



UNIVERZITET U NIŠU  
ELEKTRONSKI FAKULTET



**Vladica N. Đorđević**

**NOVI PRISTUPI U RAZVOJU TALASNOG  
MODELA ŠUMA MIKROTALASNIH  
TRANZISTORA**

DOKTORSKA DISERTACIJA

Niš, 2018.



UNIVERSITY OF NIŠ  
FACULTY OF ELECTRONIC ENGINEERING



**Vladica N. Đorđević**

**NEW APPROACHES TO THE MICROWAVE  
TRANSISTOR NOISE WAVE MODEL  
DEVELOPMENT**

DOCTORAL DISSERTATION

Niš, 2018.

## Podaci o doktorskoj disertaciji

Mentor:

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

Naslov:

Novi pristupi u razvoju talasnog modela šuma mikrotalasnih tranzistora

Rezime:

Taladni model šuma mikrotalasnih tranzistora definisan je parametrima koji se nazivaju talasne temperature šuma. Ove temperature određuju se na osnovu merenih parametara šuma tranzistora, najčešće primenom optimizacionih procedura u simulatorima mikrotalasnih kola. Glavni nedostatak primene optimizacionih procedura je to što su one najčešće vremenski zahtevne. Upravo su iz tih razloga u okviru ove disertacije predstavljena istraživanja čiji je cilj razvoj novih ekstrakcionih metoda za efikasnije određivanje talasnih temperatura šuma.

Razvijeni su novi ekstrakcioni metodi, kako za indirektno, tako i za direktno određivanje talasnih temperatura šuma.

U prvom slučaju, talasne temperature šuma proračunavaju se na osnovu ekstrahovanih parametara šuma unutrašnjeg kola tranzistora, korišćenjem odgovarajućih jednačina. Ekstrakcija parametara šuma unutrašnjeg kola tranzistora vrši se na osnovu merenih parametara šuma tranzistora, primenom jednog od sledeća tri *de-embedding* postupka: analitičkog *de-embedding* postupka, *de-embedding* postupka u okviru simulatora mikrotalasnih kola ili *de-embedding* postupka baziranog na veštačkim neuronskim mrežama.

U drugom slučaju, određivanje talasnih temperatura šuma vrši se direktno na osnovu merenih parametara šuma tranzistora. Za potrebe direktnog određivanja talasnih temperatura šuma, razvijena su četiri ekstrakciona metoda koji se zasnivaju na veštačkim neuronskim mrežama, kao i semi-analitički ekstrakcioni metod baziran na polinomima.

U cilju validacije svih predloženih ekstrakcionih metoda, izvršena je njihova primena za modelovanje karakteristika šuma konkretne GaAs HEMT komponente u širokom opsegu radnih temperatura.

Pored toga, u disertaciji je predstavljena i primena talasnog modela šuma za modelovanje parametara šuma GaN HEMT-a, osvetljenog GaAs HEMT-a i tri različita GaAs HEMT-a sa

skaliranom širinom gejta. U svim slučajevima korišćen je neki od ekstrakcionih metoda za indirektno određivanje talasnih temperatura šuma. Na taj način, dokazana je pouzdanost talasnog modela šuma u slučaju njegove primene na komponente novije generacije, na komponente izložene različitim spoljašnjim svetlosnim uslovima, kao i na komponente iste klase sa različitom širinom gejta.

Naučna oblast:

Elektrotehničko i računarsko inženjerstvo, Telekomunikacije

Naučna  
disciplina:

Mikrotalasna elektronika

Ključne reči:

Mikrotalasi, tranzistori, Modelovanje šuma, Parametri šuma, Talasni model šuma, Talasne temperature šuma, Veštačke neuronske mreže

UDK:

(621.372.85+(621.391:519.226):004.032.26

CERIF  
klasifikacija:

T191 Visokofrekventna tehnologija, mikrotalasi

Tip licence  
Kreativne  
zajednice:

**CC BY**

## Data on Doctoral Dissertation

Doctoral  
Supervisor:

Prof. Dr. Olivera Pronić-Rančić, Full Professor, University of Niš,  
Faculty of Electronic Engineering

Title:

New approaches to the microwave transistor noise wave model  
development

Abstract:

The microwave transistor noise wave model is defined by the parameters called the noise wave temperatures. These temperatures are determined based on the measured transistor noise parameters, mostly by using optimization procedures in the microwave circuit simulators. The main disadvantage of the optimization procedures is that they are usually time-consuming. Therefore, the aim of the research presented in this dissertation is to find the new extraction methods for more efficient determination of the noise wave temperatures.

New extraction methods both for the indirect and direct determination of the noise wave temperatures are developed.

In the first case, the noise wave temperatures are calculated on the basis of the extracted noise parameters of the transistor intrinsic circuit, by using appropriate equations. The noise parameters of the transistor intrinsic circuit are extracted on the basis of the measured transistor noise parameters, by applying one of the following three de-embedding procedures: analytical de-embedding procedure, de-embedding procedure within the microwave circuit simulator or de-embedding procedure based on artificial neural networks.

In the second case, the determination of the noise wave temperatures is performed directly, on the basis of the measured transistor noise parameters. For the purpose of the direct determination of the noise wave temperatures, four extraction methods based on artificial neural networks, as well as semi-analytical extraction method based on polynomials are developed.

In order to provide their validation, all proposed extraction methods are used for the modeling of noise characteristics of the specific GaAs HEMT component in the wide range of operating temperatures.

In addition, the noise wave model application for the noise parameter modeling in the case of GaN HEMT, illuminated GaAs

HEMT, and three different GaAs HEMTs with the scaled gate width is presented in the dissertation. In all cases, some of the extraction methods for the indirect determination of the noise wave temperatures is used. Hence, the reliability of the noise wave model is proved in terms of the new generation of components, the components exposed to various light conditions as well as the same class components with different gate widths.

Scientific  
Field:

Electrical and Computer Engineering, Telecommunications

Scientific  
Discipline:

Microwave electronics

Key Words:

Artificial neural networks, Microwave transistors, Noise modeling, Noise parameters, Noise wave model, Noise wave temperatures

UDC:

(621.372.85+(621.391:519.226):004.032.26

CERIF  
Classification:

T191 High frequency technology, microwaves

Creative  
Commons  
License Type:

**CC BY**

*Rezultati prikazani u disertaciji proistekli su iz istraživanja u okviru projekta TR32052 – “Istraživanje i razvoj rešenja za poboljšanje performansi bežičnih komunikacionih sistema u mikrotalasnom i milimetarskom opsegu frekvencija”, finansiranog od strane Ministarstva prosvete, nauke i tehnološkog razvoja Republike Srbije.*

*Posebno se zahvaljujem:*

*prof. dr Oliveri Pronić-Rančić (mentoru) i prof. dr Zlati Marinković na svim idejama, korisnim savetima i sugestijama prilikom istraživanja i izrade ove doktorske disertacije, kao i na izuzetnoj saradnji,*

*prof. dr Veri Marković i prof. dr Bratislavu Milovanoviću na ukazanoj prilici da budem deo radnog okruženja inspirativnog za profesionalno usavršavanje i sticanje raznolikih iskustava,*

*kolegama iz laboratorije za mikrotalasnu elektroniku "ELEMIC", pri Departmanu za inženjering, na Univerzitetu u Mesini, u Italiji, na odličnoj saradnji i konstruktivnim sugestijama,*

*kolegama, Aleksandri Đorić i Milošu Kostiću, na divnom druženju i rečima podrške,*

*devojci, Jasmini Stanković, i porodici na podršci, razumevanju i strpljenju.*

## SADRŽAJ

SPISAK TABELA .....	i
SPISAK SLIKA .....	iii
SPISAK SKRAĆENICA .....	ix
SPISAK SIMBOLA .....	xi
1. UVOD .....	1
2. MIKROTALASNI TRANZISTORI .....	8
2.1 MESFET .....	12
2.1.1 Struktura i princip rada MESFET-a .....	13
2.2 HEMT .....	18
2.2.1 Struktura i princip rada HEMT-a .....	18
2.3 Ekvivalentno kolo MESFET-a / HEMT-a za male signale .....	25
2.3.1 Fizičko značenje elemenata ekvivalentnog kola .....	26
3. MODELI ŠUMA MIKROTALASNIH TRANZISTORA .....	31
3.1 Izvori i vrste šumova u mikrotalasnim tranzistorima .....	32
3.2 Karakterizacija šuma mikrotalasnih tranzistora .....	34
3.3 Analiza šuma mikrotalasnih tranzistora korišćenjem različitih reprezentacija ....	42
3.3.1 Klasične reprezentacije kola sa šumom .....	44
3.3.2 Talasne reprezentacije kola sa šumom .....	48
3.3.2.1 $S$ matrice .....	48
3.3.2.2 $T$ matrice .....	55
3.3.2.3 Talasna $S$ reprezentacija dvoprilaznog kola sa šumom .....	56
3.3.2.4 Talasna $T$ reprezentacija dvoprilaznog kola sa šumom .....	59

---



---

3.4	Empirijski modeli šuma mikrotalasnih tranzistora .....	60
3.4.1	Model šuma Pospieszalski-og .....	60
3.4.2	Talasn model šuma.....	65
3.4.2.1	Merenje talasnih temperatura šuma mikrotalasnih tranzistora.....	69
4.	VEŠTAČKE NEURONSKE MREŽE .....	73
4.1	Prirodni nervni sistem.....	74
4.2	Modeli neurona .....	76
4.3	Slojevita neuronska mreža - MLP .....	81
4.4	Učenje veštačkih neuronskih mreža .....	83
4.4.1	Algoritam prostiranja greške unazad .....	85
4.4.2	Sposobnost generalizacije .....	88
4.5	Testiranje veštačkih neuronskih mreža.....	91
4.6	Priprema podataka za veštačke neuronske mreže.....	93
5.	INDIREKTNO ODREĐIVANJE TALASNIH TEMPERATURA ŠUMA PRIMENOM RAZLIČITIH DE-EMBEDDING POSTUPAKA.....	95
5.1	Ekstrakcioni metod 1 .....	96
5.1.1	Numerički rezultati i diskusija .....	102
5.2	Ekstrakcioni metod 2 .....	108
5.2.1	Numerički rezultati i diskusija .....	108
5.3	Ekstrakcioni metod 3 .....	112
5.3.1	Numerički rezultati i diskusija .....	112
5.4	Komparativna analiza predloženih ekstrakcionih metoda baziranih na različitim <i>de-embedding</i> postupcima.....	116
6.	DIREKTNO ODREĐIVANJE TALASNIH TEMPERATURA ŠUMA PRIMENOM VEŠTAČKIH NEURONSKIH MREŽA.....	119
6.1	Ekstrakcioni metod 1 .....	119
6.1.1	Numerički rezultati i diskusija .....	122
6.2	Ekstrakcioni metod 2 .....	127
6.2.1	Numerički rezultati i diskusija .....	130
6.3	Ekstrakcioni metod 3 .....	134
6.3.1	Numerički rezultati i diskusija .....	135
6.4	Ekstrakcioni metod 4 .....	139
6.4.1	Numerički rezultati i diskusija .....	139

---

6.5	Komparativna analiza predloženih ekstrakcionih metoda baziranih na veštačkim neuronskim mrežama.....	142
7.	DIREKTNO ODREĐIVANJE TALASNIH TEMPERATURA ŠUMA PRIMENOM POLINOMA .....	145
7.1	Semi-analitički ekstrakcioni metod baziran na polinomima .....	145
7.1.1	Numerički rezultati i diskusija .....	148
8.	PRIMERI PRIMENE TALASNOG MODELA ŠUMA .....	151
8.1	Primena talasnog modela šuma na GaN HEMT.....	152
8.1.1	Numerički rezultati i diskusija .....	154
8.2	Primena talasnog modela šuma na osvetljeni GaAs HEMT.....	159
8.2.1	Numerički rezultati i diskusija .....	162
8.3	Primena talasnog modela šuma na skalirane GaAs HEMT-ove.....	168
8.3.1	Numerički rezultati i diskusija .....	169
9.	ZAKLJUČAK .....	176
10.	LITERATURA.....	184
	BIOGRAFIJA AUTORA.....	196

---

## SPISAK TABELA

Tabela 2.1	<i>Karakteristike mikrotalasnih poluprovodnika .....</i>	12
Tabela 5.1	<i>Parametri konverzije korelacionih matrica šuma .....</i>	98
Tabela 5.2	<i>Vrednosti elemenata ekvivalentnog kola tranzistora za male signale .....</i>	104
Tabela 5.3	<i>Greške testiranja proračunate za modelovane parametre šuma u slučaju predloženih ekstrakcionih metoda, na temperaturi od 293 K .....</i>	117
Tabela 6.1	<i>Rezultati testiranja odabrane veštačke neuronske mreže .....</i>	123
Tabela 6.2	<i>Talasne temperature šuma dobijene korišćenjem odabrane veštačke neuronske mreže, na temperaturama od 253, 273, 293 i 313 K .....</i>	124
Tabela 6.3	<i>Rezultati testiranja odabrane veštačke neuronske mreže .....</i>	131
Tabela 6.4	<i>Talasne temperature šuma dobijene korišćenjem odabrane veštačke neuronske mreže, na temperaturama od 233 i 253 K .....</i>	132
Tabela 6.5	<i>Talasne temperature šuma dobijene korišćenjem predloženog neuronskog pristupa, na temperaturama od 233 i 253 K .....</i>	136
Tabela 6.6	<i>Rezultati testiranja odabrane veštačke neuronske mreže .....</i>	140
Tabela 6.7	<i>Talasne temperature šuma dobijene korišćenjem predložene veštačke neuronske mreže, na temperaturi od 253 K .....</i>	141
Tabela 6.8	<i>Greške testiranja proračunate za modelovane parametre šuma u slučaju predloženih ekstrakcionih metoda, na temperaturi od 253 K .....</i>	143
Tabela 7.1	<i>Koeficijenti polinoma za različite temperature ambijenta .....</i>	149
Tabela 7.2	<i>Talasne temperature šuma dobijene korišćenjem predloženog ekstrakcionog metoda, na temperaturi od 313 K .....</i>	149

Tabela 8.1	<i>Ekstrahovane vrednosti elemenata unutrašnjeg i spoljašnjeg kola tranzistora .....</i>	155
Tabela 8.2	<i>Rezultati testiranja odabrane veštačke neuronske mreže .....</i>	156
Tabela 8.3	<i>Ekstrahovane vrednosti elemenata spoljašnjeg kola tranzistora za <math>V_{DS} = 0 \text{ V}</math> i <math>V_{GS} = -1.275 \text{ V}</math> .....</i>	163
Tabela 8.4	<i>Ekstrahovane vrednosti elemenata unutrašnjeg kola tranzistora za <math>V_{DS} = 2.5 \text{ V}</math> i <math>V_{GS} = -0.6 \text{ V}</math> .....</i>	163
Tabela 8.5	<i>Rezultati testiranja odabranih veštačkih neuronskih mreža u slučaju bez osvetljenja i sa osvetljenjem .....</i>	164
Tabela 8.6	<i>Ekstrahovane vrednosti elemenata ekvivalentnog kola tranzistora .....</i>	170
Tabela 8.7	<i>Rezultati testiranja odabrane veštačke neuronske mreže u slučaju tranzistora sa različitim širinama gejta .....</i>	171

## SPISAK SLIKA

Slika 2.1	<i>Stablo familije FET-ova</i> .....	9
Slika 2.2	<i>Brzina drifta elektrona u Si, GaAs, GaN i SiC u funkciji jačine električnog polja, na temperaturi od 300 K</i> .....	10
Slika 2.3	<i>Brzina drifta elektrona u GaN u funkciji jačine električnog polja, na temperaturama od 300 K, 500 K i 750 K</i> .....	10
Slika 2.4	<i>Poređenje najbitnijih karakteristika GaN komponenata sa najbitnijim karakteristikama Si i GaAs komponenata</i> .....	11
Slika 2.5	<i>Poprečni presek GaAs MESFET-a</i> .....	14
Slika 2.6	<i>Primeri najčešće korišćenih layout-a gornje površine MESFET-a: (a) standardna ćelija MESFET-a i (b) MESFET sa gejtom u obliku slova 'T'</i> .....	15
Slika 2.7	<i>Ilustracija rada GaAs MESFET-a pod različitim uslovima napajanja: (a) nema napajanja, (b) normalno napajanje, (c) potpuno otvoren kanal i (d) potpuno zatvoren (pinched-off) kanal</i> .....	16
Slika 2.8	<i>I - V karakteristike NEC-ovog GaAs MESFET-a NE76118: (a) zavisnost <math>I_{ds}</math> od <math>V_{ds}</math> za različite vrednosti <math>V_{gs}</math> i (b) zavisnost <math>I_{ds}</math> od <math>V_{gs}</math> za određenu vrednost <math>V_{ds}</math></i> .....	17
Slika 2.9	<i>Poprečni presek GaAs HEMT-a</i> .....	19
Slika 2.10	<i>Dijagram energetske nivoa heterostrukture</i> .....	20
Slika 2.11	<i>Poprečni preseki alternativnih struktura HEMT-a: (a) pHEMT, (b) InP HEMT, (c) višekanalni HEMT i (d) GaN HEMT</i> .....	23-25

Slika 2.12	<i>Ekvivalentno kolo MESFET-a / HEMT-a za male signale .....</i>	26
Slika 2.13	<i>Fizičko poreklo elemenata ekvivalentnog kola MESFET-a / HEMT-a za male signale.....</i>	27
Slika 2.14	<i>Ekvivalentno kolo MESFET-a / HEMT-a za male signale u pakovanoj formi .....</i>	29
Slika 3.1	<i>Maksimalni prenos snage šuma generisanog u otporniku zahteva prilagođeno opterećenje .....</i>	35
Slika 3.2	<i>Neprilagođeno opterećenje reflektuje snagu šuma.....</i>	35
Slika 3.3	<i>Dvoprilazna mreža sa naznačenim snagama signala i šuma na svojim prilazima.....</i>	36
Slika 3.4	<i>Generator struje <math>i_g</math> i admitanse <math>Y_g</math>, koji je povezan na ulaz komponente koja je završena opterećenjem admitanse <math>Y_l = G_l + jB_l</math>, značajno utiče na karakteristike šuma same komponente.....</i>	37
Slika 3.5	<i>Blok dijagram savremenog mernog sistema za merenje parametara šuma, <math>F_{min}</math>, <math>Y_{opt}</math> i <math>R_n</math>: (a) sa izdvojenim izvorom šuma i (b) sa internim izvorom šuma .....</i>	39
Slika 3.6	<i>Blok dijagram najčešće korišćenog mernog sistema za merenje parametara šuma <math>F_{min}</math>, <math>Y_{opt}</math> i <math>R_n</math>.....</i>	40
Slika 3.7	<i>Z reprezentacija dvoprilaznog kola sa šumom .....</i>	44
Slika 3.8	<i>Y reprezentacija dvoprilaznog kola sa šumom .....</i>	45
Slika 3.9	<i>A reprezentacija dvoprilaznog kola sa šumom .....</i>	46
Slika 3.10	<i>H reprezentacija dvoprilaznog kola sa šumom.....</i>	47
Slika 3.11	<i>Ilustracija veze između talasnih promenljivih i napona i struje na i-tom prilazu.....</i>	50
Slika 3.12	<i>n-toprilazna mreža kod koje su prilazi pobuđeni naponskim generatorima čije su unutrašnje impedanse jednake referentnim impedansama odgovarajućih prilaza.....</i>	51
Slika 3.13	<i>n-toprilazna mreža kod koje je pobuđen i-ti prilaz, a ostali završeni referentnim impedansama.....</i>	53
Slika 3.14	<i>Talaska S reprezentacija dvoprilaznog kola sa šumom.....</i>	57
Slika 3.15	<i>Talaska S reprezentacija n-toprilazne mreže sa šumom.....</i>	58
Slika 3.16	<i>Talaska T reprezentacija dvoprilaznog kola sa šumom .....</i>	59
Slika 3.17	<i>Unutrašnje kolo MESFET-a / HEMT-a za male signale .....</i>	61

Slika 3.18	<i>Unutrašnje kolo MESFET-a / HEMT-a sa izdvojenim izvorima šuma.....</i>	61
Slika 3.19	<i>Reprezentacija linearne dvoprilazne mreže sa šumom korišćenjem talasa šuma .....</i>	65
Slika 3.20	<i>Ukupni direktni talas šuma kao funkcija <math>\varphi_g</math>.....</i>	70
Slika 3.21	<i>Merni sistem za merenje talasnih temperatura šuma sa:</i> (a) $ \Gamma_g  = 1$ i (b) $ \Gamma_g  = 0$ .....	70-71
Slika 4.1	<i>Blok dijagram prirodnog nervnog sistema .....</i>	75
Slika 4.2	<i>Prirodni neuron .....</i>	75
Slika 4.3	<i>Nelinearan model neurona .....</i>	77
Slika 4.4	<i>Nelinearan model neurona sa uključenim bias-om na ulazu.....</i>	78
Slika 4.5	<i>Linearna prenosna funkcija neurona.....</i>	79
Slika 4.6	<i>Odskočne prenosne funkcije neurona .....</i>	79
Slika 4.7	<i>Sigmoidne prenosne funkcije neurona: (a) log-sigmoidna i (b) tan-sigmoidna.....</i>	80
Slika 4.8	<i>Slojevita neuronska mreža - MLP.....</i>	81
Slika 4.9	<i>Blok dijagram učenja sa učiteljem.....</i>	83
Slika 4.10	<i>Blok dijagram učenja sa podsticanjem.....</i>	84
Slika 4.11	<i>Blok dijagram nenadgledanog učenja .....</i>	85
Slika 4.12	<i>Veza između i-tog neurona sloja l sa neuronima slojeva l-1 i l+1 .....</i>	87
Slika 4.13	<i>Ilustracija odziva preučene neuronske mreže.....</i>	89
Slika 4.14	<i>Ilustracija odziva nedovoljno obučene neuronske mreže .....</i>	90
Slika 4.15	<i>Zavisnost greške od broja epoha .....</i>	90
Slika 4.16	<i>Primer korelacionog dijagrama .....</i>	93
Slika 5.1	<i>Ekvivalentno kolo MESFET-a / HEMT-a u pakovanoj formi sa naznačenim referentnim de-embedding oblastima .....</i>	96
Slika 5.2	<i>Blok dijagram kompletne analitičke procedure de-embedding-a elemenata spoljašnjeg kola tranzistora za male signale, kao i ilustracija transformacije ovog kola tokom procesa de-embedding-a.....</i>	103
Slika 5.3	<i>Talasnne temperature šuma dobijene korišćenjem predloženog ekstrakcionog metoda, na temperaturi od 293 K: (a) <math>T_a</math>, (b) <math>T_b</math>, (c) <math> T_c </math> i (d) <math>\tau_c</math>.....</i>	105
Slika 5.4	<i>Frekvencijska zavisnost merenih i simuliranih vrednosti parametara šuma na temperaturi od 293 K: (a) <math>F_{min}</math>, (b) <math> \Gamma_{opt} </math>, (c) <math>\varphi_{opt}</math> i (d) <math>R_n</math>.....</i>	106-107

