 1.7-GHz feedforward linearization systems,” *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on,* vol. 45, no. 1, pp. 83-86, 1997.
[130] A. K. Talwar, “Reduction of noise and distortion in amplifiers using adaptive cancellation,” *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on,* vol. 42, no. 6, pp. 1086-1087, 1994.
[131] A. Lohtia, P. A. Goud, and C. G. Englefield, “Power amplifier linearization using cubic spline interpolation,” in Vehicular Technology Conference, 1993., 43rd IEEE, 1993, pp. 676-679.
[132] T. Nojima, and T. Konno, “Cuber predistortion linearizer for relay equipment in 800 MHz band land mobile telephone system,” *Vehicular Technology, IEEE Transactions on,* vol. 34, no. 4, pp. 169-177, 1985.
[133] S. P. Stapleton, and F. C. Costescu, “An adaptive predistorter for a power amplifier based on adjacent channel emissions [mobile communications],” *Vehicular Technology, IEEE Transactions on,* vol. 41, no. 1, pp. 49-56, 1992.
[134] B. Milovanovic, N. Males-Ilic, and D. Budimir, “A multicarrier amplifier design linearized trough second harmonics and second-order IM feedback,” in Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Service, 2001. TELSIKS 2001. 5th International Conference on, 2001, pp. 297-300 vol.1.
[135] N. Males-Ilic, B. Milovanovic, and D. Budimir, “Design of Low Intermodulation Amplifiers for Wireless Multichannel Applications,” in Microwave Conference, 2001. 31st European, 2001, pp. 1-4.
[136] N. Males-Ilic, B. Milovanovic, and D. Budimir, “Low intermodulation amplifiers for RF and microwave wireless systems,” in Microwave Conference, 2001. APMC 2001. 2001 Asia-Pacific, 2001, pp. 984-987 vol.3.
[137] N. Males-Ilic, B. Milovanovic, and D. Budimir, “Amplifiers with Improved IMD Performance for Multi-Channel Wireless Systems,” in Microwave Conference, 2002. 32nd European, 2002, pp. 1-4.

[138] N. Males-Ilic, B. Milovanovic, and D. Budimir, "Improvement in second harmonics linearization technique for multichannel amplifiers," *Microwave and Optical Technology Letters,* vol. 38, no. 2, pp. 150-153, 2003.
[139] N. Males-Ilic, B. Milovanovic, and D. Budimir, "Linearization technique for reducing third- and fifth-order intermodulation distortion products in multichannel amplifiers," in Microwave Conference, 2003. 33rd European, 2003, pp. 1235-1238 Vol.3.
[140] N. Maleš-Ilić, "Amplifiers with Improved Intermodulation Performances for Multichannel Applications," Ph.D, Department of Electronic Systems, University of Westminster, London, England, 2003.
[141] D. Budimir, N. Males-Ilic, B. Milovanovic, and M. Tomic, "Linearization of multichannel amplifiers with the injection of second harmonics into the amplifier and predistortion circuit," in Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Service, 2003. TELSIKS 2003. 6th International Conference on, 2003, pp. 214-217 vol.1.
[142] J. Randjelovic, N. Males-Ilic, and B. Milovanovic, "New linearization technique for third- and fifth-order intermodulation products in multichannel amplifiers," in ICEST 2005, 2005, pp. 97-100.
[143] N. Males-Ilic, and J. Randelovic, "The linearization of two multichannel amplifiers connected in cascade by using the second harmonics and fourth-order nonlinear signals," in Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Services, 2005. 7th International Conference on, 2005, pp. 389-392 vol. 2.
[144] N. Males-Ilic, and B. Milovanovic, "The linearization of multichannel amplifiers connected in cascade," in Mediterranean Microwave Symposium 2006, Genova, Italy, 2006, pp. CD.
[145] N. Males-Ilic, B. Milovanovic, and D. Budimir, "Effective linearization technique for amplifiers operating close to saturation," *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering,* vol. 17, no. 2, pp. 169-178, 2007.
[146] J. P. Aikio, and T. Rahkonen, "Detailed distortion analysis technique based on simulated large-signal voltage and current spectra," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on,* vol. 53, no. 10, pp. 3057-3066, 2005.
[147] W. R. Curtice, and M. Ettenberg, "A Nonlinear GaAs FET Model for Use in the Design of Output Circuits for Power Amplifiers," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on,* vol. 33, no. 12, pp. 1383-1394, 1985.
[148] M. Maeda, H. Masato, H. Takehara, M. Nakamura, S. Morimoto, H. Fujimoto, Y. Ota, and O. Ishikawa, "Source second-harmonic control for high efficiency power amplifiers," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on,* vol. 43, no. 12, pp. 2952-2957, 1995.
[149] "MRF281SR1," http://cache.freescale.com/files/rf_if/doc/data_sheet/MRF281.pdf?&Parent_nodeId=X966661080161&Parent_pageType=product.
[150] "Motorola's Electro Thermal (MET) LDMOS Model "; http://cache.freescale.com/files/abstract/ldmos_models/MET_LDMOS_MODEL_DOCUMENT_1001.pdf.
[151] "MRF282," http://cache.freescale.com/files/rf_if/doc/data_sheet/MRF282.pdf?&Parent_nodeId=&Parent_pageType=.
[152] S. Bumjae, C. Jeonghyeon, K. Jangheon, Y. Y. Woo, Y. Jaehyok, and B. Kim, "Linear power amplifier based on 3-way Doherty amplifier with predistorter," in Microwave Symposium Digest, 2004 IEEE MTT-S International, 2004, pp. 2027-2030 Vol.3.