Slika 5.5	Šema za određivanje parametara šuma unutrašnjeg kola MESFET-a / HEMT-a u okviru simulatora mikrotalasnih kola .....	108
Slika 5.6	Talasne temperature šuma dobijene korišćenjem predloženog ekstrakcionog metoda, na temperaturi od 293 K: (a) $T_a$ , (b) $T_b$ , (c) $ T_c $ i (d) $\tau_c$ .....	109
Slika 5.7	Frekvencijska zavisnost merenih i simuliranih vrednosti parametara šuma na temperaturi od 293 K: (a) $F_{min}$ , (b) $ \Gamma_{opt} $ , (c) $\varphi_{opt}$ i (d) $R_n$ .....	110-111
Slika 5.8	Predloženi neuronski model za ekstrakciju parametara šuma unutrašnjeg kola MESFET-a / HEMT-a.....	112
Slika 5.9	Talasne temperature šuma dobijene korišćenjem predloženog ekstrakcionog metoda, na temperaturi od 293 K: (a) $T_a$ , (b) $T_b$ , (c) $ T_c $ i (d) $\tau_c$ .....	113
Slika 5.10	Frekvencijska zavisnost merenih i simuliranih vrednosti parametara šuma na temperaturi od 293 K: (a) $F_{min}$ , (b) $ \Gamma_{opt} $ , (c) $\varphi_{opt}$ i (d) $R_n$ .....	114-116
Slika 6.1	Predloženi neuronski model za određivanje talasnih temperatura šuma .....	120
Slika 6.2	Blok dijagram razvoja i validacije predloženog neuronskog modela .....	121
Slika 6.3	Frekvencijska zavisnost merenih i simuliranih parametara šuma na temperaturama 253, 273, 293 i 313 K: (a) $F_{min}$ , (b)-(c) $\Gamma_{opt}$ i (d) $R_n$ .....	125-126
Slika 6.4	Temperaturna zavisnost simuliranih i merenih vrednosti parametra $F_{min}$ .....	127
Slika 6.5	Predloženi neuronski pristup za ekstrakciju talasnih temperatura šuma .....	128
Slika 6.6	Blok dijagram razvoja i validacije predloženog neuronskog modela .....	129
Slika 6.7	Frekvencijska zavisnost merenih i simuliranih vrednosti parametara šuma na temperaturi od 233 K: (a) $F_{min}$ i $R_n$ , (b) $\Gamma_{opt}$ .....	132-133
Slika 6.8	Frekvencijska zavisnost merenih i simuliranih vrednosti parametara šuma na temperaturi od 253 K: (a) $F_{min}$ i $R_n$ , (b) $\Gamma_{opt}$ .....	133-134
Slika 6.9	Predloženi neuronski pristup za ekstrakciju talasnih temperatura šuma .....	135
Slika 6.10	Frekvencijska zavisnost merenih i simuliranih vrednosti parametara šuma na temperaturi od 233 K: (a) $F_{min}$ i $R_n$ , (b) $\Gamma_{opt}$ .....	137



Slika 6.11	<i>Frekvencijska zavisnost merenih i simuliranih vrednosti parametara šuma na temperaturi od 253 K: (a) <math>F_{min}</math> i <math>R_n</math> (b) <math>\Gamma_{opt}</math>.....</i>	138
Slika 6.12	<i>Predloženi neuronski model za ekstrakciju talasnih temperatura šuma .....</i>	139
Slika 6.13	<i>Frekvencijska zavisnost merenih i simuliranih vrednosti parametara šuma na temperaturi od 253 K: (a) <math>F_{min}</math> i <math>R_n</math> (b) <math>\Gamma_{opt}</math>.....</i>	141-142
Slika 7.1	<i>Blok dijagram razvoja i validacije predloženog ekstrakcionog metoda.....</i>	147
Slika 7.2	<i>Frekvencijska zavisnost merenih i simuliranih vrednosti parametara šuma na temperaturi od 313 K: (a) <math>F_{min}</math> i <math>R_n</math> (b) <math>\Gamma_{opt}</math>.....</i>	150
Slika 8.1	<i>Ekvivalentno kolo on-wafer GaN HEMT-a za male signale.....</i>	152
Slika 8.2	<i>Šema za određivanje parametara šuma unutrašnjeg kola on-wafer GaN HEMT-a u okviru simulatora mikrotalasnih kola.....</i>	153
Slika 8.3	<i>Neuronski model za fitovanje proračunatih talasnih temperatura šuma.....</i>	154
Slika 8.4	<i>Proračunate talasne temperature šuma (simboli) fitovane veštačkom neuronskom mrežom (linije): (a) <math>T_w</math> (b) <math>T_b</math>, (c) <math> T_c </math> i (d) <math>\tau_c</math>.....</i>	156
Slika 8.5	<i>Poređenje parametara šuma dobijenih korišćenjem talasnog modela šuma i konvencionalnog modela šuma sa odgovarajućim merenim podacima: (a) <math>F_{min}</math>, (b) <math> \Gamma_{opt} </math>, (c) <math>\varphi_{opt}</math> i (d) <math>R_n</math>.....</i>	157-158
Slika 8.6	<i>Ekvivalentno kolo osvetljenog on-wafer GaAs HEMT-a za male signale .....</i>	159
Slika 8.7	<i>Blok dijagram kompletne analitičke procedure de-embedding-a elemenata spoljašnjeg kola osvetljenog on-wafer GaAs HEMT-a za male signale, kao i ilustracija transformacije ovog kola tokom procesa de-embedding-a .....</i>	161
Slika 8.8	<i>Proračunate talasne temperature šuma (<math>\circ</math> – bez osvetljenja; <math>\times</math> – sa osvetljenjem) fitovane veštačkom neuronskom mrežom (pune linije – bez osvetljenja; isprekidane linije – sa osvetljenjem): (a) <math>T_w</math> (b) <math>T_b</math>, (c) <math> T_c </math> i (d) <math>\tau_c</math>.....</i>	165
Slika 8.9	<i>Poređenje parametara šuma dobijenih talasnim modelom šuma (linije) i merenih parametara šuma (simboli) u slučaju on-wafer GaAs HEMT-a bez osvetljenja: (a) <math>F_{min}</math> i <math>R_n</math> (b) <math>\Gamma_{opt}</math>.....</i>	166
Slika 8.10	<i>Poređenje parametara šuma dobijenih talasnim modelom šuma (linije) i merenih parametara šuma (simboli) u slučaju osvetljenog on-wafer GaAs HEMT-a: (a) <math>F_{min}</math> i <math>R_n</math> (b) <math>\Gamma_{opt}</math>.....</i>	167

Slika 8.11	<i>Neuronski model za modelovanje zavisnosti talasnih temperatura šuma od širine gejta tranzistora i frekvencije.....</i>	168
Slika 8.12	<i>Proračunate talasne temperature šuma (simboli) fitovane veštačkom neuronskom mrežom (linije) u slučaju on-wafer GaAs HEMT-a sa širinom gejta od 100 <math>\mu\text{m}</math>: (a) <math>T_a</math>, (b) <math>T_b</math>, (c) <math> T_c </math> i (d) <math>\tau_c</math>.....</i>	171
Slika 8.13	<i>Proračunate talasne temperature šuma (simboli) fitovane veštačkom neuronskom mrežom (linije) u slučaju on-wafer GaAs HEMT-a sa širinom gejta od 200 <math>\mu\text{m}</math>: (a) <math>T_a</math>, (b) <math>T_b</math>, (c) <math> T_c </math> i (d) <math>\tau_c</math>.....</i>	172
Slika 8.14	<i>Proračunate talasne temperature šuma (simboli) fitovane veštačkom neuronskom mrežom (linije) u slučaju on-wafer GaAs HEMT-a sa širinom gejta od 300 <math>\mu\text{m}</math>: (a) <math>T_a</math>, (b) <math>T_b</math>, (c) <math> T_c </math> i (d) <math>\tau_c</math>.....</i>	172
Slika 8.15	<i>Merene i simulirane vrednosti <math>F_{min}</math> u slučaju on-wafer GaAs HEMT-a sa širinom gejta: (a) 100 <math>\mu\text{m}</math>, (b) 200 <math>\mu\text{m}</math> i (c) 300 <math>\mu\text{m}</math>.....</i>	173-174
Slika 8.16	<i>Poređenje parametara šuma simuliranih talasnim modelom šuma i merenih parametara šuma u slučaju on-wafer GaAs HEMT-a sa širinom gejta od 100 <math>\mu\text{m}</math>: (a) <math>\Gamma_{opt}</math> i (b) <math>R_n</math>.....</i>	174-175

## SPISAK SKRAĆENICA

2DEG	dvodimenzionalni elektronski gas ( <i>Two-Dimensional Electron Gas</i> )
ADS	simulator mikrotalasnih kola ( <i>Advanced Design System</i> )
ANN	veštačka neuronska mreža ( <i>Artificial Neural Network</i> )
ATE	srednja greška testiranja ( <i>Average Test Error</i> )
BJT	bipolarni tranzistor ( <i>Bipolar Junction Transistor</i> )
CAD	projektovanje pomoću računara ( <i>Computer-Aided Design</i> )
DC	jednosmerna struja ( <i>Direct Current</i> )
ECP	elementi ekvivalentnog kola ( <i>Equivalent Circuit Parameters</i> )
FET	tranzistor sa efektom polja ( <i>Field-Effect Transistor</i> )
FinFET	tip tranzistora sa efektom polja koji se zasniva na spoju metal-oksid-poluprovodnik i čija se struktura odlikuje postojanjem duplog gejta ( <i>Fin Field-Effect Transistor</i> )
HBT	bipolarni tranzistor koji se zasniva na heterospoju ( <i>Heterojunction Bipolar Transistor</i> )
HEMT	tip tranzistora sa efektom polja koji se karakteriše velikom mobilnošću elektrona ( <i>High Electron Mobility Transistor</i> )
IF	međufrekvencija ( <i>Intermediate Frequency</i> )
IGFET	tip tranzistora sa efektom polja sa izolovanim gejtom ( <i>Insulated Gate Field-Effect Transistor</i> )
JFET	tip tranzistora sa efektom polja koji se zasniva na <i>p-n</i> spoju ( <i>Junction Field-Effect Transistor</i> )
MATLAB	softver za numerički proračun i programiranje ( <i>MATrix LABoratory</i> )

MESFET	tip tranzistora sa efektom polja koji se zasniva na spoju metal-poluprovodnik ( <i>Metal-Semiconductor Field-Effect Transistor</i> )
MLP	višeslojna veštačka neuronska mreža ( <i>Multi-Layer Perceptron</i> )
MMIC	monolitno mikrotalasno integrisano kolo ( <i>Monolithic Microwave Integrated Circuit</i> )
RF	radio frekvencija ( <i>Radio Frequency</i> )
TEM	transverzalan elektromagnetni ( <i>Transverse Electromagnetic</i> )
WCE	maksimalna greška ( <i>Worst Case Error</i> )

## SPISAK SIMBOLA

$\mu$	pokretljivost elektrona
$a$	debljina aktivnog sloja, intenzitet direktnog talasa na prilazu kola
$A$	lančani parametri
$A$	lančana matrica
$a$	vektor intenziteta direktnih talasa na prilazima kola
$A_g$	ukupno slabljenje snage između merača snage i ulaza tranzistora
$A_{if}$	slabljenje promenljivog oslabljivača
$a_n$	talasni izvor šuma koji se javlja na ulazu dvoprilaznog kola
$a_{ng}$	ukupni talas šuma na ulazu dvoprilaznog kola
$ATE$	srednja greška testiranja
$b$	intenzitet reflektovanog talasa na prilazu kola
$B$	širina opsega šuma
$b$	vektor intenziteta reflektovanih talasa na prilazima kola
$B_g$	susceptansa izvora
$B_l$	susceptansa opterećenja
$b_n$	talasni izvor šuma koji se javlja na ulazu dvoprilaznog kola
$b_n$	vektor talasnih izvora šuma
$b_{ng}$	talas šuma izvora
$B_{opt}$	optimalna susceptansa izvora
$c$	parametri korelacione matrice šuma

$C$	korelaciona matrica šuma
$C', C''$	korelacione matrice šuma pre i posle konverzije
$C_A$	korelaciona matrica šuma kod $A$ reprezentacije
$C_{ds}$	kapacitivnost između drejna i sorsa
$C_{dsp}$	kapacitivnost između drejna i sorsa (pakovanje)
$C_{gd}$	kapacitivnost između gejta i drejna
$C_{gdp}$	kapacitivnost između gejta i drejna (pakovanje)
$C_{gs}$	kapacitivnost između gejta i sorsa
$C_{gsp}$	kapacitivnost između gejta i sorsa (pakovanje)
$C_H$	korelaciona matrica šuma kod $H$ reprezentacije
$C_{pg}$	parazitna kapacitivnost drejna
$C_{ps}$	parazitna kapacitivnost sorsa
$C_S$	korelaciona matrica šuma kod talasne $S$ reprezentacije
$C_T$	korelaciona matrica šuma kod talasne $T$ reprezentacije
$C_Y$	korelaciona matrica šuma kod $Y$ reprezentacije
$C_Z$	korelaciona matrica šuma kod $Z$ reprezentacije
$d$	debljina sloja AlGaAs $n$ -tipa kod GaAs HEMT-a
$d$	željeni izlazni signali koji se koriste za treniranje veštačke neuronske mreže
$d_0$	debljina sloja nedopiranog AlGaAs kod GaAs HEMT-a
$E$	greška, napon izvora
$E_b$	polje proboja
$E_c$	provodna zona
$E_f$	Fermi-jev nivo
$E_g$	energetski procep
$E_G$	napon izvora
$e_{gs}$	naponski izvor između gejta i sorsa
$E_v$	valentna zona
$F$	faktor šuma
$f$	frekvencija

$F_{dB}$	faktor šuma izražen u dB
$f_{max}$	maksimalna frekvencija oscilovanja
$F_{min}$	minimalni faktor šuma
$F_{min,u}$	minimalni faktor šuma unutrašnjeg kola tranzistora
$G$	ekvivalentna konduktansa šuma, pojačanje
$G_a$	raspoloživo pojačanje
$G_g$	konduktansa izvora
$G_l$	konduktansa opterećenja
$g_m$	transkonduktansa
$g_n$	ekvivalentna konduktansa šuma
$g_{n,u}$	ekvivalentna konduktansa šuma unutrašnjeg kola tranzistora
$G_{opt}$	optimalna konduktansa izvora
$G_u$	ekvivalentna konduktansa šuma unutrašnjeg kola tranzistora
$H$	hibridni parametri
$\mathbf{H}$	hibridna matrica
$I$	struja
$I^-$	amplituda reflektovanog talasa struje
$I^+$	amplituda direktnog talasa struje
$i_a, i_h, i_n$	strujni izvori šuma
$I_{ds}$	struja između drejna i sorsa
$i_{ds}$	strujni izvor između drejna i sorsa
$I_{dss}$	struja zasićenja između drejna i sorsa
$i_g$	struja izvora
$I_{max}$	maksimalna struja
$k$	Boltzmann-ova konstanta ( $1.38 \times 10^{-23}$ J/K)
$L$	dužina gejta
$L_D$	dužina drejna
$L_d$	induktivnost drejna
$L_g$	induktivnost gejta
$L_{GD}$	rastojanje između gejta i drejna

$L_{GS}$	rastojanje između gejta i sorsa
$L_S$	dužina sorsa
$L_s$	induktivnost sorsa
$M$	mera šuma
$N_t$	parametri šuma tranzistora
$N_u$	parametri šuma unutrašnjeg kola tranzistora
$o$	signal na izlazu veštačke neuronske mreže
$p$	signal na ulazu sinapse
$P_{GA}$	raspoloživa snaga izvora
$P_L$	aktivna snaga koja se disipira na opterećenju
$P_m$	snaga očitana na meraču snage
$P_n$	snaga šuma
$P_{n,iz}$	snaga šuma na izlazu mreže
$P_{n,ul}$	snaga šuma na ulazu mreže
$P_R$	snaga reflektovanog talasa
$P_{s,iz}$	snaga signala na izlazu mreže
$P_{s,ul}$	snaga signala na ulazu mreže
$Q_g$	količina naelektrisanja osiromašene oblasti
$R$	ekvivalentna otpornost šuma, otpornost
$r$	korelacioni koeficijent
$R_d$	otpornost drejna
$R_{ds}$	otpornost između drejna i sorsa
$R_g$	otpornost gejta
$R_{gd}$	otpornost između gejta i drejna
$R_{gdf}$	dodatna otpornost između gejta i drejna kojom se proširuje unutrašnje kolo osvetljenog tranzistora
$R_{gen}$	otpornost izvora
$R_{gs}$	otpornost između gejta i sorsa
$R_{gsf}$	dodatna otpornost između gejta i sorsa kojom se proširuje unutrašnje kolo osvetljenog tranzistora
$R_n$	ekvivalentna otpornost šuma



$R_{n,u}$	ekvivalentna otpornost šuma unutrašnjeg kola tranzistora
$R_{opt}$	optimalna otpornost izvora
$R_{opt,u}$	optimalna otpornost izvora unutrašnjeg kola tranzistora
$R_s$	otpornost sorsa
$S$	parametri rasejanja
$\mathbf{S}$	matrica resejanja
$T$	temperatura, transmisioni parametri
$\mathbf{T}$	transmisiona matrica
$t$	vreme
$T_0$	referentna temperatura (290 K)
$T_a, T_b, T_c$	talasne temperature šuma
$T_{af}, T_{bf}, T_{cf}$	fiktivne talasne temperature šuma
$T_d$	temperatura drejna
$T_g$	temperatura gejta
$T_{gen}$	temperatura šuma izvora
$TL$	transmisiona linija
$T_{min}$	minimalna temperatura šuma
$T_{min,u}$	minimalna temperatura šuma unutrašnjeg kola tranzistora
$T_n$	temperatura šuma
$T_{n,u}$	temperatura šuma unutrašnjeg kola tranzistora
$T_{ng}$	temperatura šuma na ulazu dvoprilaznog kola bez šuma
$T_o$	radna temperatura
$T_r$	skup indeksa trening podataka
$u$	signal na ulazu u veštačku neuronsku mrežu
$\mathbf{u}$	ulazni signali koji se koriste za treniranje veštačke neuronske mreže
$V$	napon
$V^-$	amplituda reflektovanog talasa napona
$\mathbf{V}^-$	vektor amplituda reflektovanih talasa napona
$V^+$	amplituda direktnog talasa napona
$\mathbf{V}^+$	vektor amplituda direktnih talasa napona

$v_a, v_h, v_n$	naponski izvori šuma
$V_{ds}$	napon između drejna i sorsa
$V_{gd}$	napon između gejta i drejna
$V_{gs}$	napon između gejta i sorsa
$V_n$	napon šuma
$V_p$	napon prekida
$w$	težina sinapse
$\mathbf{w}$	matrica težina sinapsi između neurona
$W$	širina gejta
$WCE$	maksimalna greška
$x$	izlaz linearnog kombinatora neurona, koeficijent polinoma
$X_{gen}$	reaktansa izvora
$X_{opt}$	optimalna reaktansa izvora
$X_{opt,u}$	optimalna reaktansa izvora unutrašnjeg kola tranzistora
$Y$	admitansa, admitansni parametri
$\mathbf{Y}$	admitansna matrica
$y$	izlazni signal neurona, koeficijent polinoma
$Y_0$	referentna admitansa (20 mS)
$Y_g$	admitansa izvora
$Y_l$	admitansa opterećenja
$Y_{opt}$	optimalna admitansa izvora
$Z$	impedansa, impedansni parametri
$\mathbf{Z}$	impedansna matrica
$z$	koeficijent polinoma
$Z_0$	impedansa transmisionne linije, referentna impedansa (50 $\Omega$ )
$Z_{gen}$	impedansa izvora
$Z_{IN}$	ulazna impedansa
$Z_L$	impedansa opterećenja
$Z_{opt}$	optimalna impedansa izvora
$Z_R$	referentna impedansa
$\Gamma$	koeficijent refleksije

$\Gamma_g$	koeficijent refleksije izvora
$\Gamma_{opt}$	optimalni koeficijent refleksije izvora
$\Gamma_{opt,u}$	optimalni koeficijent refleksije izvora unutrašnjeg kola tranzistora
$\delta$	relativna greška
$\theta$	električna dužina transmisionne linije, težinski koeficijent jediničnog ulaza u neuron
$\lambda$	toplotna provodljivost
$\rho_a, \rho_h, \rho_y, \rho_z$	korelacioni koeficijenti
$\rho_{c,u}, \rho_u$	korelacioni koeficijenti vezani za unutrašnje kolo tranzistora
$\sigma^2$	standardna devijacija
$\tau$	vremensko kašnjenje transkonduktanse $g_m$
$\tau_c$	vremensko kašnjenje talasne temperature šuma $T_c$
$\tau_{cf}$	vremensko kašnjenje fiktivne talasne temperature šuma $T_{cf}$
$\varphi_c$	argument talasne temperature šuma $T_c$
$\varphi_g$	argument koeficijenta refleksije izvora $\Gamma_g$
$\varphi_{opt}$	argument optimalnog koeficijenta refleksije izvora $\Gamma_{opt}$
$\varphi_{opt,u}$	argument optimalnog koeficijenta refleksije izvora unutrašnjeg kola tranzistora $\Gamma_{opt,u}$
$\omega$	ugaona brzina

## 1. UVOD

Mikrotalasni tranzistori predstavljaju bazičnu komponentu različitih aktivnih mikrotalasnih sklopova, kao što su pojačavači, oscilatori, pomerači faze, mešači, aktivni filtri itd., [1-18]. Među mikrotalasnim tranzistorima, posebno se izdvajaju tranzistori sa efektom polja, FET-ovi (*Field-Effect Transistor*), koji pokazuju znatno bolje karakteristike u odnosu na silicijumske bipolarne tranzistore, BJT-ove (*Bipolar Junction Transistor*), u većem delu mikrotalasnog opsega. Iako je familija FET-ova poprilično velika, u području mikrotalasa najveću primenu nalaze MESFET-ovi (*Metal-Semiconductor FET*) i HEMT-ovi (*High Electron Mobility Transistor*). MESFET-ovi izrađeni na GaAs (GaAs MESFET) usled znatno nižeg faktora šuma i većeg pojačanja u odnosu na BJT-ove predstavljaju dominantne komponente na frekvencijama već od nekoliko GHz pa naviše. Sa druge strane, HEMT-ovi bazirani na AlGaAs-GaAs heterospoju (GaAs HEMT) odlikuju se superiornijim performansama u pogledu šuma u odnosu na GaAs MESFET, što ih čini veoma pogodnim za primenu kod malošumnih pojačavača.

U okviru disertacije, nakon Uvoda, u drugoj glavi biće opisane strukture i princip rada najčešće korišćenih mikrotalasnih tranzistora – MESFET-a i HEMT-a. I u jednom i u drugom slučaju biće razmatrane GaAs strukture, dok će u slučaju HEMT-a dodatno biti opisane i neke alternativne realizacije ovog tipa tranzistora. S obzirom na to da su ekvivalentna kola tranzistora veoma bitna prilikom projektovanja aktivnih mikrotalasnih kola, iz razloga što se njihovom implementacijom u okviru simulatora mikrotalasnih kola omogućava predviđanje performansi komponenata koje nisu dostupne ili se ne mogu lako dobiti merenjem, u ovoj glavi biće predstavljena i najčešće korišćena topologija ekvivalentnog kola MESFET-a /

HEMT-a za male signale. Razlog za široku upotrebu ovog ekvivalentnog kola leži u činjenici da je i pored svoje jednostavnosti ono pokazalo odlično poklapanje sa merenim  $S$  parametrima tranzistora sve do frekvencije od 26 GHz.

Kako se kod aktivnih mikrotalasnih sklopova, koji su sastavni deo savremenih mikrotalasnih komunikacionih sistema (satelitski sistemi, mobilni sistemi, mikrotalasni radio relejni linkovi itd.), u cilju dobijanja što boljih performansi teži maksimalnom smanjenju šuma, veoma je važno izvršiti karakterizaciju šuma mikrotalasnih tranzistora u odgovarajućem frekvencijskom opsegu. Ona se obično vrši korišćenjem sledećih parametara šuma: minimalnog faktora šuma,  $F_{min}$ , optimalnog koeficijenta refleksije izvora,  $\Gamma_{opt}$ , i ekvivalentne otpornosti šuma,  $R_n$ . Za merenje ovih parametara danas se uspešno koriste savremeni merni sistemi koji uključuju primenu naprednih vektorskih analizatora mreža, [19]. Međutim, iako su se savremeni merni sistemi pokazali odlično u merenju parametara šuma mikrotalasnih tranzistora, većina projekatata mikrotalasnih kola usled previsoke cene naprednih vektorskih analizatora mreža i dalje koristi starije merne sisteme, [4]. Naime, stariji merni sistemi ne sadrže vektorske analizatore mreža, pa su samim tim i jeftiniji. Glavna mana starijih mernih sistema jeste sama kompleksnost mernog sistema, kao i manjak efikasnosti i tačnosti merenja u odnosu na savremene merne sisteme.

Nevezano od izbora mernog sistema, u praksi se najčešće koriste dva metoda za merenje parametara šuma mikrotalasnih tranzistora: direktni i indirektni, [4]. Kod direktnog metoda, pomoću tjunera se menja admitansa izvora šuma, sve dok se na meraču šuma (vektorskom analizatoru mreža) ne izmeri  $F_{min}$ . Odgovarajuća vrednost admitanse izvora u tom slučaju odgovara  $\Gamma_{opt}$ . Vrednost preostalog parametra šuma,  $R_n$ , određuje se korišćenjem odgovarajuće jednačine na osnovu merenja faktora šuma za poznatu vrednost admitanse generatora. I pored činjenice da je metod za direktno merenje parametara šuma u principu matematički korektan i praktično primenljiv, on ipak ima i određena ograničenja, naročito sa aspekta tačnosti rezultata. Sa druge strane, metod baziran na indirektnom pristupu omogućava prevazilaženje svih ograničenja vezanih za prethodni metod. Kod ovog metoda, faktor šuma se meri za četiri ili više različitih vrednosti admitanse generatora. Na osnovu izmerenih vrednosti faktora šuma za odgovarajuće admitanse izvora, rešavanjem sistema odgovarajućih jednačina određuju se sva tri nepoznata parametra šuma.

Najveći problem koji se javlja prilikom merenja parametara šuma mikrotalasnih tranzistora jeste što u slučaju kada je potrebno odrediti njihove vrednosti za više različitih radnih frekvencija, ono postaje vremenski zahtevno. Prema tome, najefikasniji način

karakterizacije šuma mikrotalasnih tranzistora je korišćenje modela šuma tranzistora u simulatorima mikrotalasnih kola. Ovi modeli omogućuju značajno smanjenje broja potrebnih merenja za karakterizaciju šuma tranzistora, a time i efikasniju analizu šuma. Većina modela šuma bazira se na klasičnoj reprezentaciji dvoprilaznog kola sa šumom. U grupu klasičnih reprezentacija kola sa šumom spadaju:  $Z$ ,  $Y$ ,  $A$ ,  $H$ ,  $G$  itd. Ove reprezentacije su pogodne za analizu kola na nižim frekvencijama i podrazumevaju korišćenje ekvivalentnih naponskih i/ili strujnih izvora šuma, [20-24].

Modeli šuma mikrotalasnih tranzistora se generalno mogu podeliti na grupu koju čine delimično ili potpuno empirijski modeli, [25-28], i grupu koju čine fizički modeli, [29, 30]. Fizički modeli imaju osnovu u stvarnim mehanizmima generisanja šuma u tranzistorima, i po pravilu su, usled svoje kompleksnosti, manje pogodni za CAD (*Computer-Aided Design*) aplikacije. Pored toga, za primenu ovih modela potrebno je poznavati veliki broj parametara vezanih za geometriju, tehnološki proces izrade komponente i slično, što je retko kad poznato za komercijalno dostupne komponente. Stoga se u okviru standardnih softverskih paketa za modelovanje šuma mikrotalasnih tranzistora najčešće koriste empirijski modeli. U poređenju sa fizičkim modelima, empirijski modeli su jednostavniji i znatno tačniji u modelovanju šuma mikrotalasnih tranzistora. Glavna mana ovih modela je to što je za postizanje visoke tačnosti modelovanja potrebna velika količina podataka. Štaviše, u slučaju empirijskih modela, svaka promena u geometriji ili materijalu komponente zahteva potpuno novi postupak modelovanja parametara šuma.

Najveća pažnja, u okviru treće glave, biće posvećena upravo razmatranju najvažnijih modela šuma mikrotalasnih FET-ova. Najpre će, nakon kratkog osvrtu na izvore i vrste šumova u mikrotalasnim komponentama, ukratko biti objašnjene veličine kojima se karakteriše šum dvoprilaznog sklopa. Pored toga, biće opisan i postupak direktnog / indirektnog merenja parametara šuma mikrotalasnih tranzistora u slučaju primene savremenih mernih sistema, kao i nešto starijeg mernog sistema koji se najčešće koristi. Zatim će biti predstavljene, kako klasične  $Z$ ,  $Y$ ,  $A$  i  $H$ , tako i talasne  $S$  i  $T$  reprezentacije dvoprilaznog kola sa šumom. Nakon toga, detaljno će biti opisana dva empirijska modela šuma mikrotalasnih tranzistora, koja su u poslednje vreme privukla značajnu pažnju među projektantima mikrotalasnih kola - model šuma Pospieszalski-og, [28], i talasni model šuma, [25].

Model šuma Pospieszalski-og, [28], odnosi se na standardno unutrašnje ekvivalentno kolo tranzistora za male signale, i bazira se na klasičnoj  $H$  reprezentaciji dvoprilaznog kola sa šumom. Iako ovaj model spada u grupu empirijskih modela, on ima i dodirnih tačaka sa fizičkim pristupom. Naime, u slučaju modela šuma Pospieszalski-og, kompletan postupak

modelovanja parametara šuma mikrotalasnih tranzistora vrši se korišćenjem sledećih dveju veličina: ekvivalentne temperature šuma gejta,  $T_g$ , i ekvivalentne temperature šuma drejna,  $T_d$ . S obzirom na to da ekvivalentne temperature šuma  $T_d$  i  $T_g$  imaju određeno fizičko značenje, model šuma koji je predložio Pospieszalski može se smatrati poluempirijskim.

Sa druge strane, talasni model šuma, [25], koji je predmet istraživanja ove doktorske disertacije, spada u grupu potpuno empirijskih modela. On se takođe odnosi na standardno unutrašnje ekvivalentno kolo tranzistora za male signale, ali se za razliku od modela šuma Pospieszalski-og bazira na talasnoj  $T$  reprezentaciji dvoprilaznog kola sa šumom. Na mikrotalasnim frekvencijama, talasna reprezentacija šuma donosi niz prednosti. To je pre svega iz razloga što je talasna reprezentacija šuma kompatibilna sa opisom mikrotalasnih kola pomoću  $S$  i  $T$  matrica, što omogućava da se celokupna analiza šuma izvrši korišćenjem talasa šuma i  $S$  ili  $T$  parametara, [22, 25, 31-68]. Ovo je veoma važno s obzirom na to da su  $S$  i  $T$  parametri po prirodi koeficijenti refleksije i transmisije, a to su direktno merljive veličine u području mikrotalasa.

Talasni model šuma okarakterisan je parametrima koji se nazivaju talasne temperature šuma – dve realne talasne temperature šuma,  $T_a$  i  $T_b$ , i jedna kompleksna korelaciona talasna temperatura šuma,  $T_c$ , [25]. Sam talasni model definiše izraze za određivanje talasnih temperatura šuma na osnovu parametara šuma unutrašnjeg kola tranzistora. Međutim, kako su u praksi poznati samo mereni parametri šuma tranzistora, direktno analitičko određivanje talasnih temperatura šuma nije moguće. Zbog toga se one određuju na osnovu merenih parametara šuma tranzistora, najčešće primenom optimizacionih procedura u simulatorima mikrotalasnih kola. Kako su talasne temperature šuma zavisne od temperature, napajanja i frekvencije, neophodno je izvršiti njihovu ekstrakciju za svaku temperaturu, napajanje i frekvenciju ponaosob. Na taj način, optimizacione procedure postaju vremenski zahtevne i relativno su neefikasno sredstvo za ekstrakciju talasnih temperatura šuma. Upravo će iz tog razloga u okviru ove disertacije biti predstavljeni novi efikasniji metodi za određivanje talasnih temperatura šuma, pri čemu se neki od njih baziraju na primeni veštačkih neuronskih mreža, ANNs (*Artificial Neural Networks*).

Veštačke neuronske mreže su nelinearni sistemi čija se struktura zasniva na prirodnim neuronskim mrežama i čiji se rad bazira na paralelnoj obradi informacija od strane osnovnih procesnih jedinica, veštačkih neurona, [69-76]. Najjednostavniji tip veštačkih neuronskih mreža jesu takozvane MLP (*Multi-Layer Perceptron*) mreže sa prostiranjem podataka unapred. Ovaj tip mreže odlikuje se slojevitim grupisanjem neurona, pri čemu je svaki neuron

iz jednog sloja povezan sa svim neuronima iz susednog sloja, a gde ne postoje veze između neurona koji se nalaze u istom sloju. Svaki veštački neuron karakteriše se svojom prenosnom (aktivacionom) funkcijom, a svaka od veza težinom. Osnovna karakteristika veštačkih neuronskih mreža je sposobnost učenja između dva skupa veličina. Za obučavanje mreža koriste se posebni algoritmi pomoću kojih se, na osnovu poznatih kombinacija ulaz-izlaz, vrši modifikacija parametara mreže (težine veza i pragovi aktivacionih funkcija neurona). Obučena mreža je u stanju da korektno odredi odziv čak i za kombinacije ulaznih veličina koje nisu korišćene u toku učenja, tj. ima veliku sposobnost generalizacije.

Dijapazon primene veštačkih neuronskih mreža u oblasti mikrotalasa je veoma širok. One su korišćene za modelovanje kako pasivnih struktura (mikrostrip struktura, rezonatora i sl.), tako i aktivnih komponenata (mikrotalasnih tranzistora i pojačavača), [43, 53, 56-58, 62, 64-68, 73, 76-84]. Takođe, veštačke neuronske mreže su primenjene i u modelovanju, simulaciji i optimizaciji kompletnih mikrotalasnih kola i sklopova, mikrotalasnih antena, u radarskoj tehnici, itd. Njihova široka upotreba proizilazi pre svega iz njihovih odličnih karakteristika. Naime, kod veštačkih neuronskih mreža nije potrebno nikakvo predznanje o problemu koji se modeluje, već se nepoznate veze između ulaznih i izlaznih veličina određuju samo na osnovu trening podataka. Pored toga, s obzirom na to da modeli bazirani na veštačkim neuronskim mrežama mogu da pruže korektnu aproksimaciju krajnje nelinearnih, kao i linearnih funkcija, oni mogu biti tačniji od modela baziranih na polinomima.

Opšta teorija o veštačkim neuronskim mrežama biće prezentovana u četvrtoj glavi. Kako se veštačke neuronske mreže zasnivaju na prirodnim neuronskim mrežama, najpre će biti opisan prirodni nervni sistem čoveka. Nakon toga biće predstavljen model neurona, gde će biti opisani i tipovi aktivacionih funkcija neurona. U nastavku će posebna pažnja biti posvećena MLP mreži, koja predstavlja strukturu mreže koja se najčešće koristi. Na kraju, detaljno će biti opisan postupak obuke i testiranja veštačkih neuronskih mreža, kao i postupak pripreme podataka koji se koriste u tu svrhu.

U petoj glavi biće predstavljena tri nova metoda za indirektno određivanje talasnih temperatura šuma, koja su bazirana na primeni različitih *de-embedding* postupaka. U slučaju ovih metoda, određivanje talasnih temperatura šuma se vrši u dva koraka. Naime, prvi korak predstavlja ekstrakciju parametara šuma unutrašnjeg kola tranzistora na osnovu merenih parametara šuma tranzistora. To se postiže otklanjanjem efekata elemenata spoljašnjeg kola tranzistora primenom nekog *de-embedding* postupka. Sva tri metoda zasnivaju se na različitim *de-embedding* postupcima, i to: analitičkom *de-embedding* postupku, [59, 63, 85-89], *de-embedding* postupku u okviru simulatora mikrotalasnih kola, [90], i *de-embedding*



postupku baziranom na veštačkim neuronskim mrežama, [53, 67, 91]. Drugi korak je identičan kod svih ekstrakcionih metoda, i predstavlja neposredni proračun talasnih temperatura šuma primenom odgovarajućih jednačina na osnovu ekstrahovanih parametara šuma unutrašnjeg kola tranzistora. U cilju validacije, sva tri ekstrakciona metoda biće primenjena na konkretni GaAs HEMT. Kako bi se odredilo koji od predloženih ekstrakcionih metoda je najbolji po pitanju tačnosti, efikasnosti i kompleksnosti, na kraju ove glave biće izvršena njihova komparativna analiza, [64].

U okviru šeste glave doktorske disertacije biće opisana četiri nova metoda za direktno određivanje talasnih temperatura šuma, koja su bazirana na primeni veštačkih neuronskih mreža. Ovi metodi, za razliku od ekstrakcionih metoda predloženih u petoj glavi ne zahtevaju poznate parametre šuma unutrašnjeg kola tranzistora, a time i primenu *de-embedding* postupka u cilju otklanjanja efekata elemenata spoljašnjeg kola tranzistora. Prvi ekstrakcioni metod zasniva se na neuronskom modelu koji omogućava određivanje talasnih temperatura šuma na osnovu elemenata razmatranog ekvivalentnog kola tranzistora, parametara šuma tranzistora, frekvencije i temperature, [58]. Neuronski model koji je osnova drugog ekstrakcionog metoda omogućava određivanje talasnih temperatura šuma na osnovu frekvencije, temperature i fiktivnih talasnih temperatura šuma, koje se odnose na celo kolo tranzistora, [65]. Osnovu trećeg ekstrakcionog metoda čini isti neuronski model kao kod prvog ekstrakcionog metoda. Kako bi se omogućilo određivanje talasnih temperatura šuma sa proizvoljnim temperaturnim i frekvencijskim korakom, bez potrebe za dodatnom ekstrakcijom elemenata razmatranog ekvivalentnog kola tranzistora i dodatnim merenjima parametara šuma tranzistora, njihove vrednosti se u slučaju ovog ekstrakcionog metoda određuju korišćenjem dva dodatna neuronska modela. Na taj način, treći ekstrakcioni metod predstavlja nadogradnju prvog ekstrakcionog metoda, ali za razliku od njega, kao i od drugog ekstrakcionog metoda, omogućava kontinualno određivanje talasnih temperatura šuma duž celog frekvencijskog i temperaturnog opsega od interesa, [56]. Četvrti ekstrakcioni metod bazira se na neuronskom modelu koji omogućava određivanje talasnih temperatura šuma na osnovu temperature i frekvencije, [57, 68]. Time ovaj ekstrakcioni metod, baš kao i treći ekstrakcioni metod, omogućava određivanje talasnih temperatura šuma sa proizvoljnim temperaturnim i frekvencijskim korakom. Kako bi se izvršila validacija predloženih ekstrakcionih metoda, oni će biti primenjeni na konkretni GaAs HEMT, a dobijeni rezultati biće iskorišćeni i za njihovu komparativnu analizu koja je data na kraju ove glave.

Za direktno određivanje talasnih temperatura šuma se, pored ekstrakcionih metoda predloženih u šestoj glavi, može koristiti i semi-analički ekstrakcioni metod baziran na

polinomima, koji će biti predstavljen u sedmoj glavi. Ovaj metod zasniva se na direktnom određivanju talasnih temperatura šuma na osnovu korelacija koje postoje između ovih temperatura i fiktivnih talasnih temperatura šuma, [60]. Za razliku od talasnih temperatura šuma koje se odnose na unutrašnje kolo tranzistora, fiktivne talasne temperature šuma se odnose na celi tranzistor. Dakle, pomenuti ekstrakcioni metod je dosta sličan drugom ekstrakcionom metodu koji će biti predložen u šestoj glavi, s tim što se u ovom slučaju za izražavanje korelacija između gorenavedenih parametara umesto veštačkih neuronskih mreža koriste polinomi. Validacija ovog ekstrakcionog metoda biće izvršena poređenjem simuliranih i merenih parametara šuma tranzistora u slučaju njegove primene na konkretni GaAs HEMT.

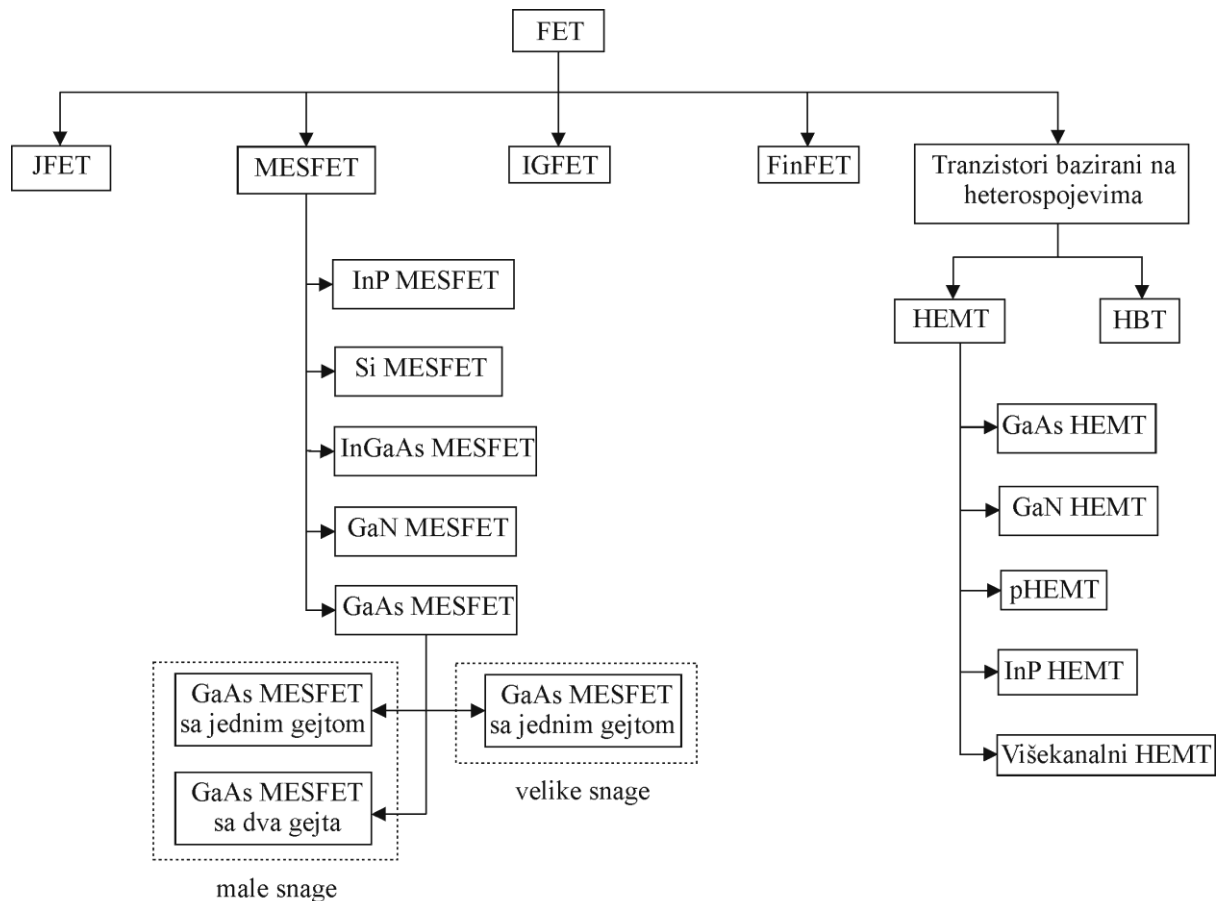
Osma glava se bavi različitim primerima primene talasnog modela šuma. Naime, kako bi se dokazala pouzdanost talasnog modela šuma u slučaju njegove primene na komponente novije generacije, u okviru ove glave, on će biti iskorišćen za modelovanje parametara šuma GaN HEMT-a, [62]. Takođe, u ovoj glavi, talasni model šuma biće iskorišćen i za modelovanje parametara šuma osvetljenog GaAs HEMT-a, [92], i tri različita GaAs HEMT-a sa skaliranom širinom gejta, [66]. Na taj način, biće dokazana pouzdanost talasnog modela šuma i u slučaju njegove primene na komponente izložene različitim spoljašnjim svetlosnim uslovima, kao i na komponente iste klase sa različitom širinom gejta. U sva tri slučaja, u svrhu efikasnog određivanja talasnih temperatura šuma, biće korišćeni neki od ekstrakcionih metoda koji će biti predloženi u petoj glavi.

U devetoj glavi će na osnovu izloženih rezultata biti izvedeni najvažniji zaključci, a spisak korišćene literature biće dat u desetoj glavi.

## 2. MIKROTALASNI TRANZISTORI

Mikrotalasni tranzistori su sastavni deo mnogih mikrotalasnih sklopova (pojačavača, oscilatora, pomerača faze, mešača, aktivnih filtara itd.) koji se koriste u savremenim bežičnim komunikacionim sistemima, [1-18]. U oblasti mikrotalasa najčešće se koriste tranzistori sa efektom polja, FET-ovi, dok se u manjoj meri koriste silicijumski bipolarni tranzistori, BJT-ovi. Razlog za to je što FET-ovi pokazuju znatno bolje karakteristike od BJT-ova pri frekvencijama većim od nekoliko GHz, tj. u većem delu mikrotalasnog opsega. Glavne prednosti mikrotalasnih FET-ova su: veća maksimalna radna frekvencija, manji faktor šuma i veće pojačanje pri višim frekvencijama mikrotalasnog opsega.