[153] M. J. Pelk, W. C. Neo, J. R. Gajadharsing, R. S. Pengelly, and L. C. N. De Vreede, "A High-Efficiency 100-W GaN Three-Way Doherty Amplifier for Base-Station Applications," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on,* vol. 56, no. 7, pp. 1582-1591, 2008.
[154] N. Maleš-Ilić, A. Atanasković, and 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.
[155] A. Atanaskovic, N. Maleš-Ilić, and B. Milovanović, "The linearization of Doherty amplifier," *Microwave review,* vol. 14, no. 1, pp. 25-34, 2008.
[156] A. Atanaskovic, N. Males-Ilic, and B. Milovanovic, "Harmonic controlled three-way doherty amplifier with improved efficiency and linearity," in Telecommunication in Modern Satellite, Cable, and Broadcasting Services, 2009. TELSIKS '09. 9th International Conference on, Niš, Serbia, 2009, pp. 36-39.
[157] N. Maleš-Ilić, A. Atanasković, and B. Milovanović, "Linearization of Harmonic Controlled Three-Way Doherty Amplifier," in ETRAN 2009, Vrnjačka Banja, Srbija, 2009, pp. MT2.3.
[158] H. Sungchul, W. Young Yun, K. Jangheon, C. Jeonghyeon, K. Ildu, M. Junghwan, Y. Jaehyok, and B. Kim, "Weighted Polynomial Digital Predistortion for Low Memory Effect Doherty Power Amplifier," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on,* vol. 55, no. 5, pp. 925-931, 2007.
[159] A. Rabany, "Memory Effect Reduction for LDMOS Bias Circuits," *Microwave Journal,* vol. 6, no. 2, pp. 124-130, 2003.
[160] J. Cha, I. Kim, S. Hong, and B. Kim, "Memory Effect Minimization and Wide Instantaneous Bandwidth Operation of a Base Station Power Amplifier," *Microwave Journal,* vol. 50, no. 1, pp. 66-85, 2007.
[161] "Ei PCB Factory," http://www.eipcb.co.rs/MainSRB.html.
[162] "MA4VAT2007-1061T," http://www.macom.com/products/product-detail/MA4VAT2007-1061T.
[163] "JSPHS-23+," http://www.minicircuits.com/MCLStore/ModelInfoDisplay?14030893229900.46386833093389823.
[164] "SKY65120," http://www.skyworksinc.com/Product.aspx?ProductID=2.
[165] "RF and Microwaves Research Laboratory, Faculty of Electrical Engineering and Information Technology at the Technische Universität Ilmenau," http://www.tu-ilmenau.de/en/rf-and-microwave-research-laboratory/.
[166] "MA4P7455-1225," http://www.macom.com/products/product-detail/MA4P7455-1225T.
[167] "ERA-5SM+," http://www.minicircuits.com/MCLStore/ModelInfoDisplay?14030893998170.49983756024502723.
[168] "LPKF ProtoMat S100 "; http://www.lpkfusa.com/protomat/s100.htm.
[169] C. Kyoung-Joon, K. Wan-Jong, K. Jong-Heon, and S. P. Stapleton, "Linearity optimization of a high power Doherty amplifier based on post-distortion compensation," *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE,* vol. 15, no. 11, pp. 748-750, 2005.
[170] C. Kyoung-Joon, K. Jong-Heon, and S. P. Stapleton, "A highly efficient Doherty feedforward linear power amplifier for W-CDMA base-station applications," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on,* vol. 53, no. 1, pp. 292-300, 2005.