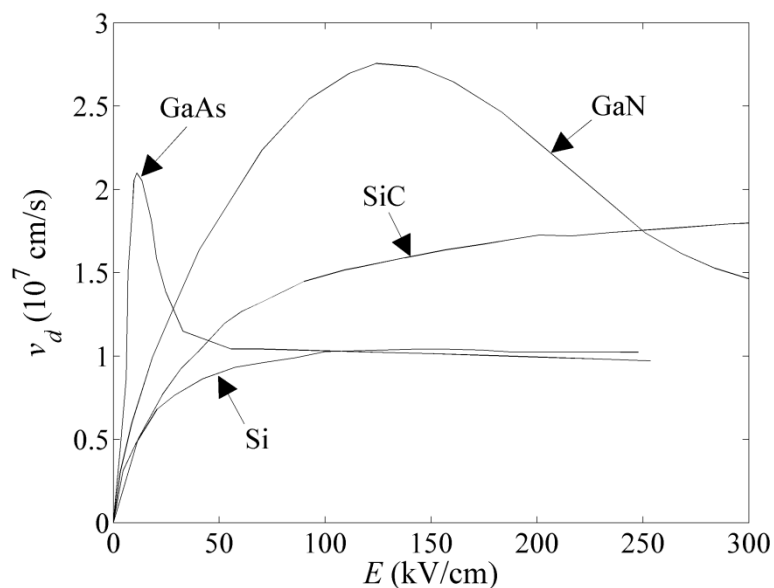
Za razliku od BJT-ova, čiji se princip rada bazira na injekciji slobodnih elektrona između baze i emitora, koji se kasnije sakupljaju od strane kolektora, FET-ovi kontrolišu električnu provodnost kanala između sorsa ( $S$ ) i drejna ( $D$ ) električnim poljem na gejtu ( $G$ ). Polaritet električnog polja zavisi od tipa nosilaca koji se kreću duž provodnog kanala (šupljine ( $p$ -tip) ili elektroni ( $n$ -tip)), a sam princip kontrole provodnog kanala električnim poljem zavisi od tipa FET-a. Iako koncept na kome se bazira rad FET-a datira još iz 1925. godine i prethodi pronalasku BJT-a, tek 1960. godine pojavili su se prvi komercijalno dostupni FET-ovi. U današnje vreme familija FET-ova veoma je bogata i obuhvata MESFET, HEMT, JFET (*Junction FET*), IGFET (*Insulated Gate FET*), FinFET (*Fin FET*), HBT (*Heterojunction Bipolar Transistor*) itd., Slika 2.1, [7].



Slika 2.1 Stablo familije FET-ova.

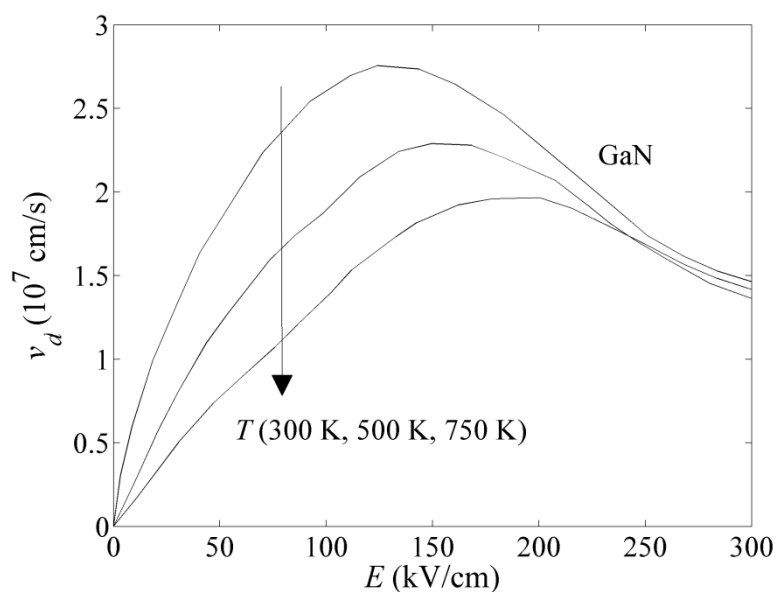
Do sada se koristilo nekoliko tipova poluprovodnih materijala za izradu FET-ova. Među najčešće korišćenim materijalima nalaze se: Si, GaAs, GaN, SiC, InP itd. Na Slici 2.2 prikazana je brzina drifta elektrona,  $v_d$ , na temperaturi od 300 K u funkciji jačine električnog polja,  $E$ , u slučaju poluprovodnih materijala koji se najčešće koriste za izradu FET-ova, [12].

Kao što se sa Slike 2.2 može videti, brzina drifta u GaAs nadmašuje brzinu drifta u Si, što je veoma važna prednost kod savremenih kratko-kanalnih komponenata. Takođe, u poređenju sa Si, GaAs se odlikuje veoma malom efektivnom masom elektrona. To dovodi do znatno veće pokretljivosti elektrona koja je na sobnoj temperaturi u slučaju GaAs oko šest puta veća nego u slučaju Si. Još jedna važna prednost GaAs je dostupnost ovog poluizolacionog materijala. Zbog toga se poluizolacioni GaAs danas uveliko koristi kao supstrat prilikom proizvodnje MESFET-ova, HEMT-ova i drugih komponenata. Pasivni elementi takođe mogu biti izrađeni na ovom supstratu, što predstavlja veliku prednost u proizvodnji monolitnih mikrotalasnih integriranih kola, MMIC (*Monolithic Microwave Integrated Circuit*).



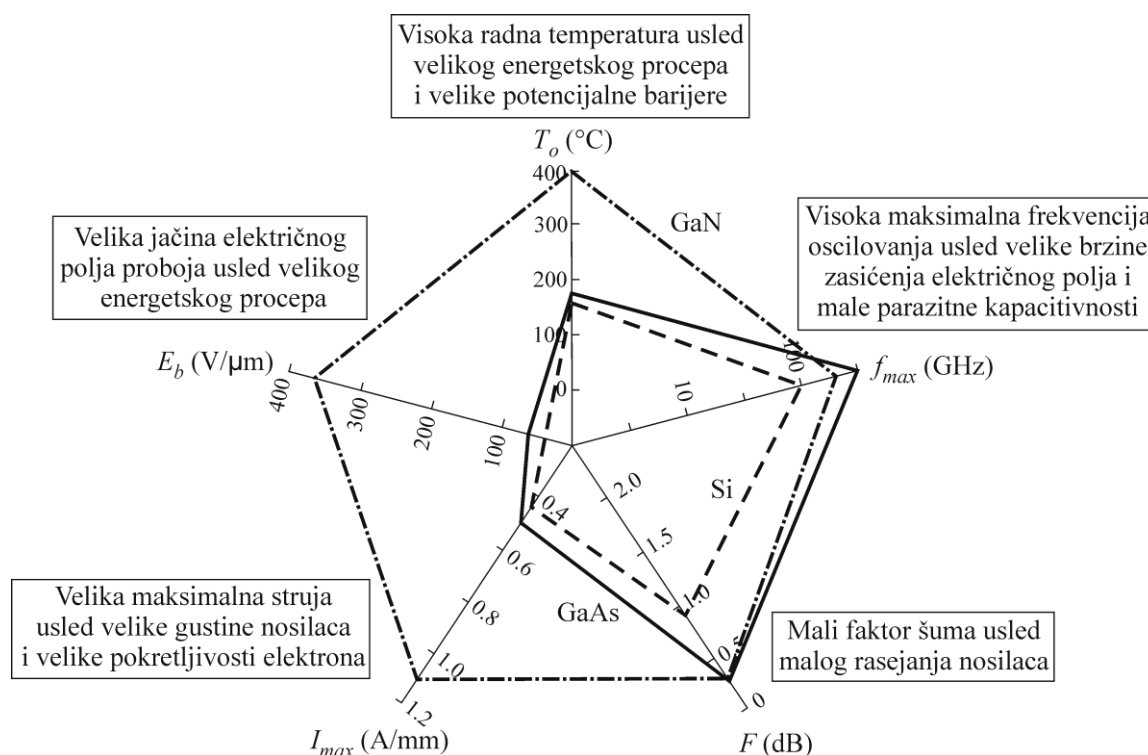
Slika 2.2 Brzina drifta elektrona u Si, GaAs, GaN i SiC u funkciji jačine električnog polja, na temperaturi od 300 K.

Osim GaAs, i GaN pokazuje veoma dobre karakteristike kada je u pitanju brzina drifta elektrona. Naime, na Slici 2.2 prikazano je da je na temperaturi od 300 K brzina drifta u slučaju GaN znatno veća nego u slučaju ostalih poluprovodnih materijala u većem delu posmatranog opsega jačine električnog polja. Na brzinu drifta u nekom poluprovodnom materijalu, pored jačine električnog polja, takođe utiče i temperatura,  $T$ . Kao ilustracija, Slika 2.3 prikazuje zavisnost brzine drifta elektrona u GaN od jačine električnog polja na različitim temperaturama, [12].



Slika 2.3 Brzina drifta elektrona u GaN u funkciji jačine električnog polja, na temperaturama od 300 K, 500 K i 750 K.

Pored velike brzine drifta elektrona, GaN poseduje i veliku pokretljivost nosilaca, dok u poređenju sa Si ima više od deset puta veću jačinu električnog polja proboja i oko tri puta veći energetske procep. Dobre osobine GaN dovele su do toga da GaN komponente poseduju nekoliko ključnih karakteristika: velika dielektrična konstanta, visoka radna temperatura, visoka maksimalna frekvencija oscilovanja, mali faktor šuma, velika jačina električnog polja proboja, velika gustina struje, velika brzina prekidanja i mala unutrašnja otpornost. Slika 2.4 prikazuje poređenje najbitnijih karakteristika GaN komponentata sa najbitnijim karakteristikama Si i GaAs komponentata, [93].



Slika 2.4 Poređenje najbitnijih karakteristika GaN komponentata sa najbitnijim karakteristikama Si i GaAs komponentata.

Treba napomenuti da iako GaN pokazuje superiornije karakteristike u odnosu na ostale poluprovodne materijale, tek nedavno je počeo da se koristi u proizvodnji mikrotalasnih FET-ova. Cilj njegove primene je da polako preuzme ulogu Si koji je dostigao svoj limit u pogledu karakteristika brzine, snage i temperature. Takođe, GaN je tehnologija koja omogućava razvoj inovacija iz oblasti “čistih tehnologija” (*clean tech*) u kojima efikasnost igra veoma bitnu ulogu.

Tabela 2.1 sumira najbitnije karakteristike poluprovodnih materijala koji su najčešće sastavni deo struktura FET-ova, [94].

Tabela 2.1 Karakteristike mikrotalasnih poluprovodnika.

Materijal	Pokretljivost elektrona $\mu$ , $\text{cm}^2/(\text{Vs})$	Energetski procep $E_g$ , eV	Jačina električnog polja proboja $E_b$ , $10^6\text{V/cm}$	Toplotna provodljivost $\lambda$ , $\text{W}/(\text{mK})$
Si	1500	1.11	0.3	150
4H-SiC	700	3.26	2	450
InP	5400	1.35	0.5	70
GaAs	8500	1.42	0.4	50
GaN	900	3.49	3.3	170

U nastavku disertacije će biti više reči o posebnim tipovima FET-a: MESFET-u i HEMT-u. I u jednom i u drugom slučaju biće razmatrane GaAs strukture, dok će u slučaju HEMT-a dodatno biti razmatrana GaN struktura, kao i nekoliko modifikovanih struktura ovog tipa tranzistora.

## 2.1 MESFET

Schottky je 1938. godine ukazao na to da potencijalna barijera može nastati od stabilnih prostornih naelektrisanja u poluprovodniku bez prisustva hemijskog sloja, [5]. Na osnovu njegove teorije nastao je model poznat kao Schottky-jeva barijera. Ukoliko je FET konstruisan tako da spoj metal-poluprovodnik čini Schottky-jevu diodu, on se naziva MESFET, [1, 5]. MESFET-ovi mogu biti  $n$ -kanalni i  $p$ -kanalni, dok se za njihovu izradu najčešće koriste Si i GaAs.

Prvi GaAs MESFET sa dužinom gejta od 1  $\mu\text{m}$ , koji je realizovan 1971. godine, odlikovao se maksimalnom frekvencijom oscilovanja od 50 GHz i dobrom karakteristikom pojačanja sve do frekvencije od 18 GHz. To je bio značajan napredak u odnosu na prethodno realizovane Si MESFET-ove sa maksimalnom frekvencijom oscilovanja od 12 GHz. Daljim istraživanjem je 1972. godine primećeno da su GaAs MESFET-ovi veoma pogodni za

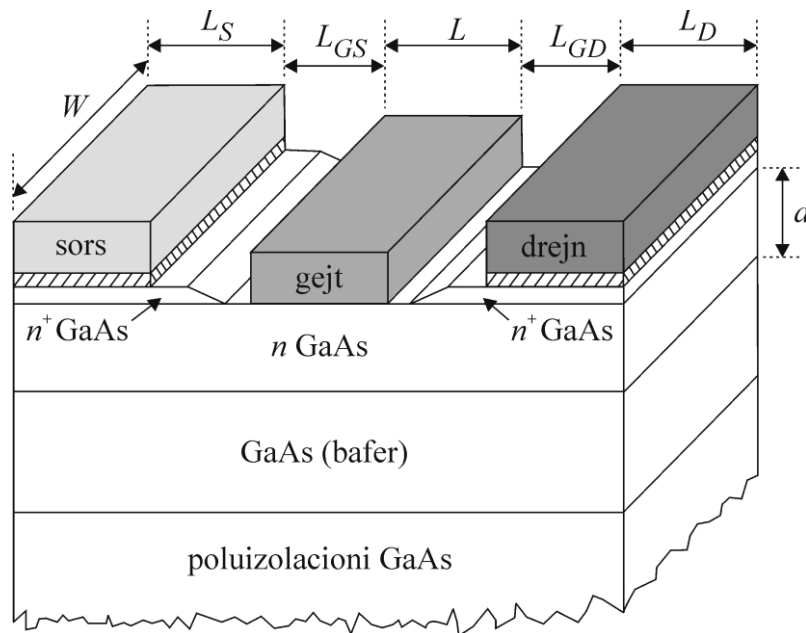
primenu u sistemima u kojima se zahteva veoma nizak nivo šuma. 1973. godine je realizovan prvi GaAs MESFET planarne konstrukcije sa znatno boljim karakteristikama kada je u pitanju izlazna snaga u odnosu na prethodno razvijene komponente. Dobre karakteristike GaAs MESFET-ova su dovele do toga da ove komponente krajem prošlog veka zamene parametarske pojačavače u radarskim sistemima za vazdušno nadgledanje usled njihove komplikovane izrade i skupe proizvodnje. Danas se GaAs MESFET-ovi uveliko koriste u mikrotalasnim integrisanim kolima za potrebe pojačanja, kao sastavni deo malošumnih pojačavača, pojačavača velike snage i širokopojasnih pojačavača.

### 2.1.1 Struktura i princip rada MESFET-a

Na Slici 2.5 prikazan je poprečni presek uobičajene GaAs MESFET strukture, [4, 5, 11, 14]. Kao što se sa slike može videti, podlogu čini visoko otporni supstrat otpornosti  $10^8 \Omega\text{cm}$  i debljine oko  $100 \mu\text{m}$ , koji se naziva poluizolacioni GaAs, [5]. Ovaj sloj nema nikakvu ulogu u električnom smislu, već služi kao osnova za nadogradnju ostalih delova MESFET-a. U slučaju ovog tipa tranzistora, pomenuti sloj se dobija dopiranjem GaAs supstrata hromom, čiji se energetski nivo nalazi blizu centra energetskog procepa GaAs. Iznad njega je tanak aktivni sloj GaAs  $n$ -tipa debljine nekoliko desetih delova  $\mu\text{m}$  i dopiranosti reda veličine  $10^{16} \div 10^{17} \text{ cm}^{-3}$ , koji se formira epitaksijanim procesom ili metodom jonske implantacije, [4, 5]. Razlog što se kod mikrotalasnih FET-ova koristi isključivo  $n$ -tip poluprovodnika je taj što elektroni u odnosu na šupljine na visokim frekvencijama imaju bolja svojstva u pogledu pokretljivosti, brzine, koeficijenta difuzije itd. U slučaju jonske implantacije, tanak aktivni sloj se formira na površini supstrata implantacijom Si ili donorskih primesa kao što su elementi iz VI kolone periodnog sistema elemenata. Međutim, treba napomenuti da jonska implantacija zahteva određeni temperaturni postupak u cilju otklanjanja štete nastale usled zračenja. Takođe, neke strukture GaAs MESFET-a poseduju i dodadni visoko otporni sloj od GaAs, debljine oko  $3 \mu\text{m}$  i dopiranosti  $10^{15} \div 10^{16} \text{ cm}^{-3}$ , između supstrata i aktivnog sloja  $n$ -tipa, [5]. Ovaj sloj se naziva bafer i ima ulogu da smanji uticaj defekata koji postoje u supstratu na provodnost elektrona u aktivnom sloju. Na kraju, na samom vrhu strukture mogu se uočiti tri metalne elektrode koje su u kontaktu sa tankim poluprovodnim aktivnim slojem: sors, gejt i drejn. Sors i drejn se najčešće izrađuju od legura kao što je npr. AuGe/Ni/Au, [11]. Kontakti sorsa i drejna su omskog tipa i dimenzija  $3 \div 4 \mu\text{m}$ , [14]. Visoko dopirani slojevi  $n^+$  GaAs, debljine oko  $0.1 \mu\text{m}$  i dopiranosti



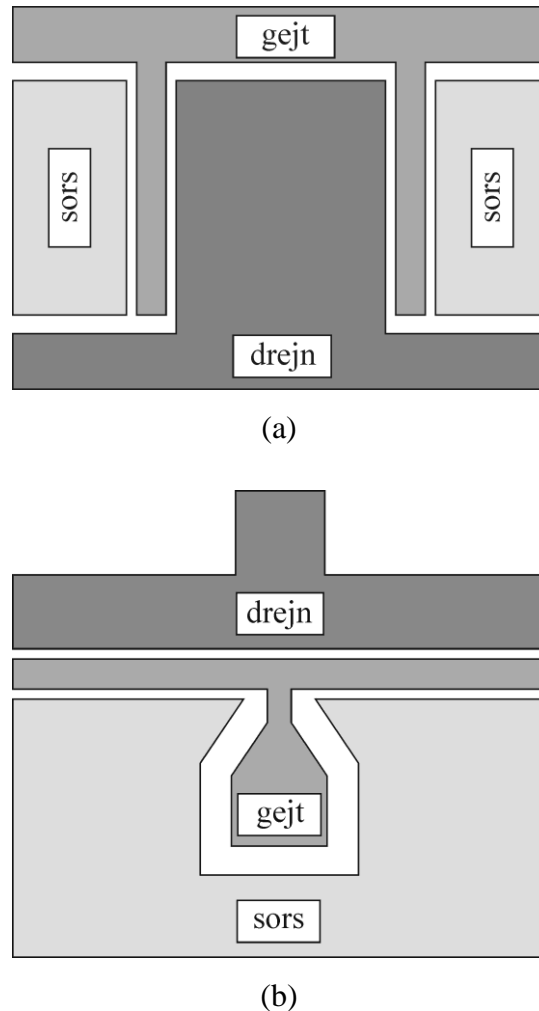
oko  $10^{18} \text{ cm}^{-3}$ , koji se dobijaju pomoću dodatnog procesa implantacije ili difuzije, imaju zadatak da smanje neželjenu kontaktnu otpornost sorsa i drejna, [11]. Sa druge strane, za izradu gejta se najčešće koristi Ti/Pt/Au, [11]. Kontakt gejta predstavlja Schottky-jevu diodu i veoma je bitan za rad samog MESFET-a.



Slika 2.5 Poprečni presek GaAs MESFET-a.

Na Slici 2.5 naznačene su i važne geometrijske dimenzije MESFET-a ( $L$ ,  $W$ ,  $L_{GS}$ ,  $L_{GD}$ ,  $L_S$ ,  $L_D$  i  $a$ ), [4].  $L$  predstavlja dužinu gejta i najbitnija je veličina koja karakteriše fizičku strukturu tranzistora. Ova veličina je ključna pri određivanju ponašanja same komponente. Tipična dužina gejta u mikrotalasnom i milimetarskom području je u opsegu  $0.1 \div 1 \mu\text{m}$ . Takođe, još jedna veoma bitna fizička dimenzija je  $W$  koja predstavlja širinu gejta čija vrednost može značajno da varira i kreće se u opsegu  $(100 \div 2000)L$ . Struja komponente direktno je proporcionalna širini gejta zato što je površina poprečnog preseka koja je dostupna struji kanala direktno proporcionalna samoj struji kanala. Zbog toga se u sistemima koji se odlikuju malim strujama i u kojima se zahteva nizak nivo šuma koriste tranzistori sa relativno malom širinom gejta. Nasuprot tome, u pojačavačima snage se koriste tranzistori sa znatno većom širinom gejta zavisno od željenog nivoa izlazne snage. Upravo se dužina i širina gejta najčešće koriste za opis tranzistora. Pored njih, ostale karakteristične dimenzije su: rastojanje između gejta i sorsa,  $L_{GS}$ , rastojanje između gejta i drejna,  $L_{GD}$ , dužina sorsa,  $L_S$ , dužina drejna,  $L_D$ , i debljina aktivnog sloja,  $a$ .  $L_{GS}$  i  $L_{GD}$  su tipično  $(1 \div 4)L$ , dok se  $a$  kreće u granicama  $(0.2 \div 0.3)L$ .

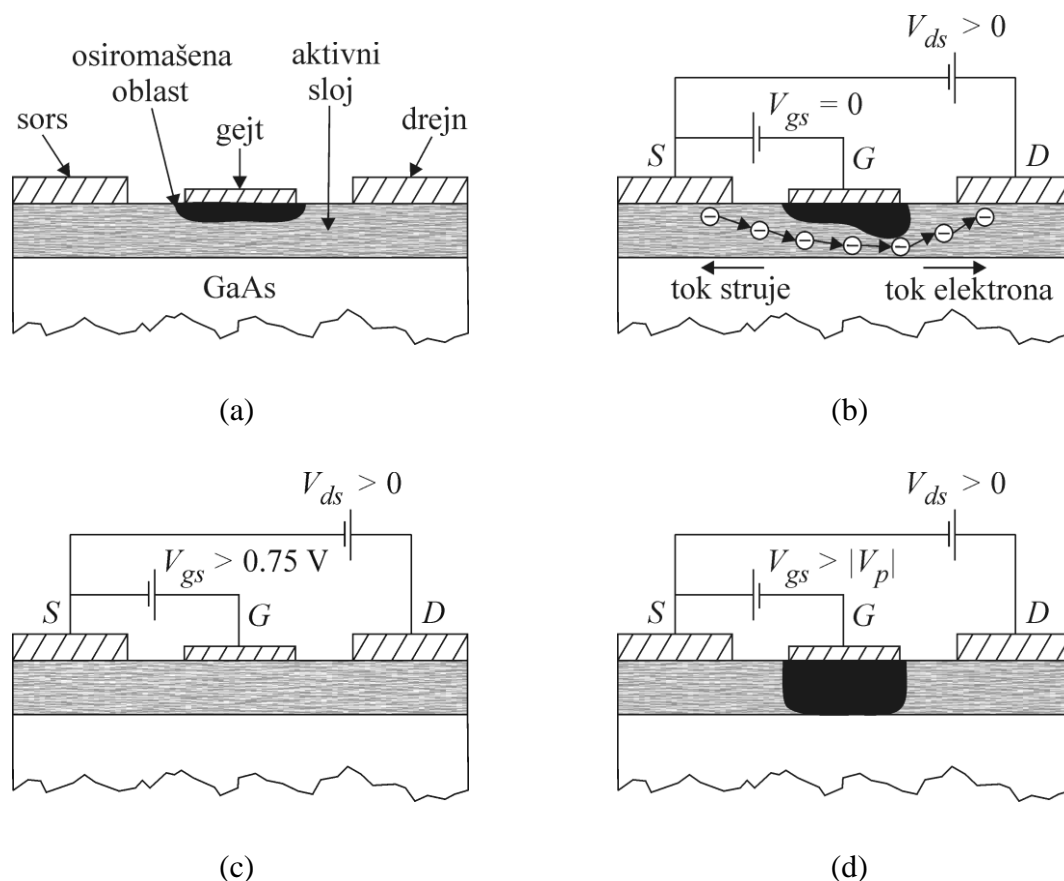
Stvarni oblik elektroda MESFET-a je dosta složeniji nego što je to prikazano na Slici 2.5. Na Slici 2.6 prikazana su dva najčešće korišćena *layout*-a gornje površine komponente, [4].



Slika 2.6 Primeri najčešće korišćenih *layout*-a gornje površine MESFET-a: (a) standardna ćelija MESFET-a i (b) MESFET sa gejtom u obliku slova 'T'.

Kao što je već rečeno, kontakt gejta predstavlja Schottky-jevu diodu i fundamentalan je za rad MESFET-a, [4]. To je, pre svega, iz razloga što se ispod njega formira osiromašena oblast bez slobodnih nosilaca naelektrisanja – elektrona, koja efikasno kontroliše proticanje struje u aktivnom sloju. Naime, u slučaju spoja metala i poluprovodnika koji imaju različite Fermi-jeve nivoe stvara se potencijalna barijera između njih kako bi se izjednačili Fermi-jevi nivoi duž spoja. Kako GaAs ima viši Fermi-jev nivo od metala gejta, elektroni iz GaAs prelaze u metal, ostavljajući šupljine iza sebe koje formiraju osiromašenu oblast. Ispod osiromašene oblasti postoji sloj dopiranog GaAs koji predstavlja provodni kanal za elektrone.

Između kontakta gejta i provodnog kanala postoji potencijalna barijera, koja u slučaju da nema napajanja iznosi oko 0.75 V, [14]. Prema tome, osiromašena oblast se ponaša kao izolaciona oblast koja odvaja kontakt gejta od pokretnih elektrona u provodnom kanalu.



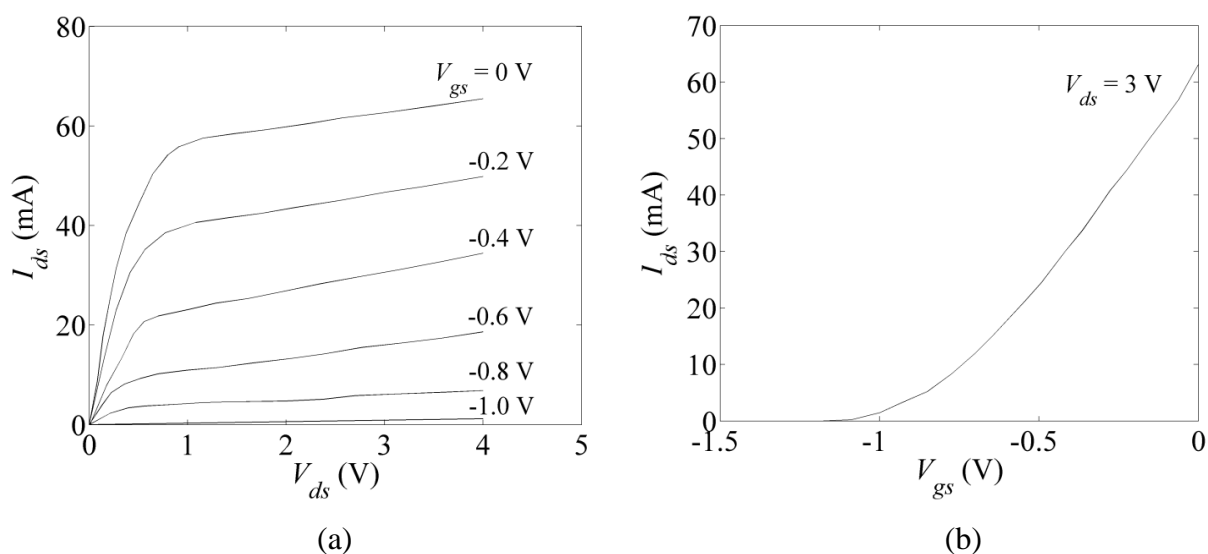
Slika 2.7 Ilustracija rada GaAs MESFET-a pod različitim uslovima napajanja:

- (a) nema napajanja, (b) normalno napajanje, (c) potpuno otvoren kanal i  
(d) potpuno zatvoren (pinched-off) kanal.

U slučaju da nema napajanja, osiromašena oblast izgleda kao na Slici 2.7(a), [14]. Ukoliko se primeni napon na drejnu i gejtu, menja se debljina osiromašene oblasti čime se menja i provodni kanal, a samim tim i  $I - V$  (strujno – naponske) karakteristike komponente. Ako se između drejna i sorsa priključi pozitivan napon,  $V_{ds}$ , koji se postepeno povećava, pri čemu je napon između gejta i sorsa,  $V_{gs}$ , jednak nuli, dolazi do povećanja električnog polja na gejtu sve do njegovog zasićenja. S obzirom na to da je potencijalna razlika između gejta i aktivnog poluprovodnika veća na strani drejna, zasićenje električnog polja na gejtu će se prvo javiti sa strane drejna. To za posledicu ima asimetričan izgled osiromašene oblasti, tj. osiromašena oblast je deblja na strani drejna, Slika 2.7(b), [14]. Istovremeno, dolazi do

ubrzanja toka elektrona kroz provodni kanal, što odgovara povećanju struje  $I_{ds}$  koja teče od drejna ka sorsu. Ako se sada primeni pozitivan napon  $V_{gs}$  koji se postepeno povećava, dolazi do smanjenja osiromašene oblasti. U trenutku kada je  $V_{gs} > 0.75$  V, osiromašena oblast nestaje i provodni kanal postaje potpuno otvoren, Slika 2.7(c), [14]. U slučaju primene negativnog napona  $V_{gs}$  koji se postepeno povećava, dolazi do povećanja osiromašene oblasti, a samim tim i smanjenja provodnog kanala, pa se smanjuje struja  $I_{ds}$ . Ukoliko se inverzni napon na gejtju dovoljno poveća, tako da važi da je  $V_{gs} > |V_p|$ , pri čemu je  $V_p$  napon prekida (*pinch-off*), osiromašena oblast će prekinuti provodni kanal, Slika 2.7(d), pa će struja  $I_{ds}$  biti jednaka nuli, [14]. Na ovaj način se struja  $I_{ds}$  kontroliše naponom  $V_{gs}$ , pa se MESFET ponaša kao naponom kontrolisana strujna komponenta.

Na Slici 2.8 prikazane su  $I - V$  karakteristike realne GaAs MESFET komponente, [95]. Kao što se sa Slike 2.8(a) može videti, na početku karakteristike, sa porastom napona  $V_{ds}$  naglo raste i struja  $I_{ds}$ , pri konstantnoj vrednosti napona  $V_{gs}$ . Međutim, u jednom trenutku javlja se zasićenje. U oblasti zasićenja, svaka dalja promena napona  $V_{ds}$  dovodi do male promene struje  $I_{ds}$ , pa se u tom slučaju ova struja naziva struja zasićenja  $I_{dss}$ . Slika 2.8(b) prikazuje uticaj promene napona  $V_{gs}$  na struju  $I_{ds}$ , pri konstantnoj vrednosti napona  $V_{ds}$ . Sa slike se može videti da se sa porastom inverznog napona  $V_{gs}$  naglo smanjuje struja  $I_{ds}$ , a pri dovoljno velikom inverznom naponu  $V_{gs}$  (oko -1.2 V u ovom slučaju) struja  $I_{ds}$  postaje nula.



Slika 2.8  $I - V$  karakteristike NEC-ovog GaAs MESFET-a NE76118: (a) zavisnost  $I_{ds}$  od  $V_{ds}$  za različite vrednosti  $V_{gs}$  i (b) zavisnost  $I_{ds}$  od  $V_{gs}$  za određenu vrednost  $V_{ds}$ .

## 2.2 HEMT

HEMT (tranzistor sa velikom pokretljivošću elektrona) je tip FET-a na čijem se razvoju radilo dugi niz godina. Iako se sama ideja o HEMT-u rodila jos 1969. godine, prve eksperimentalne verzije ove komponente su bile dostupne tek 1980. godine. Tokom 80-ih godina prošlog veka počinje i njihova komercijalna upotreba, koja je u početku bila ograničena usled visoke cene. Danas je cena HEMT-a dosta manja, što za posledicu ima njihovu masovnu upotrebu u mobilnim telefonima, naponskim pretvaračima, radarskoj opremi itd.

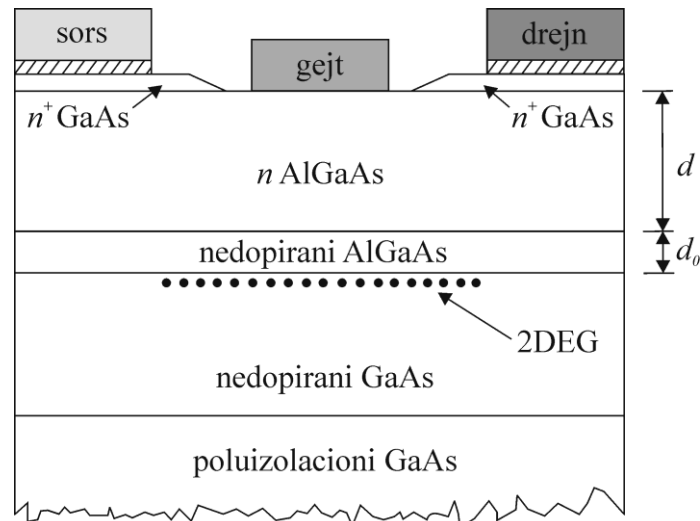
HEMT spada u grupu tranzistora koji svoji rad zasnivaju na heterospojevima (heterostrukturama), [4, 12, 14]. Heterospoj nastaje spajanjem dva poluprovodna materijala sa različitim širinama energetskeg procepa. Do sada se najčešće koristio HEMT baziran na AlGaAs-GaAs heterospoju (GaAs HEMT). Međutim, poslednjih godina AlGaIn-GaN heterospoj, tj. HEMT baziran na njemu (GaN HEMT), privukao je značajnu pažnju usled njegovih dobrih karakteristika kada su u pitanju velike snage. Pored HEMT-a, postoji više različitih mikrotalasnih tranzistora koji svoj rad baziraju na heterospoju, a među njima je najznačajniji HBT.

U odnosu na standardne tranzistore (MESFET i BJT), HEMT je tip tranzistora sa poboljšanim karakteristikama kada su u pitanju mikrotalasne frekvencije. Ovom tipu tranzistora su svojstveni vrlo mali šum i veliko pojačanje na visokim frekvencijama. Pored toga, HEMT se odlikuje velikom brzinom rada, što je interesantno sa gledišta ultrabrzih digitalnih kola. Glavni nedostaci HEMT-a su vezani pre svega za tehnologiju izrade. Složen postupak izrade je doveo do toga da su ovi tranzistori danas skuplji od MESFET-ova. Takođe, nedostatak predstavlja i temperaturna osetljivost karakteristika HEMT-a.

### 2.2.1 Struktura i princip rada HEMT-a

Na Slici 2.9 prikazan je poprečni presek uobičajene GaAs HEMT strukture, [4]. Poboljšanje karakteristika HEMT-a na visokim frekvencijama u odnosu na MESFET, postignuto je na račun kompleksnosti strukture ovog tipa tranzistora. Struktura GaAs HEMT-a odlikuje se postojanjem različitih poluprovodnih slojeva, pri čemu se na gornjoj

površini poluprovodne strukture nalaze tri elektrode: sors, gejt i drejn. Za izradu ovih elektroda koriste se isti materijali kao kod MESFET-a. Kontakti sorsa i drejna su omskog tipa, dok kontakt gejta predstavlja Schottky-jevu diodu. Visoko dopirani slojevi  $n^+$  GaAs imaju zadatak da smanje kontaktnu otpornost sorsa i drejna.

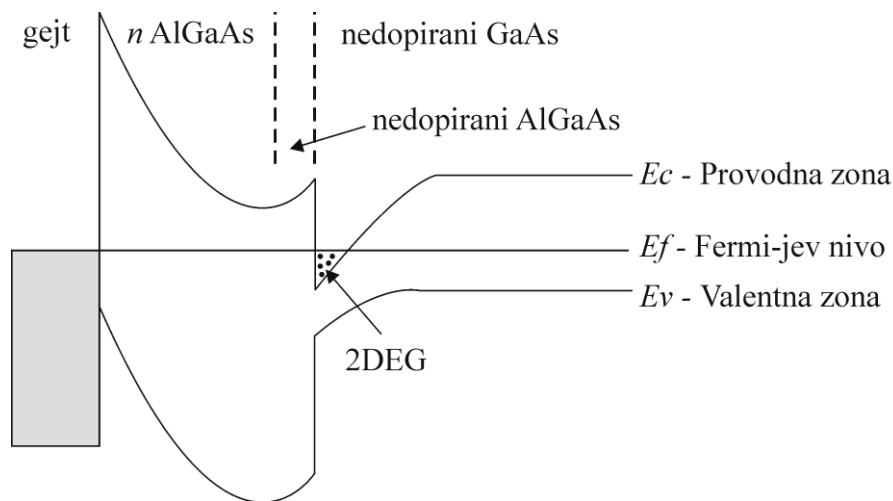


Slika 2.9 Poprečni presek GaAs HEMT-a.

Ponašanje same komponente određeno je debljinama slojeva AlGaAs  $n$ -tipa i nedopiranog AlGaAs, [4]. Debljina sloja AlGaAs  $n$ -tipa ( $d$  na Slici 2.9) je tipično  $0.03 \div 0.2 \mu\text{m}$ , dok je debljina sloja nedopiranog AlGaAs ( $d_0$  na Slici 2.9) oko  $0.005 \mu\text{m}$ . Pored  $d$  i  $d_0$ , ostale važne geometrijske dimenzije HEMT-a su iste kao i kod MESFET-a:  $L$ ,  $W$ ,  $L_{GS}$ ,  $L_{GD}$ ,  $L_S$  i  $L_D$ . Ove dimenzije utiču na performanse HEMT-a na isti način na koji utiču na performanse MESFET-a, dok su opsezi vrednosti ovih dimenzija skoro identični kod oba tipa tranzistora. Takođe, fizički *layout*-i elektroda HEMT-a su identični kao u slučaju MESFET-a, Slika 2.6.

Princip rada GaAs HEMT-a bazira se na heterospoju između AlGaAs i GaAs, [4]. AlGaAs ima veću širinu zabranjene zone od GaAs što dovodi do diskontinuiteta u širini zabranjene zone heterospoja, koji omogućava kontrolu protoka i raspodele nosilaca naelektrisanja. Sloj AlGaAs dopiran je visokom koncentracijom donorskih primesa (Si). Kako bi ovaj sloj postao potpuno osiromašen od slobodnih elektrona pod normalnim radnim uslovima, on se dopira tačno određenim intenzitetom. Za rad komponente je mnogo manje kritična debljina nedopirane oblasti GaAs. Međutim, izuzetno je važno da kvalitet materijala GaAs bude na visokom nivou.

Kako se sa Slike 2.10 može videti, usled jakog dopiranja sloja AlGaAs, stvara se trougaona potencijalna jama u provodnoj zoni GaAs usled savijanja ivica zabranjene zone pod dejstvom viška naelektrisanja, [4]. Elektroni sa jonizovanih donorskih primesa AlGaAs će preći u potencijalnu jamu GaAs ukoliko je donorski nivo u AlGaAs iznad dna provodne zone GaAs. Drugim rečima, elektroni mogu slobodno da se kreću kroz kristalnu strukturu sve dok ne dođu na poziciju najnižeg energetskog nivoa, a taj oštar minimum nalazi se uz heterospoj na GaAs strani. Na tom mestu dolazi do nagomilavanja elektrona i formiranja dvodimenzionalnog sloja naelektrisanja debljine oko 100 Å, [5]. Taj sloj se može okarakterisati površinskom gustinom naelektrisanja i obično se naziva dvodimenzionalni elektronski gas (2DEG).



Slika 2.10 Dijagram energetskih nivoa heterostrukture.

Treba napomenuti da jonizovane donorske primese ostaju u AlGaAs, pa su elektroni u 2DEG sloju unutar GaAs prostorno odvojeni od njih. Kako je GaAs nedopiran, tj. bez primesa, u njemu se elektroni kreću bez rasejavanja. Iz tog razloga je njihova pokretljivost, a time i njihova brzina znatno veća. Otuda potiču dobre osobine GaAs HEMT-a u pogledu brzine rada i gornje frekvencijske granice primene. Međutim, u 2DEG sloju postoji međusobno rasejavanje elektrona. Minimizacija ovog rasejanja, a time i povećanje pokretljivosti elektrona može se ostvariti na više načina. Jedan od načina za smanjenje rasejanja elektrona u 2DEG sloju je umetanje sloja nedopiranog AlGaAs, koji je prikazan na Slici 2.9, čime se smanjuje gustina elektrona u gasu, [4].

2DEG predstavlja provodni kanal između sorsa i drejna, [4]. Kada se primeni napon između drejna i sorsa,  $V_{ds}$ , pri čemu je drejn na višem potencijalu, struja proporcionalna primenjenom naponu teče od drejna ka sorsu kroz elektronski gas. Međutim, u nekom trenutku doći će do zasićenja brzine elektrona i struje drejna. Struja zasićenja je određena površinskom gustinom nosilaca naelektrisanja 2DEG sloja. Sa druge strane, sama površinska gustina nosilaca naelektrisanja 2DEG sloja određena je naponom polarizacije gejta. Do smanjenja dubine energetske zone minimuma na granici AlGaAs-GaAs dolazi se povećanjem negativne vrednosti napona na gejtu. To za posledicu ima opadanje provodnosti usled smanjenja površinske gustine dvodimenzionalnog elektronskog gasa, pri čemu debljina provodnog kanala ostaje ista. Na taj način, za velike negativne vrednosti ovog napona koncentracija nosilaca postaje zanemarljivo mala i dolazi do prekida struje kanala. Napon pri kome dolazi do ove pojave naziva se napon prekida. Takođe, u slučaju da je napon na gejtu pozitivan, ne postoji provođenje struje. Dakle, mehanizam kontrole struje  $I_{ds}$  je sasvim različit kod MESFET-a i HEMT-a.

$I - V$  karakteristike realnog HEMT-a su veoma slične karakteristikama realnog MESFET-a, Slika 2.8. Stoga, i u ovom slučaju se na karakteristici zavisnosti struje  $I_{ds}$  od  $V_{ds}$  mogu uočiti dve oblasti: linearna oblast i oblast zasićenja. Jedina razlika između  $I - V$  karakteristika realnog HEMT-a i MESFET-a ogleda se u tome da ako se na gejtu HEMT-a primeni mali negativni napon koji nije dovoljan da sloj AlGaAs ostane kompletno bez slobodnih nosilaca naelektrisanja, onda se pojavljuje neželjeni provodni put između drejna i sorsa kroz ovaj sloj, [4, 17]. U tom slučaju, zbog postojanja parazitnih efekata dolazi do degradacije performansi HEMT-a.

GaAs HEMT-ovi se odlikuju malim faktorom šuma, [4, 17]. To je pre svega iz razloga što se elektroni u slučaju HEMT-a kreću paralelno površini heterospoja, tj. kreću se u dve dimenzije. Kako je srednja fluktuacija brzina elektrona, na osnovu koje se vrši karakterizacija šuma, manja kada postoje dve slobode kretanja, faktor šuma je manji nego u slučaju tranzistora koji se odlikuju trodimenzionalnim kretanjem elektrona. Još jedna bitna prednost HEMT-ova je da faktor šuma ne zavisi mnogo od napajanja. Time se daje određena sloboda u izboru napajanja kako bi se postiglo što veće pojačanje. Međutim, iako su prvobitni GaAs HEMT-ovi pokazali bitno poboljšanje u pogledu šuma i snage u odnosu na GaAs MESFET-ove, oni su ipak imali i neka ograničenja. Glavna mana je svakako ograničen diskontinuitet energetske zone AlGaAs-GaAs heterospoja, čime se ograničava gustina naelektrisanja 2DEG-a, [12].

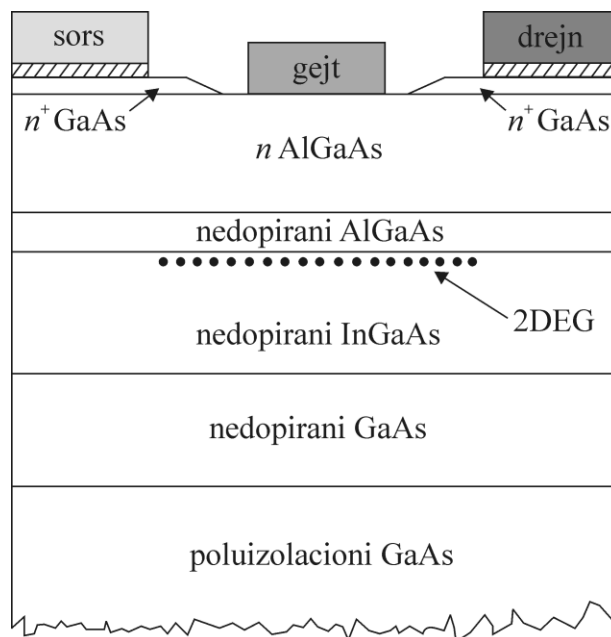


Jedan od načina za povećanje diskontinuiteta energetske zone je da se poveća molski udeo Al u jedinjenju AlGaAs. Međutim, prisustvo Si donora u AlGaAs onemogućuje korišćenje tog jedinjenja sa visokom koncentracijom Al, pa se udeo Al u AlGaAs može povećati najviše do 25%. Problem vezan za niski diskontinuitet energetske zone može takođe biti rešen smanjenjem energetskog procepa kanala i korišćenjem materijala koji ima veću pokretljivost i brzinu drifta elektrona. Značajan korak u ovom pravcu urađen je pronalaskom GaAs pseudomorfnog HEMT-a (pHEMT-a), Slika 2.11(a), [12]. U GaAs pHEMT-u elektronski kanal sastoji se od tankog sloja InGaAs uskog energetskog procepa i debljine oko 200 Å, čija se kristalna rešetka ne poklapa sa GaAs za  $1 \div 2\%$ . Udeo In u InGaAs kanalu može se povećati najviše do 25%. Iznad ove granice počinju da se javljaju dislokacije usled velikog neslaganja kristalnih rešetki koje degradiraju električne karakteristike materijala. Pronalazak GaAs pHEMT-a omogućio je značajna poboljšanja u odnosu na GaAs HEMT u pogledu maksimalne transkonduktanse, maksimalne gustine struje drena i radne frekvencije. Danas se GaAs pHEMT uveliko koristi u satelitskim komunikacijama kao sastavni deo malošumnih pojačavača.