[171] T. Ogawa, T. Iwasaki, H. Maruyama, K. Horiguchi, M. Nakayama, Y. Ikeda, and H. Kurebayashi, "High efficiency feed-forward amplifier using RF predistortion linearizer and the modified Doherty amplifier," in Microwave Symposium Digest, 2004 IEEE MTT-S International, 2004, pp. 537-540 Vol.2.

[172] K. Jangheon, C. Jeonghyeon, K. Ildu, and K. Bumman, "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, 2005.

[173] H. Statz, P. Newman, I. W. Smith, R. A. Pucel, and H. Haus, "GaAs FET device and circuit simulation in SPICE," *Electron Devices, IEEE Transactions on,* vol. 34, no. 2, pp. 160-169, 1987.

[174] A. Atanaskovic, N. Males-Ilic, and B. Milovanovic, "Linearization of power amplifiers by second harmonics and fourth-order nonlinear signals," *Microwave and Optical Technology Letters,* vol. 55, no. 2, pp. 425-430, 2013.

[175] A. Atanaskovic, N. Males-Ilic, and B. Milovanovic, "Linearization of two-way Doherty amplifier," in Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC), 2011 European, 2011, pp. 304-307.

[176] A. Atanaskovic, N. Males-Ilic, and B. Milovanovic, "Linearization of asymmetrical two-way Doherty amplifier," in Telecommunications Forum (TELFOR), 2012 20th, 2012, pp. 369-372.

[177] A. Atanaskovic, N. Maleš-Ilić, and B. Milovanović, "The suppression of intermodulation products in multichannel amplifiers close to saturation," in Proceedings of the 11th Conference on Proceedings of the 11th WSEAS International Conference on Circuits - Volume 11, Agios Nikolaos, Crete Island, Greece, 2007, pp. 199-202.

[178] A. Doric, N. Males-Ilic, A. Atanaskovic, and B. Milovanovic, "Linearization of broadband doherty amplifier," in Telecommunication in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Services (TELSIKS), 2013 11th International Conference on, 2013, pp. 509-512.

[179] N. Males-Ilic, A. Atanaskovic, and B. Milovanovic, "Linearization of Multichannel Amplifiers Close to Saturation with Improved Efficiency," in Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Services, 2007. TELSIKS 2007. 8th International Conference on, 2007, pp. 287-290.

[180] N. Males-Ilic, A. Atanaskovic, and B. Milovanovic, "Linearization of two-way Doherty amplifier by injection of second and forth order nonlinear signals at the input and output of the carrier cell," in Telecommunication in Modern Satellite Cable and Broadcasting Services (TELSIKS), 2011 10th International Conference on, 2011, pp. 226-229.

[181] A. Atanaskovic, N. Males Ilic, K. Blau, and A. Doric, "A novel linearization technique based on modified baseband signal that modulates carrier second harmonic," in Telecommunication in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Services (TELSIKS), 2013 11th International Conference on, 2013, pp. 192-195.