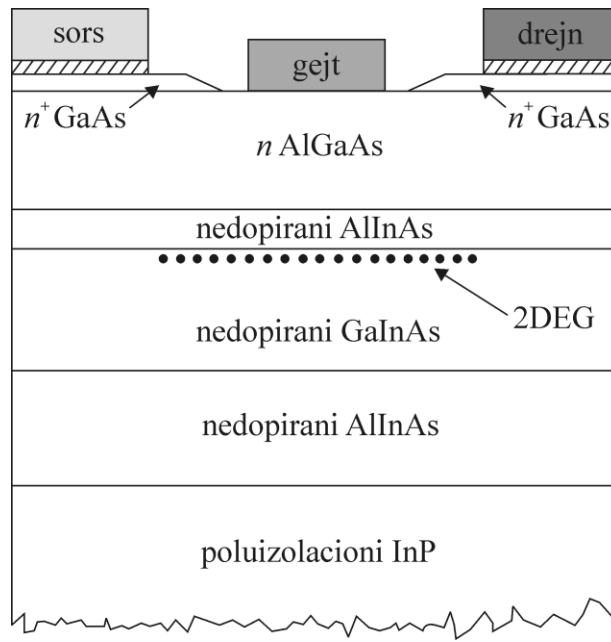
Sa druge strane, korišćenjem AlInAs-GaInAs heterostrukture rešavaju se problemi vezani za ograničenja velikog energetskog procepa AlGaAs i malog energetskog procepa GaAs. AlInAs-GaInAs HEMT-ovi (InP HEMT-ovi), Slika 2.11(b), pokazali su odlične karakteristike u pogledu šuma i snage, [12]. Takođe, InP HEMT-ovi poseduju malu otpornost sorsa, što je neophodno kako bi se postigla velika transkonduktansa. U poređenju sa GaAs pHEMT-ovima, InP HEMT-ovi poseduju veću gustinu struje što ih čini veoma pogodnim za primene u pojačavačima snage, kao i za digitalne primene koje zahtevaju velike brzine rada. Pored toga, visoka radna frekvencija i male vrednosti parazitnih elemenata čine InP HEMT-ove najpogodnijim za malošumne sisteme koji rade na frekvencijama ispod 100 GHz. Glavna mana InP HEMT-ova je mali napon proboja koji je posledica malog energetskog procepa GaInAs. Danas se InP HEMT-ovi uveliko koriste u savremenim vojnim i komercijalnim elektronskim sistemima kao sastavni deo malošumnih pojačavača, pojačavača snage itd.

Dalja poboljšanja karakteristika HEMT-a postignuta su pronalaskom višekanalnog HEMT-a, tj. HEMT-a sa više heterospojeva, [13]. Korišćenjem više heterospojeva postignuta je veća gustina naelektrisanja 2DEG-a, čime je smanjena otpornost sorsa, a tima povećana transkonduktansa HEMT-a. Na Slici 2.11(c) prikazan je primer HEMT-a sa dva dupla heterospoja na obe strane nedopiranog GaAs sloja. Dupli heterospoj može obezbediti dvostruko veću gustinu elektrona u odnosu na standardni HEMT. Korišćenjem više duplih heterospojeva postiže se veća izlazna struja.

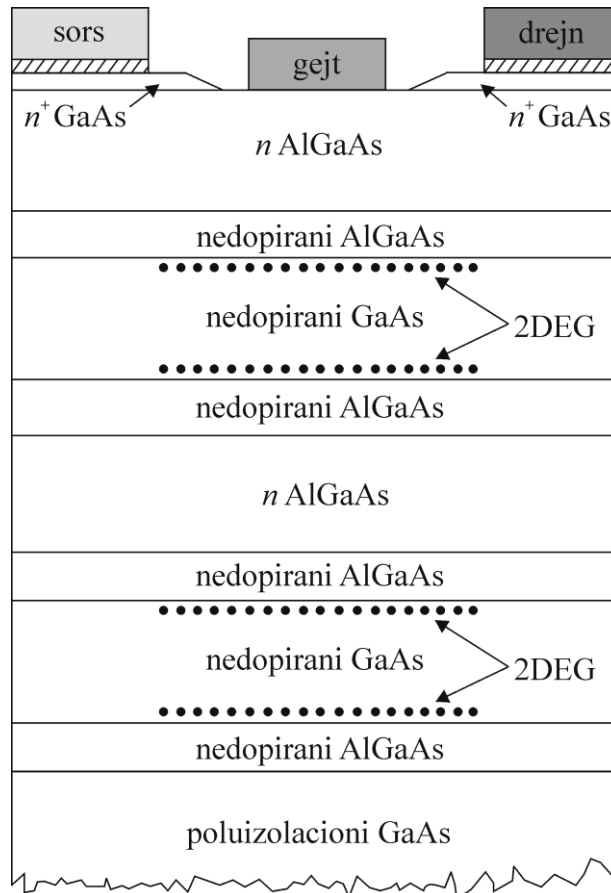
Najveći napredak na polju poluprovodničke tehnologije koja se koristi u mikrotalasnim uređajima velikih snaga postignut je pronalaskom GaN HEMT-a, Slika 2.11(d), [9, 16, 18]. Ovaj tip tranzistora pripada grupi relativno novih komponenata s obzirom na to da je postao komercijalno dostupan tek 2005. godine. GaN HEMT-ovi poseduju veliki napon proboja koji omogućava korišćenje velikih napona na drejnu, što dalje vodi do velike izlazne impedanse po jedinici snage a time i do lakšeg prilagođenja. Takođe, velika brzina drifta elektrona GaN HEMT-a vodi ka velikoj gustini struje zasićenja i velikoj gustini snage na gejtu, čime se postiže manja kapacitivnost po jedinici snage na izlazu. Mala izlazna kapacitivnost i otpornost između drejna i sorsa čine GaN HEMT-ove pogodnim za primenu u *switch-mode* pojačavačima. Poslednjih godina su GaN HEMT-ovi dostigli i zavidan nivo performansi u pogledu šuma i time postali ravnopravni kandidati GaAs HEMT-ovima za primenu u malošumnim uređajima. Međutim, glavna odlika GaN HEMT-ova su izuzetno dobre karakteristike kada je u pitanju pojačanje. Zbog toga su oni veoma pogodni za primenu u pojačavačima snage. Pored svega, 4H-SiC supstrat obezbeđuje dodatno poboljšanje karakteristika kada su u pitanju velike snage, kao i bolju zaštitu od pregrevanja. Postoje i nešto ekonomičnije varijante GaN HEMT-ova sa supstratom od Si i nešto lošijim karakteristikama.



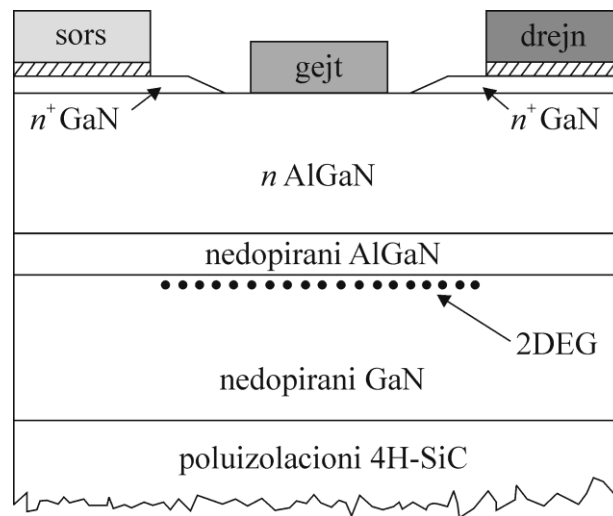
(a)



(b)



(c)



(d)

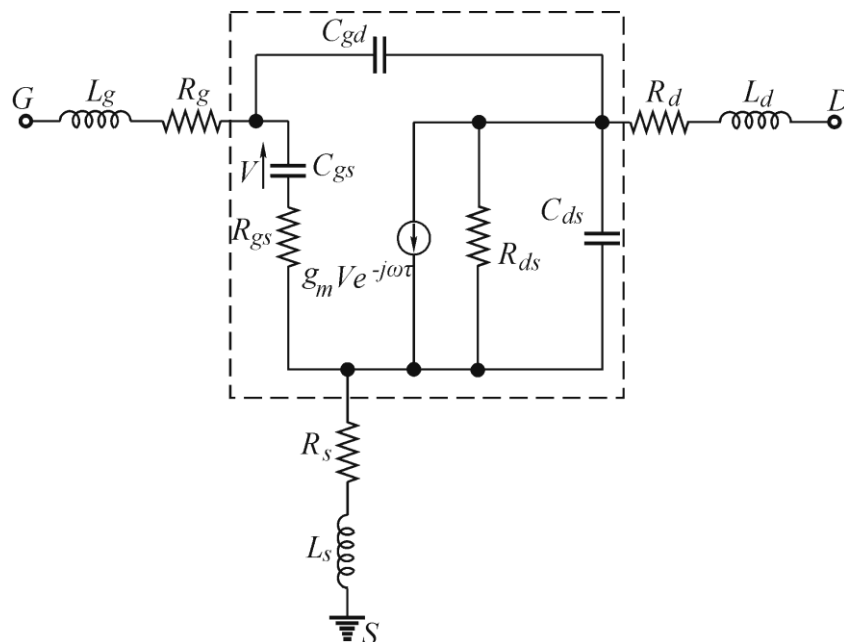
Slika 2.11 Poprečni preseki alternativnih struktura HEMT-a: (a) pHEMT, (b) InP HEMT, (c) višekanalni HEMT i (d) GaN HEMT.

## 2.3 EKVIVALENTNO KOLO MESFET-A / HEMT-A ZA MALE SIGNALE

Ekvivalentna kola MESFET-a / HEMT-a za male signale su veoma bitna prilikom projektovanja aktivnih mikrotalasnih kola, [4]. Ova kola, implementirana u okviru mikrotalasnih simulatora električnih kola, služe za predviđanje performansi komponente koje nisu dostupne ili se ne mogu lako dobiti merenjem. Naime, svaki od elemenata ekvivalentnog kola predstavlja aproksimaciju određenog fizičkog aspekta komponente. Na taj način se uspostavlja veza između merenih  $S$  parametara (parametara rasejanja) i električnih procesa unutar komponente. Pravilno izabrana topologija ekvivalentnog kola uz dobru ekstrakciju elemenata ekvivalentnog kola treba da omogući odlično slaganje sa merenim  $S$  parametrima u širokom frekvencijskom opsegu. Takođe, dobra ekstrakcija elemenata ekvivalentnog kola dovodi do toga da ekvivalentno kolo postaje validno i izvan opsega merenja. Pored toga, u slučaju da su vrednosti elemenata skalirane širinom gejta, omogućuje se predviđanje  $S$  parametara tranzistora iste serije koji imaju različitu širinu gejta, što je veoma važno kod MMIC.

### 2.3.1 Fizičko značenje elemenata ekvivalentnog kola

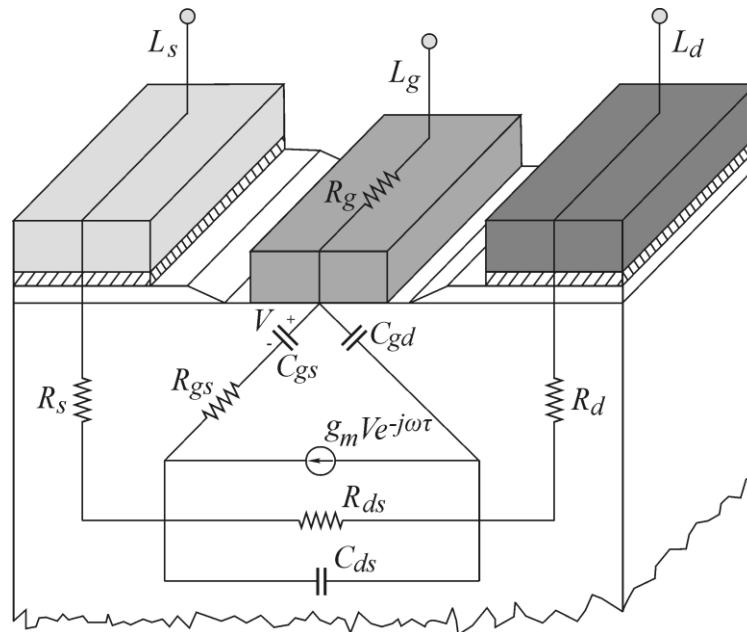
Na Slici 2.12 prikazana je najčešće korišćena topologija ekvivalentnog kola MESFET-a / HEMT-a za male signale, [4]. Pored prikazane topologije, u literaturi se mogu naći i druge složenije topologije koje uključuju neke dodatne elemente. Međutim, i ova najjednostavnija topologija ekvivalentnog kola pokazala je odlično poklapanje sa merenim  $S$  parametrima sve do frekvencije od 26 GHz.



Slika 2.12 Ekvivalentno kolo MESFET-a / HEMT-a za male signale.

Ekvivalentno kolo prikazano na Slici 2.12 sastoji se iz unutrašnjeg i spoljašnjeg kola. Unutrašnje kolo je označeno isprekidanom linijom i sastoji se iz kapacitivnosti  $C_{gs}$ ,  $C_{gd}$  i  $C_{ds}$ , otpornosti  $R_{gs}$  i  $R_{ds}$ , kao i naponski kontrolisanog strujnog izvora  $g_m V e^{-j\omega\tau}$ . Za razliku od unutrašnjeg kola koje je isto kod svih predloženih topologija ekvivalentnog kola, spoljašnje kolo se može značajno razlikovati zavisno od toga koji će parazitni efekti biti obuhvaćeni. U ovom slučaju, spoljašnje kolo čine induktivnosti  $L_s$ ,  $L_d$  i  $L_g$ , kao i otpornosti  $R_s$ ,  $R_d$  i  $R_g$ .

Slika 2.13 prikazuje poprečni presek MESFET-a / HEMT-a i fizičko poreklo elemenata ekvivalentnog kola prikazanog na Slici 2.12, [4].



Slika 2.13 Fizičko poreklo elemenata ekvivalentnog kola MESFET-a / HEMT-a za male signale.

Kapacitivnostima  $C_{gs}$  i  $C_{gd}$  modeluje se promena količine naelektrisanja osiromašene oblasti,  $Q_g$ , u odnosu na napon između gejta i sorsa,  $V_{gs}$ , i napon između gejta i drejna,  $V_{gd}$ , respektivno. Ove kapacitivnosti se definišu na sledeći način:

$$C_{gs} = \left. \frac{dQ_g}{dV_{gs}} \right|_{V_{ds}=\text{const}}, \quad (2.1)$$

$$C_{gd} = \left. \frac{dQ_g}{dV_{gd}} \right|_{V_{gs}=\text{const}}. \quad (2.2)$$

Pod tipičnim uslovima napajanja za pojačavače i oscilatore, kapacitivnost  $C_{gs}$  ima veću vrednost zbog toga što ona modeluje promenu količine naelektrisanja osiromašene oblasti koja je nastala usled fluktuacija napona  $V_{gs}$ . Pod ovim normalnim uslovima napajanja, kapacitivnost  $C_{gd}$  ima znatno manju vrednost od  $C_{gs}$ , ali je i pored toga ključna u tačnom predviđanju  $S$  parametara. Kapacitivnost  $C_{ds}$  uključena je u ekvivalentno kolo kako bi predstavio kapacitivni efekat između elektroda sorsa i drejna. Prilikom modelovanja

komponente obično se smatra da je vrednost ove kapacitivnosti nezavisna od napajanja. Vrednosti kapacitivnosti  $C_{gs}$  su tipično reda 1 pF/mm širine gejta pod normalnim uslovima napajanja za pojačavače, dok su vrednosti kapacitivnosti  $C_{gd}$  i  $C_{ds}$  tipično 10% vrednosti  $C_{gs}$ .

Otpornost  $R_{gs}$  uključena je u ekvivalentno kolo prvenstveno da bi se u procesu modelovanja poboljšalo slaganje sa parametrom  $S_{11}$ . Međutim, za mnoge komponente prisustvo otpornosti  $R_g$  je sasvim dovoljno kako bi se postiglo dobro poklapanje sa realnim delom parametra  $S_{11}$ . Tipične vrednosti otpornosti  $R_{gs}$  su reda nekoliko  $\Omega$ .

Izlazna otpornost  $R_{ds}$  je mera promene izlaznog napona  $V_{ds}$  za datu promenu izlazne struje  $I_{ds}$ . Ova otpornost definisana je kao:

$$R_{ds} = \left. \frac{dV_{ds}}{dI_{ds}} \right|_{V_{gs} = \text{const}} \quad (2.3)$$

Vrednosti otpornosti  $R_{ds}$  su reda 1 k $\Omega$ /mm širine gejta za tipične uslove napajanja pojačavača. Takođe, u slučaju MESFET-a i HEMT-a, smanjenjem dužine gejta smanjuje se i ova izlazna otpornost.

Mehanizam unutrašnjeg pojačanja FET-a predstavljen je transkonduktansom  $g_m$ . Ova transkonduktansa je mera promene izlazne struje  $I_{ds}$  za datu promenu ulaznog napona  $V_{gs}$ . Matematički, ona se definiše kao:

$$g_m = \left. \frac{dI_{ds}}{dV_{gs}} \right|_{V_{ds} = \text{const}} \quad (2.4)$$

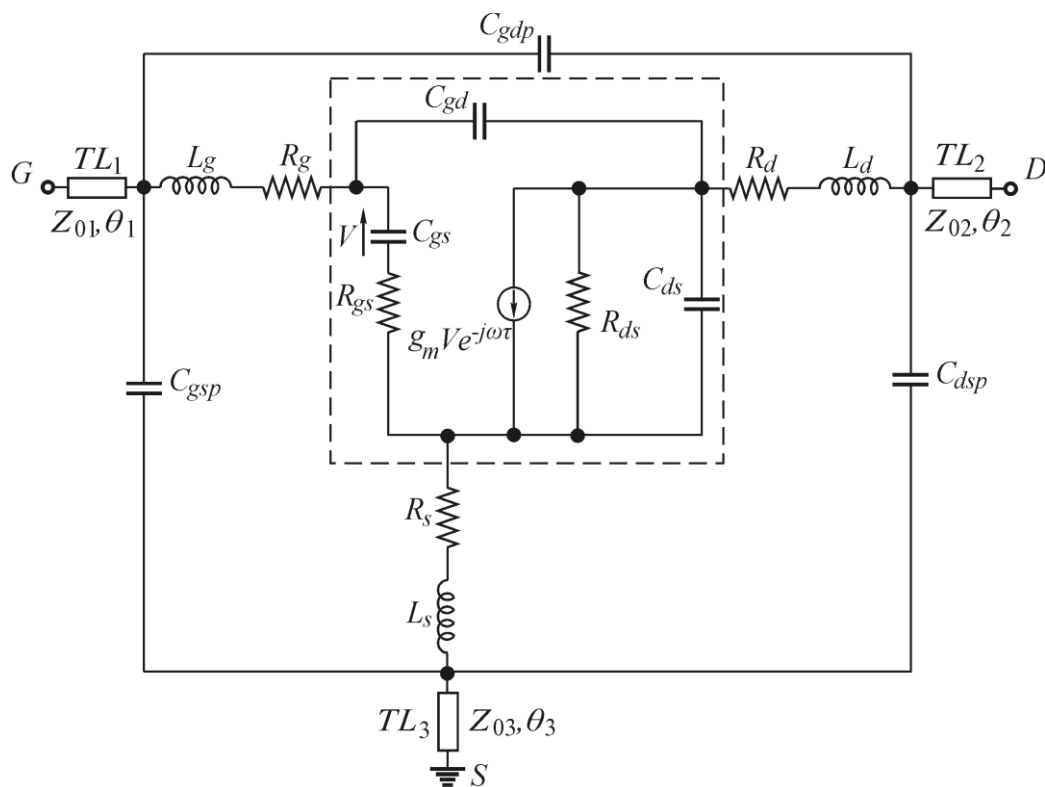
U slučaju MESFET-a i HEMT-a, vrednost transkonduktanse  $g_m$  direktno je proporcionalna širini gejta i obrnuto proporcionalna dužini gejta. U praksi, vrednost ove transkonduktanse je veća u slučaju HEMT-a nego u slučaju MESFET-a sa istim dimenzijama gejta. Vrednosti ovog parametra su tipično reda 20 ÷ 60 mS za ova dva tipa tranzistora.

Kako transkonduktansa  $g_m$  ne može da odgovori trenutno promeni napona na gejtu, javlja se kašnjenje transkonduktanse,  $\tau$ . Ovo kašnjenje predstavlja vreme koje je potrebno naelektrisanju da se preraspodeli nakon fluktuacije napona na gejtu. Tipične vrednosti kašnjenja  $\tau$  su reda 1 ps za mikrotalasne MESFET-ove i HEMT-ove. Sa fizičke strane, kašnjenja transkonduktansi su manja u slučaju HEMT-a nego u slučaju MESFET-a istih dimenzija i teže smanjenju sa smanjenjem dužine gejta.

Parazitne induktivnosti  $L_s$ ,  $L_d$  i  $L_g$  potiču prvenstveno od stopica za bondiranje i zavisne su od karakteristika površine komponente. Zbog toga su vrednosti ovih elemenata približno jednake kod MESFET-a i HEMT-a. U slučaju savremenih komponenata sa malom dužinom gejta,  $L_g$  obično ima najveću vrednost u poređenju sa ostalim induktivnostima.  $L_g$  i  $L_d$  su tipično reda  $5 \div 10$  pH, dok je vrednost  $L_s$  često manja i iznosi oko 1 pH. Treba napomenuti da su ove induktivnosti nezavisne od induktivnosti koje potiču od žica za bondiranje, kao i od parazitnih induktivnosti pakovanja koje takođe moraju biti obuhvaćene ekvivalentnim kolom, u zavisnosti od toga da li je tranzistor u obliku čipa ili je pakovan. U većini slučajeva, induktivnosti usled bondiranja su dominantni parazitni elementi kola i imaju vrednost reda  $100 \div 300$  pH.

Otpornostima  $R_s$  i  $R_d$  predstavljene su kontaktne otpornosti sorsa i drejna, dok otpornost  $R_g$  predstavlja otpornost metalizacije Schottky-jevog kontakta gejta. U slučaju savremenih mikrotalasnih komponenata, sve tri otpornosti su reda oko  $1 \Omega$ . Takođe, u slučaju HEMT-a, otpornosti  $R_s$  i  $R_d$  su neznatno manje nego u slučaju MESFET-a.

Na Slici 2.14 prikazana je najčešće korišćena topologija ekvivalentnog kola MESFET-a / HEMT-a za male signale u pakovanoj formi, [96].



Slika 2.14 Ekvivalentno kolo MESFET-a / HEMT-a za male signale u pakovanoj formi.



Kapacitivnostima  $C_{gsp}$ ,  $C_{gdp}$  i  $C_{dsp}$  predstavljeni su parazitni efekti usled pakovanja, dok je sekcijama transmisionih linija  $TL_1$ ,  $TL_2$  i  $TL_3$  dodatno obuhvaćen uticaj pakovanja.  $Z_{01}$ ,  $Z_{02}$  i  $Z_{03}$  su karakteristične impedanse, dok su  $\theta_1$ ,  $\theta_2$  i  $\theta_3$  električne dužine sekcija transmisionih linija  $TL_1$ ,  $TL_2$  i  $TL_3$ , respektivno.

### 3. MODEL I ŠUMA MIKROTALASNIH TRANZISTORA

Mikrotalasni tranzistori su sastavni deo mnogih mikrotalasnih sklopova koji se koriste u savremenim komunikacionim sistemima. Kako se prilikom projektovanja ovih sklopova u cilju dobijanja što boljih performansi teži maksimalnom smanjenju šuma, veoma je bitno izvršiti karakterizaciju šuma mikrotalasnih tranzistora u odgovarajućem frekvencijskom opsegu. Ona se obično vrši uz pomoć sledećih parametara šuma: minimalnog faktora šuma,  $F_{min}$ , optimalnog koeficijenta refleksije izvora,  $\Gamma_{opt}$ , i ekvivalentne otpornosti šuma,  $R_n$ . Neposredno merenje ovih parametara zahteva veoma skupu opremu i niz složenih postupaka koji u slučaju ponovljenih merenja za različite frekvencije primene tranzistora postaju vremenski zahtevni. Prema tome, najefikasniji način karakterizacije šuma mikrotalasnih tranzistora je korišćenje modela šuma tranzistora u simulatorima mikrotalasnih kola. Ovi modeli omogućuju značajno smanjenje broja potrebnih merenja za karakterizaciju šuma tranzistora, a time i efikasniju analizu šuma. Većina modela šuma sastoji se iz ekvivalentnog kola tranzistora za male signale kome su pridruženi izvori šuma. Ovi izvori su okarakterisani svojim parametrima, koji se najčešće ekstrahuju na osnovu merenih parametara šuma tranzistora primenom optimizacionih procedura u simulatorima mikrotalasnih kola.

Modeli šuma mikrotalasnih tranzistora se generalno mogu podeliti u dve grupe. Jednu grupu čine delimično ili potpuno empirijski modeli, [25-28], a drugu grupu fizički modeli, [29, 30]. Za razliku od empirijskih modela, koji se baziraju na opisu karakteristika šuma tranzistora korišćenjem određenog broja empirijskih parametara, fizički modeli razmatraju

fizičku strukturu tranzistora i imaju osnovu u stvarnim mehanizmima generisanja šuma u tranzistorima, [4]. Fizički modeli su po pravilu veoma pogodni za projektante kola koji imaju određenu kontrolu nad procesom proizvodnje tranzistora, zato što oni omogućuju istovremenu optimizaciju kako samih komponenata tako i kola u kojima se one koriste. Takođe, fizički modeli su korisni u predviđanju uticaja varijacija procesa proizvodnje na karakteristike šuma tranzistora. Međutim, prilikom projektovanja mikrotalasnih kola, u većini slučajeva fizički modeli nisu pokazali zadovoljavajuću tačnost. Pored toga, većina parametara vezana za geometriju, tehnološki proces izrade itd., često nije dostupna projektantima kola – naročito onima koji koriste već kupljeni tranzistor. Zbog toga, a i zbog kompleksnosti samih fizičkih modela, oni su se pokazali kao manje pogodni za CAD aplikacije. Sa druge strane, empirijski modeli su jednostavniji i znatno tačniji u modelovanju šuma mikrotalasnih tranzistora. Glavna mana ovih modela je što je za postizanje visoke tačnosti modelovanja potrebna velika količina podataka. Štaviše, u slučaju empirijskih modela, svaka promena u geometriji ili materijalu komponente zahteva potpuno novi postupak modelovanja šuma.

### **3.1 IZVORI I VRSTE ŠUMOVA U MIKROTALASNIM TRANZISTORIMA**

Šum u električnim sistemima predstavlja sve neželjene signale koji se pridružuju korisnom signalu i na taj način utiču na njegovu degradaciju, [4, 15, 24, 97]. Posledica postojanja šuma je svaka fluktuacija u fazi, amplitudi i spektralnom sadržaju signala. Šum se generalno može podeliti na grupu koju čine šumovi koji potiču od raznih spoljašnjih izvora i grupu u koju spadaju šumovi koji se generišu unutar samih mikrotalasnih komponenata. U prvu grupu spadaju uglavnom šumovi koji potiču od drugih elektronskih sistema i raznih prirodnih izvora radijacije. Drugu grupu čine svi šumovi koji nastaju kao posledica nasumičnog kretanja nosilaca naelektrisanja u komponentama ili materijalima. Takva kretanja mogu biti prouzrokovana različitim mehanizmima, pa tako razlikujemo nekoliko tipova unutrašnjeg šuma:

- *Termički šum* – osnovni tip šuma koji nastaje kao posledica nasumičnih termičkih kretanja nosilaca naelektrisanja u bilo kom provodnom ili poluprovodnom materijalu, [97]. Ova termička kretanja prestaju da postoje ukoliko se materijal izloži temperaturi apsolutne nule (0 K). Termički šum se karakteriše kao beli šum usled činjenice da je njegova spektralna gustina snage ravna duž celog frekvencijskog spektra. Naravno, ovo ne znači da u slučaju ovog tipa šuma dolazi do generisanja beskonačne energije na svim frekvencijama, već jednostavno da je spektralna gustina snage ravna duž frekvencijskog opsega od interesa. Termički šum je poznat i kao Johnson-ov ili Nyquist-ov šum.
- *Šot šum* – proizilazi iz diskretne prirode električne struje i odnosi se na dolazak nosilaca naelektrisanja na određeno mesto, odnosno na prelazak elektrona preko nekog tipa fizičkog procepa, kao što je npr. *p-n* ili Schottky-jev spoj, [97]. Šot šum, baš kao i termički šum, može biti okarakterisan kao beli šum usled ravne spektralne gustine snage. Međutim, za razliku od termičkog šuma, šot šum ne zavisi od temperature i ne postoji u provodnicima i otpornicima.
- *Fliker šum* – javlja se u poluprovodničkim komponentama i vakuumskim cevima, [97]. Kako je snaga fliker šuma obrnuto proporcionalna frekvenciji, ovaj šum se često naziva i  $1/f$  šum. Dakle, u slučaju fliker šuma, snaga šuma teži beskonačnosti kako se frekvencija približava nuli. Za razliku od termičkog i šot šuma koji su okarakterisani kao beli šumovi, fliker šum se može okarakterisati kao roze šum. Za razliku od drugih tipova šumova, fliker šum se može smatrati nestacionarnim nasumičnim procesom čija se statistika menja vremenom.
- *Plazma šum* – nastaje kao posledica nasumičnog kretanja naelektrisanja u jonizovanom gasu, [15].
- *Kvantni šum* – posledica kvantne prirode nosilaca naelektrisanja i fotona. U poređenju sa ostalim tipovima šuma, ovaj šum se može smatrati zanemarljivim, [15].

Nezavisno od toga da li je u pitanju šum koji je nastao od nekog spoljašnjeg izvora ili šum koji je generisan unutar same komponente, nivo šuma određuje donju granicu jačine signala koji može biti detektovan u prisustvu šuma. Zbog toga je veoma važno da nivo snage šuma u mikrotalasnim sistemima bude što je moguće manji.

### 3.2 KARAKTERIZACIJA ŠUMA MIKROTALASNIH TRANZISTORA

Od svih navedenih tipova unutrašnjeg šuma, u slučaju MESFET-a i HEMT-a najznačajniji je svakako termički šum, [4]. On nastaje kao posledica zagrevanja elemenata kola koje obezbeđuje energiju koja dovodi do nasumičnih fluktuacija u kretanju nosilaca naelektrisanja. Termički šum se javlja jedino u elementima ekvivalentnog kola koji disipiraju snagu, tj. otpornim elementima. Čisto reaktivni elementi (idealni kondenzatori, kalem i transmisione linije) ne generišu šum. Srednja kvadratna vrednost termičkog napona koji se generiše iz termičkih izvora, kao što je otpornik, može se izraziti na sledeći način, [4]:

$$V_n = \sqrt{4kTBR}, \quad (3.1)$$

gde je

$k$  – Boltzmann-ova konstanta ( $k=1.38 \times 10^{-23}$  J/K),

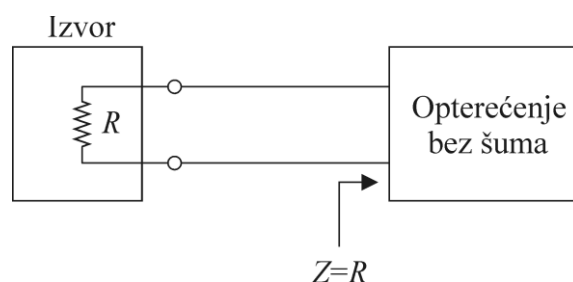
$T$  – temperatura u stepenima Kelvin-a [K],

$B$  – širina opsega šuma [Hz] i

$R$  – otpornost [ $\Omega$ ].

Izraz (3.1) je veoma važan u merenju faktora šuma i predikciji karakteristika šuma dvoprilazne mreže. Napon šuma koji je predstavljen ovim izrazom takođe može biti razmatran u funkciji snage. Maksimalna snaga šuma generisana od strane otpornika  $R$  na temperaturi  $T$  javlja se u slučaju kada je opterećenje bez šuma  $Z$  prilagođeno na taj otpornik,  $Z=R$ , Slika 3.1, i data je sledećim izrazom, [4]:

$$P_n = \frac{V_n^2}{4R} = kTB. \quad (3.2)$$

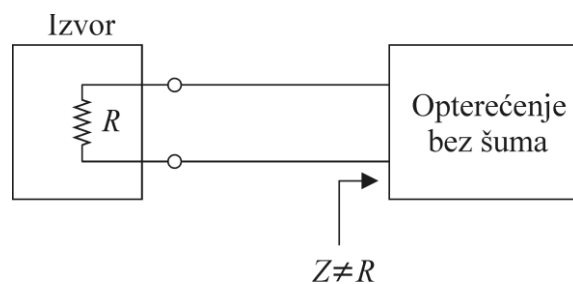


Slika 3.1 *Maksimalni prenos snage šuma generisanog u otporniku zahteva prilagođeno opterećenje.*

Kao što se iz izraza (3.2) može videti, krajnji izraz za snagu šuma ne uključuje vrednost otpornosti  $R$ . Ovo je pre svega iz razloga što je u ovom slučaju pretpostavljeno da je opterećenje prilagođeno na otpornik. U slučaju kada opterećenje nije prilagođeno na otpornik,  $Z \neq R$ , Slika 3.2, vrednost snage šuma koja se predaje opterećenju je manja od maksimalne i iznosi, [4]:

$$P_n = (1 - |\Gamma|^2) kTB, \quad (3.3)$$

gde je  $\Gamma$  – koeficijent refleksije.

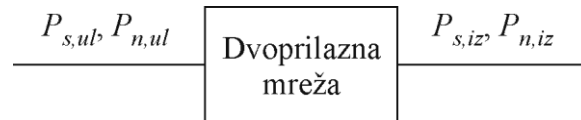


Slika 3.2 *Neprilagođeno opterećenje reflektuje snagu šuma.*

Karakterizacija šuma dvoprilaznih mreža može se izvršiti razmatranjem mreže koja je prikazana na Slici 3.3. Naime, signal snage  $P_{s,ul}$  sa šumom snage  $P_{n,ul}$  prisutan je na ulazu mreže. Dvoprilazna mreža utiče na snagu ulaznog signala i snagu ulaznog šuma pa je na izlazu mreže prisutan signal snage  $P_{s,iz}$  i šum snage  $P_{n,iz}$ . Odnos snage signala i snage šuma na ulazu (skraćeno odnos signal/šum) i odnos snage signala i snage šuma na izlazu mreže mogu se povezati faktorom šuma, koji se može predstaviti kao, [4]:

$$F = \frac{P_{s,ul} / P_{n,ul}}{P_{s,iz} / P_{n,iz}} = \frac{P_{n,iz}}{GP_{n,ul}}, \quad (3.4)$$

pri čemu je pojačanje snage dvoprilazne mreže  $G = \frac{P_{s,iz}}{P_{s,ul}}$ .



Slika 3.3 Dvoprilazna mreža sa naznačenim snagama signala i šuma na svojim prilazima.

Treba napomenuti da pod idealnim uslovima dvoprilazna komponenta ne unosi dodatni šum, već samo pojačava i slabi ulazni signal i šum. U tom slučaju, faktor šuma  $F$  uzima vrednost 1 ( $F=1$ ). Uobičajeno je da se faktor šuma izražava u dB na sledeći način, [4]:

$$F_{dB} = 10 \log(F). \quad (3.5)$$

Pored faktora šuma, još jedan parametar koji se koristi za karakterizaciju šuma je temperatura šuma  $T_n$ . Veza između temperature šuma i faktora šuma je data kao, [4]:

$$F_{dB} = 10 \log \left( 1 + \frac{T_n}{T_0} \right), \quad (3.6)$$

gde je  $T_0$  – referentna temperatura (290 K).

Temperaturu šuma dvoprilazne komponente ne treba mešati sa temperaturom te komponente koja se meri termometrom. Temperatura šuma je ekvivalentna termička energija koja je potrebna idealnom otporniku, prilagođenom na ulaz bešumne dvoprilazne komponente, da generiše šum iste snage kao i šum koji generiše sama dvoprilazna komponenta.

U slučaju da dvoprilazni sklop sadrži aktivne komponente kao što su MESFET i HEMT, šum generisan od strane ovih komponenata će doprineti ukupnoj snazi šuma na

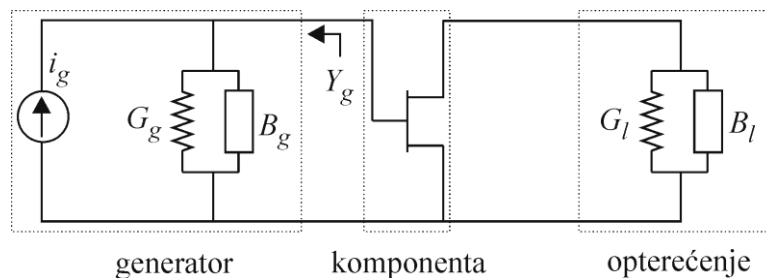
izlazu iz dvoprilaznog sklopa. Generisanje ovog šuma se obično modeluje korišćenjem ekvivalentnog kola za određenu komponentu koje sadrži strujne i/ili naponske izvore šuma u cilju modelovanja efekata šuma. Ovi unutrašnji izvori šuma doprinose jedino ukupnom šumu komponente, a ne i snazi komponente. Međutim, na ukupan šum komponente takođe utiču i kola za prilagođenje koja su povezana za MESFET ili HEMT.

Jedan od ključnih parametara koji imaju uticaj na faktor šuma aktivne komponente je admitansa generatora,  $Y_g = G_g + jB_g$ , priključenog na ulaz komponente. Ova admitansa ilustrovana je na Slici 3.4. Uticaj admitanse generatora na faktor šuma dat je sledećim izrazom, [4]:

$$F = F_{min} + \frac{R_n}{G_g} \left[ (G_g - G_{opt})^2 + (B_g - B_{opt})^2 \right], \quad (3.7)$$

gde je

$Y_{opt} = G_{opt} + jB_{opt}$  - optimalna vrednost admitanse generatora pri kojoj je  $F=F_{min}$ .



Slika 3.4 Generator struje  $i_g$  i admitanse  $Y_g$ , koji je povezan na ulaz komponente koja je završena opterećenjem admitanse  $Y_l = G_l + jB_l$ , značajno utiče na karakteristike šuma same komponente.

Faktor šuma se takođe može izraziti u funkciji koeficijenta refleksije generatora,  $\Gamma_g$ . Koeficijent refleksije generatora povezan je sa admitansom generatora na sledeći način, [4]:

$$\Gamma_g = \frac{Y_0 - Y_g}{Y_0 + Y_g}, \quad (3.8)$$

gde je  $Y_0$  – referentna admitansa, i obično je  $Y_0 = 20 \text{ mS}$ .



Sličan izraz se može dati i za optimalni koeficijent refleksije generatora,  $\Gamma_{opt} = |\Gamma_{opt}| e^{j\varphi_{opt}}$ , koji rezultira minimalnim faktorom šuma, [4]:

$$\Gamma_{opt} = \frac{Y_0 - Y_{opt}}{Y_0 + Y_{opt}}. \quad (3.9)$$

Dakle, na osnovu jednačina (3.8) i (3.9), jednačina (3.7) se može napisati kao, [4]:

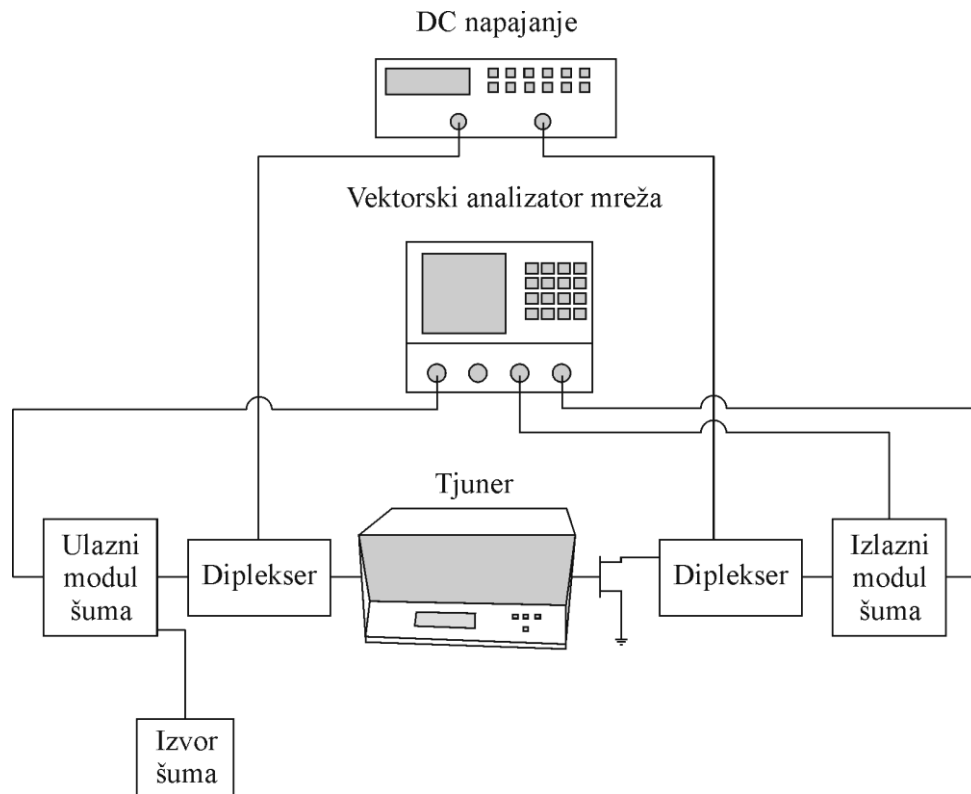
$$F = F_{min} + \frac{4R_n |\Gamma_g - \Gamma_{opt}|^2}{Z_0 (1 - |\Gamma_g|^2) |1 + \Gamma_{opt}|^2}, \quad (3.10)$$

gde je  $Z_0 = \frac{1}{Y_0}$  – referentna impedansa, i obično ima vrednost  $Z_0 = 50 \Omega$ .

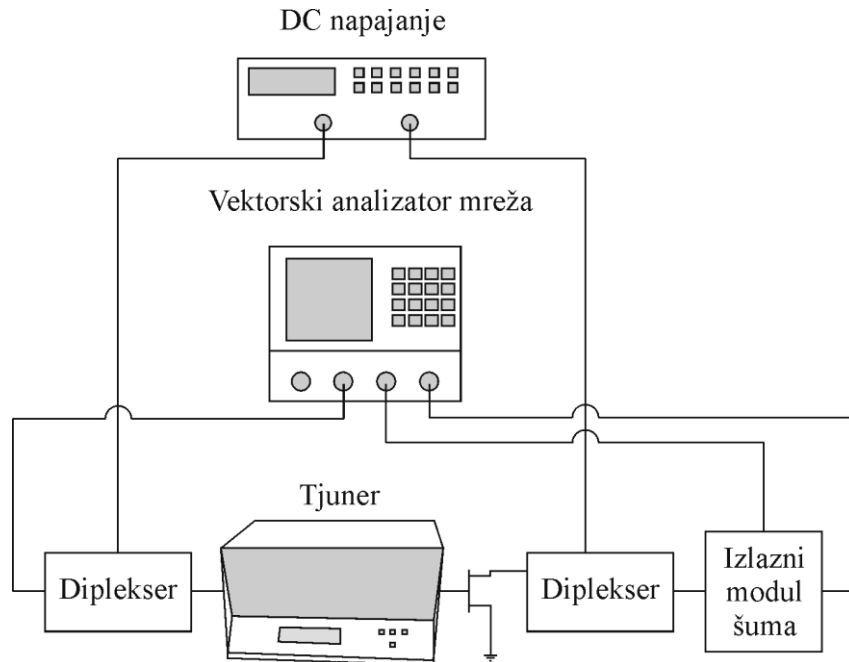
Jednačine (3.7) i (3.10) predstavljaju osnovu u određivanju faktora šuma komponente u slučaju kada je spoljašnje kolo povezano na njen ulaz.