Biografija autora

Aleksandar Atanasković je rođen 10. 01. 1974. godine u Prokuplju, Republika Srbija. Elektronski fakultet u Nišu, smer Elektronika i telekomunikacije, završio je novembra 1997. godine sa prosečnom ocenom 9.59. Magistarsku tezu pod nazivom: ”*Eksperimentalna karakterizacija mikrotalasnih metalnih rezonatora opterećenih nesavršenim dielektrikom*” odbranio je 07.05.2004. godine na Elektronskom fakultetu u Nišu pod mentorstvom profesora Bratislava Milovanovića. Od novembra 1997. godine angažovan je na Elektronskom fakultetu u Nišu kao istraživač-stipendista, a od julu 2002. godine radi kao asistent na Elektronskom fakultetu u Nišu pri Katedri za Telekomunikacije. Od 2005. godine šef je nastavne Laboratorije za tehniku hiperfrekvencija. Takođe, od 2005. godine poseduje licencu Odgovornog projektanta telekomunikacionih mreža i sistema Inženjerske komore Srbije (br. 353 C506 05). Do sada je publikovao kao autor/koautor više od 90 radova u zemlji i inostranstvu. Učestvovao je ili je trenutno učesnik na istraživanjima u okviru 8 projekata finansiranih od strane Ministarstva prosvete, nauke i tehnološkog razvoj Republike Srbije kao i nekoliko međunarodnih projekata. Učestvovao je u realizaciji većeg broja projekata u oblasti saradnje sa privredom (uglavnom vezanih za projektovanje telekomunikacionih mreža i sistema)

U naučno-istraživačkom radu uže oblasti njegovog interesovanja se odnose na mikrotalasne i RF pojačavače snage, linearizaciju pojačavača snage i automatizaciju RF i mikrotalasnih mernih sistema. Član je IEEE udruženja, Udruženja za mikrotalasnu tehniku, tehnologije i sisteme, kao i organizacionog odbora IEEE konferencije TELSIKS koja se održava svake druge godine na Elektronskom fakultetu u Nišu.

Prilog 1.

IZJAVA O AUTORSTVU

Izjavljujem da je doktorska disertacija, pod naslovom

Prilog poboljšanju linearnosti mikrotalasnih pojačavača snage

- rezultat sopstvenog istraživačkog rada,
- da predložena disertacija, ni u celini, ni u delovima, nije bila predložena za dobijanje bilo koje diplome, prema studijskim programima drugih visokoškolskih ustanova,
- da su rezultati korektno navedeni i
- da nisam kršio autorska prava, niti zloupotrebio intelektualnu svojinu drugih lica.

U Nišu, 01.07.2014.

Autor disertacije:
mr Aleksandar Atanasković, dipl. inž.

Potpis doktoranda

Александар Атанасковић

Prilog 2.

IZJAVA O ISTOVETNOSTI ŠTAMPANE I ELEKTRONSKE VERZIJE DOKTORSKE DISERTACIJE

Ime i prezime autora: **Aleksandar Atanasković**

Studijski program: **Telekomunikacije**

Naslov rada: **Prilog poboljšanju linearnosti mikrotalasnih pojačavača snage**

Mentor: **prof. dr Bratislav D. Milovanović**

Izjavljujem da je štampana verzija moje doktorske disertacije istovetna elektronskoj verziji, koju sam predao za unošenje u **Digitalni repozitorijum Univerziteta u Nišu**.

Dozvoljavam da se objave moji lični podaci, koji su u vezi sa 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, 01.07.2014.

Autor disertacije:
mr Aleksandar Atanasković, dipl. inž.

Potpis doktoranda

Александар Атанасковић

Prilog 3.

IZJAVA O KORIŠĆENJU

Ovlašćujem Univerzitetsku biblioteku „Nikola Tesla“ da, u Digitalni repozitorijum Univerziteta u Nišu, unese moju doktorsku disertaciju, pod naslovom:

Prilog poboljšanju linearnosti mikrotalasnih pojačavača snage

koja je moje autorsko delo.

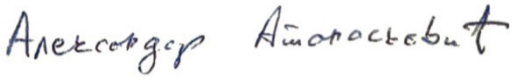
Disertaciju sa svim prilozima predao sam u elektronskom formatu, pogodnom za trajno arhiviranje.

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
2. Autorstvo – nekomercijalno
3. Autorstvo – nekomercijalno – bez prerade
4. Autorstvo – nekomercijalno – deliti pod istim uslovima
5. Autorstvo – bez prerade
6. Autorstvo – deliti pod istim uslovima

(Molimo da podvučete samo jednu od šest ponuđenih licenci; kratak opis licenci je u nastavku teksta).

U Nišu, 01.07.2014.

Autor disertacije:
mr Aleksandar Atanasković, dipl. inž.

Potpis doktoranda