Značenje parametara  $F_{min}$  i  $\Gamma_{opt}$  je očigledno iz njihovih definicija. Sa druge strane, parametar  $R_n$  je koristan kao indikacija zavisnosti parametra  $F_{min}$  od  $Y_g$ . Poželjno je da vrednost za  $R_n$  bude što je moguće manja kako ne bi došlo do degradacije faktora šuma. Parametri šuma,  $F_{min}$ ,  $\Gamma_{opt}$  i  $R_n$ , koji se koriste za karakterizaciju šuma aktivne komponente, nezavisni su od bilo kog spoljašnjeg kola koje je povezano na tu komponentu. Međutim, u slučaju MESFET-a i HEMT-a, ovi parametri zavisni su od drugih veličina kao što su npr. temperatura, frekvencija, struja između dregna i sorsa i napon između dregna i sorsa. Parametri šuma su takođe zavisni i od fizičkih karakteristika komponente, uključujući geometriju, kao i karakteristike materijala koji su sastavni deo njene strukture.

Za merenje parametara šuma mikrotalasnih tranzistora,  $F_{min}$ ,  $Y_{opt}$  ( $\Gamma_{opt}$ ) i  $R_n$ , danas se uspešno koriste savremeni merni sistemi koji uključuju primenu naprednih vektorskih analizatora mreža. Upravo su na Slici 3.5 prikazana dva savremena merna sistema koji omogućuju efikasno i tačno merenje parametara šuma, [19]. Na Slici 3.5(a) prikazan je merni sistem sa izdvojenim izvorom šuma koji pored vektorskog analizatora mreža uključuje još i DC napajanje, ulazni modul šuma, dva dipleksera, tjuner i izlazni modul šuma. Na Slici 3.5(b) prikazan je merni sistem koji podrazumeva primenu vektorskog analizatora mreža sa internim izvorom šuma, pa u odnosu na merni sistem prikazan na Slici 3.5(a), ovaj merni sistem ne sadrži izdvojeni izvor šuma i ulazni modul šuma.



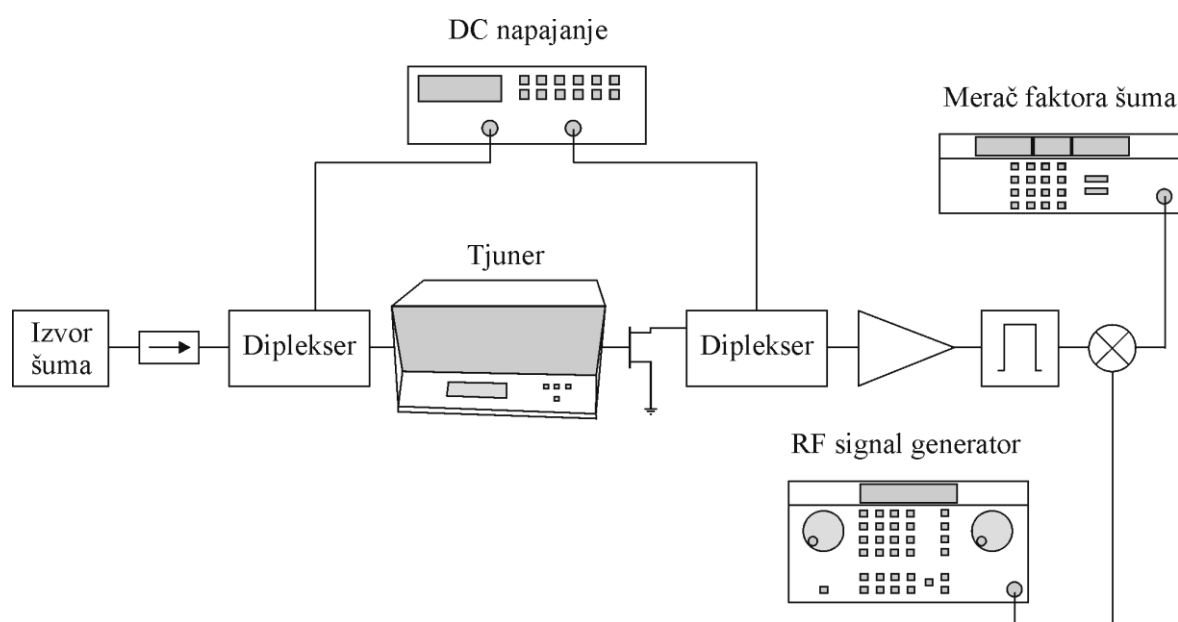
(a)



(b)

Slika 3.5 Blok dijagram savremenog mernog sistema za merenje parametara šuma,  $F_{min}$ ,  $Y_{opt}$  i  $R_n$ : (a) sa izdvojenim izvorom šuma i (b) sa internim izvorom šuma.

Uprkos tome što savremeni merni sistemi, prikazani na prethodnoj slici, imaju veliku tačnost pri merenju parametara šuma mikrotalasnih tranzistora, većina projekatana mikrotalasnih kola i dalje koristi starije merne sisteme. Glavni razlog za to je previsoka cena naprednih vektorskih analizatora mreža. Naime, stariji merni sistemi ne sadrže vektorske analizatore mreže, pa su samim tim i jeftiniji. Glavni nedostatak starijih mernih sistema jeste sama kompleksnost mernog sistema, kao i manjak efikasnosti i tačnosti merenja u odnosu na savremene merne sisteme. Jedan od starijih mernih sistema koji se najčešće koristi za merenje parametara šuma prikazan je na Slici 3.6, [4]. Ovaj merni sistem sastoji se od DC napajanja, izvora šuma, izolatora, dva dipleksera, tjunera, pojačavača, filtra propusnika opsega, mešača, RF signal generatora i merača faktora šuma.



Slika 3.6 Blok dijagram najčešće korišćenog mernog sistema za merenje parametara šuma  $F_{min}$ ,  $Y_{opt}$  i  $R_n$ .

U praksi se najčešće koriste dva metoda za merenje parametara šuma mikrotalasnih tranzistora: direktni i indirektni, [4]. Kod direktnog metoda, admitansa izvora šuma,  $Y_g$ , se menja pomoću tjunera sve dok se ne pronade njena optimalna vrednost,  $Y_{opt}$ , tj. sve dok se na meraču šuma (vektorskom analizatoru mreža) ne izmeri minimalni faktor šuma,  $F_{min}$ . Ekvivalentna otpornost šuma,  $R_n$ , se u tom slučaju može odrediti iz jednačine (3.7). Dakle,

$F_{min}$ ,  $Y_{opt}$  i  $R_n$  se određuju direktnim merenjem, pri čemu se podrazumeva da su uticaji merne opreme, kablova i kućišta otklonjeni kod dobijanja krajnjih rezultata merenja.

Premda je metod za direktno merenje parametara šuma u principu matematički korektan i praktično primenljiv, on ipak ima i određena ograničenja, naročito sa aspekta tačnosti rezultata. Naime, problem može predstavljati precizno detektovanje minimalnog faktora šuma u slučaju kada minimum nije oštro izražen. Takođe, ovaj metod zahteva korišćenje tjunera sa širokim opsegom promene admitanse. Zatim, u automatizovanim sistemima, tjuner je često digitalno kontrolisan i omogućava samo diskretnu promenu vrednosti admitanse, što predstavlja problem jer se može desiti da nijedna od diskretnih vrednosti nije odgovarajuća. Prema tome, pored toga što je tačnost direktnog metoda za merenje parametara šuma ograničena tačnošću korišćene merne opreme, ona je takođe ograničena i potrebom za preciznim detektovanjem minimalnog faktora šuma komponente.

Jedan od metoda za merenje parametara šuma koji omogućava prevazilaženje svih ograničenja prethodnog metoda bazira se na indirektnom pristupu. U ovom slučaju, za četiri ili više različitih vrednosti admitanse generatora ( $Y_1, Y_2, Y_3, Y_4$  itd.), pri čemu nijedna od njih ne mora da bude jednaka  $Y_{opt}$ , meri se faktor šuma ( $F_1, F_2, F_3, F_4$  itd.). Na osnovu izmerenih vrednosti i rešavanjem sistema jednačina oblika (3.7) određuju se  $F_{min}$ ,  $Y_{opt}$  i  $R_n$ . Važno je napomenuti da iako su za određivanje parametara šuma praktično dovoljna četiri merenja, poželjno je da ovaj broj bude veći u cilju maksimalnog poboljšanja tačnosti merenja primenom metoda za korekciju greške.

Veliki problem prilikom merenja parametara šuma predstavljaju brojni izvori šuma u okviru samog mernog sistema koji značajno utiču na tačnost merenja. Pored toga, šumovi generisani od strane spoljašnjih izvora (npr. druga test oprema u blizini i sl.) takođe umanjuju tačnost merenja parametara šuma. Smatra se da je u slučaju malošumnih FET-ova nesigurnost pri merenju  $F_{min}$  oko  $\pm 0.2$  dB, što kod ovih komponentata nije zanemarljivo. Zbog toga se prilikom merenja šuma zahteva pažljiva kalibracija merne opreme i otklanjanje uticaja kako unutrašnjih tako i spoljašnjih izvora šuma na dobijene rezultate.

### 3.3 ANALIZA ŠUMA MIKROTALASNIH TRANZISTORA KORIŠĆENJEM RAZLIČITIH REPREZENTACIJA

Šum na mikrotalasnim frekvencijama je normalan, stacionaran stohastički proces,  $p_n(t)$ , sa statističkim očekivanjem jednakim nuli,  $E[p_n(t)] = 0$ . U slučaju postojanja dva stacionarna stohastička procesa  $p_{n1}(t)$  i  $p_{n2}(t)$ , oni se mogu okarakterisati sledećim veličinama, [22]:

a) autokorelacionom funkcijom,

$$R_{p_{n1}p_{n1}}(\tau) = E[p_{n1}(t)p_{n1}(t+\tau)], \quad (3.11)$$

$$R_{p_{n2}p_{n2}}(\tau) = E[p_{n2}(t)p_{n2}(t+\tau)], \quad (3.12)$$

b) kros-korelacionom funkcijom,

$$R_{p_{n1}p_{n2}}(\tau) = E[p_{n1}(t)p_{n2}(t+\tau)]. \quad (3.13)$$

Prethodne veličine se u frekvencijskom domenu mogu predstaviti, [22]:

a) spektralnom gustinom snage,

$$S_{p_{n1}}(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} R_{p_{n1}p_{n1}}(\tau) \exp(-j2\pi f\tau) d\tau, \quad (3.14)$$

$$S_{p_{n2}}(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} R_{p_{n2}p_{n2}}(\tau) \exp(-j2\pi f\tau) d\tau, \quad (3.15)$$

b) međusobnom spektralnom gustinom snage,

$$S_{p_{n1}p_{n2}}(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} R_{p_{n1}p_{n2}}(\tau) \exp(-j2\pi f\tau) d\tau. \quad (3.16)$$

Spektralne gustine snage šuma imaju veoma važnu ulogu u analizi kola u uskom frekvencijskom opsegu sa centralnom frekvencijom  $f_0$ . Naime, polazeći od pretpostavke da su spektralne gustine snage šuma konstantne u okolini  $f_0$ , dva signala šuma se mogu u potpunosti opisati pomoću dve realne,  $S_{p_{n1}}(f_0)$  i  $S_{p_{n2}}(f_0)$ , i jedne kompleksne veličine,  $S_{p_{n1}p_{n2}}(f_0)$ . Međutim, kako je iz oblasti klasične teorije kola poznato da se prilikom analize šuma signali šuma opisuju pomoću svojih kompleksnih amplituda, veoma je važno uspostaviti relacije između kompleksnih amplituda i spektralnih gustina snage signala šuma. S tim u vezi, ako sa  $P_{n1}(f)$  i  $P_{n2}(f)$  označimo kompleksne amplitude signala šuma  $p_{n1}(t)$  i  $p_{n2}(t)$ , respektivno, onda se ove relacije mogu predstaviti na sledeći način, [22]:

$$\langle P_{n1}(f_0)P_{n1}^*(f_0) \rangle = S_{p_{n1}}(f_0), \quad (3.17)$$

$$\langle P_{n2}(f_0)P_{n2}^*(f_0) \rangle = S_{p_{n2}}(f_0), \quad (3.18)$$

$$\langle P_{n1}(f_0)P_{n2}^*(f_0) \rangle = S_{p_{n1}p_{n2}}(f_0), \quad (3.19)$$

pri čemu \* označava kompleksnu konjugaciju, a zagrade  $\langle \rangle$  označavaju srednju vrednost.

Značaj spektralne reprezentacije izvora šuma se ogleda u tome da se bilo koje dvoprilazno kolo koje generiše sopstveni šum može zameniti ekvivalentnim kolom koje se sastoji od identičnog dvoprilaznog kola bez šuma i dva dodatna izvora šuma, [22, 98]. Postoji više različitih ekvivalentnih reprezentacija dvoprilaznih kola koja generišu šum, [21]. Među njima najčešće korišćene reprezentacije šuma su klasične reprezentacije koje podrazumevaju korišćenje naponskih i/ili strujnih izvora šuma. Međutim, na mikrotalasnim frekvencijama talasna reprezentacija šuma predložena od strane Penfield-a, [31], donosi niz prednosti. To je pre svega iz razloga što je talasna reprezentacija šuma kompatibilna sa opisom mikrotalasnih kola pomoću matrica rasejanja ( $S$  matrica) i transmisionih matrica ( $T$  matrica). Ovo omogućava da se celokupna analiza šuma izvrši korišćenjem talasa šuma i parametara rasejanja ( $S$  parametara) ili transmisionih parametara ( $T$  parametara), [22, 25, 32-68]. U nastavku disertacije će biti više reči kako o klasičnim, tako i o talasnim reprezentacijama dvoprilaznih kola sa šumom.

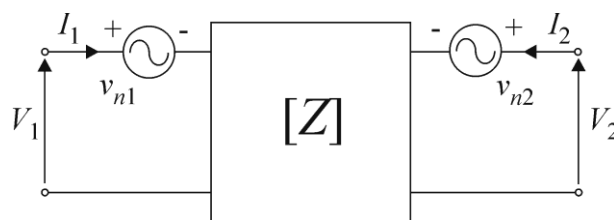
### 3.3.1 Klasične reprezentacije kola sa šumom

U grupu klasičnih reprezentacija kola sa šumom spadaju: impedansna ( $Z$ ), admitansna ( $Y$ ), lančana ( $A$ ), hibridna ( $H$ ) itd. Ove reprezentacije su pogodne za analizu kola na nižim frekvencijama i podrazumevaju korišćenje ekvivalentnih naponskih i/ili strujnih izvora šuma, [20-24].

Na Slici 3.7 prikazana je impedansna reprezentacija dvoprilaznog kola sa šumom, [22]. Dvoprilazno kolo koje generiše šum predstavljeno je ekvivalentnim kolom bez šuma okarakterisanim istim  $Z$  parametrima kao i originalno kolo i izdvojenim naponskim izvorima  $v_{n1}$  i  $v_{n2}$ . Ovim izvorima predstavljen je šum koji se javlja na ulazu, tj. izlazu kola, kada su oba prilaza istovremeno otvorena. Ovakvo kolo može se opisati sledećom matričnom jednačinom, [22]:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{n1} \\ v_{n2} \end{bmatrix}, \quad (3.20)$$

gde su  $V_1$  i  $V_2$  – naponi na prilazima kola,  $I_1$  i  $I_2$  – struje na prilazima kola, dok su  $Z_{11}$ ,  $Z_{12}$ ,  $Z_{21}$  i  $Z_{22}$  –  $Z$  parametri dvoprilaznog kola sa šumom.



Slika 3.7  $Z$  reprezentacija dvoprilaznog kola sa šumom.

Korelaciona matrica šuma je u slučaju  $Z$  reprezentacije definisana kao, [22]:

$$\mathbf{C}_Z = \begin{bmatrix} \langle |v_{n1}|^2 \rangle & \langle v_{n1}v_{n2}^* \rangle \\ \langle v_{n2}v_{n1}^* \rangle & \langle |v_{n2}|^2 \rangle \end{bmatrix}. \quad (3.21)$$

Za opis  $Z$  reprezentacije dvoprilaznog kola koje generiše šum mogu se koristiti sledeći parametri šuma, [22]:

$$R_1 = \frac{\langle |v_{n1}|^2 \rangle}{4kT_0B}, \quad (3.22)$$

$$R_2 = \frac{\langle |v_{n2}|^2 \rangle}{4kT_0B}, \quad (3.23)$$

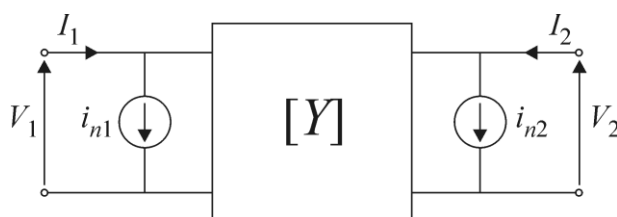
$$\rho_z = \frac{\langle v_{n1}^* v_{n2} \rangle}{\sqrt{\langle |v_{n1}|^2 \rangle \langle |v_{n2}|^2 \rangle}}, \quad (3.24)$$

gde su  $R_1$  i  $R_2$  – ekvivalentne otpornosti šuma, dok je  $\rho_z$  – korelacioni koeficijent.

Na Slici 3.8 prikazana je admitansna reprezentacija dvoprilaznog kola sa šumom, [22]. Šum je kod ove reprezentacije predstavljen strujama šuma  $i_{n1}$  i  $i_{n2}$  koje se javljaju na ulazu, odnosno, izlazu kola, za slučaj kada su oba prilaza istovremeno kratkospojena. Matrična jednačina kojom se opisuje  $Y$  reprezentacija dvoprilaznog kola koje generiše šum je oblika, [22]:

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{n1} \\ i_{n2} \end{bmatrix}, \quad (3.25)$$

pri čemu su  $Y_{11}$ ,  $Y_{12}$ ,  $Y_{21}$  i  $Y_{22}$  –  $Y$  parametri dvoprilaznog kola sa šumom.



Slika 3.8  $Y$  reprezentacija dvoprilaznog kola sa šumom.

Korelaciona matrica šuma se u slučaju  $Y$  reprezentacije može izraziti kao, [22]:

$$\mathbf{C}_Y = \begin{bmatrix} \langle |i_{n1}|^2 \rangle & \langle i_{n1} i_{n2}^* \rangle \\ \langle i_{n2} i_{n1}^* \rangle & \langle |i_{n2}|^2 \rangle \end{bmatrix}. \quad (3.26)$$



Parametri šuma kod  $Y$  reprezentacije su ekvivalentne konduktanse šuma,  $G_1$  i  $G_2$ , i korelacioni koeficijent,  $\rho_y$ , i oni se definišu na sledeći način, [22]:

$$G_1 = \frac{\langle |i_{n1}|^2 \rangle}{4kT_0B}, \quad (3.27)$$

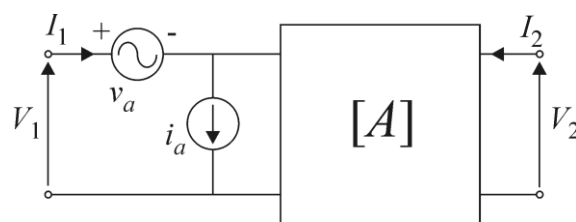
$$G_2 = \frac{\langle |i_{n2}|^2 \rangle}{4kT_0B}, \quad (3.28)$$

$$\rho_y = \frac{\langle i_{n1}^* i_{n2} \rangle}{\sqrt{\langle |i_{n1}|^2 \rangle \langle |i_{n2}|^2 \rangle}}. \quad (3.29)$$

Na Slici 3.9 prikazana je lančana reprezentacija dvoprilaznog kola sa šumom, [22]. Kao što se sa slike može videti, kod  $A$  reprezentacije su na ulazu izdvojeni naponski izvor šuma  $v_a$  i strujni izvor šuma  $i_a$ , pa se ova reprezentacija opisuje sledećom jednačinom, [22]:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_a \\ i_a \end{bmatrix}, \quad (3.30)$$

pri čemu su  $A_{11}$ ,  $A_{12}$ ,  $A_{21}$  i  $A_{22}$  –  $A$  parametri dvoprilaznog kola sa šumom.



Slika 3.9  $A$  reprezentacija dvoprilaznog kola sa šumom.

Korelaciona matrica šuma kod  $A$  reprezentacije uzima sledeći oblik, [22]:

$$\mathbf{C}_A = \begin{bmatrix} \langle |v_a|^2 \rangle & \langle v_a i_a^* \rangle \\ \langle i_a v_a^* \rangle & \langle |i_a|^2 \rangle \end{bmatrix}. \quad (3.31)$$

U slučaju  $A$  reprezentacije, parametri šuma su otpornost šuma,  $R_n$ , odvodnost šuma,  $g_n$ , i korelacioni koeficijent,  $\rho_a$ . Ovi parametri dati su sledećim izrazima, [22]:

$$R_n = \frac{\langle |v_a|^2 \rangle}{4kT_0B}, \quad (3.32)$$

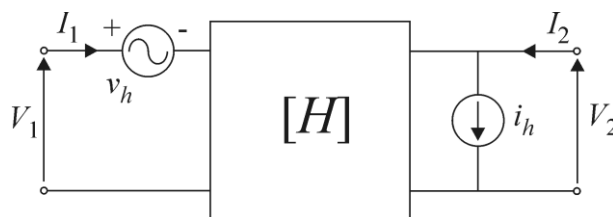
$$g_n = \frac{\langle |i_a|^2 \rangle}{4kT_0B}, \quad (3.33)$$

$$\rho_a = \frac{\langle v_a^* i_a \rangle}{\sqrt{\langle |v_a|^2 \rangle \langle |i_a|^2 \rangle}}. \quad (3.34)$$

Na Slici 3.10 prikazana je četvrta ekvivalentna reprezentacija dvoprilaznog kola sa šumom, [24]. Radi se o hibridnoj reprezentaciji kod koje se šum predstavlja naponskim izvorom  $v_h$  na ulaznom kraju i strujnim izvorom  $i_h$  na izlaznom kraju dvoprilazne mreže bez šuma. Kao i kod ostalih klasičnih reprezentacija,  $H$  reprezentacija se takođe može opisati matričnom jednačinom, [24]:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{11} & H_{12} \\ H_{21} & H_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ V_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_h \\ i_h \end{bmatrix}, \quad (3.35)$$

gde su  $H_{11}$ ,  $H_{12}$ ,  $H_{21}$  i  $H_{22}$  –  $H$  parametri dvoprilaznog kola sa šumom.



Slika 3.10  $H$  reprezentacija dvoprilaznog kola sa šumom.

Kod  $H$  reprezentacije, korelaciona matrica šuma se definiše kao, [24]:

$$\mathbf{C}_H = \begin{bmatrix} \langle |v_h|^2 \rangle & \langle v_h i_h^* \rangle \\ \langle i_h v_h^* \rangle & \langle |i_h|^2 \rangle \end{bmatrix}. \quad (3.36)$$

### 3.3.2 Talasne reprezentacije kola sa šumom

Klasične reprezentacije šuma, koje omogućavaju da se analiza šuma mikrotalasnih kola izvrši pomoću napona i struja na njihovim prilazima, po pravilu nisu pogodne iz sledećih razloga, [24]:

- Kada TEM (*Transverse Electromagnetic*) tip prostiranja nije podržan od strane transmisiona linije, definisanje klasičnih napona i struja na prilazima kola nije jednostavno,
- Kod mikrotalasnih kola nije lako ostvariti da pojedini prilazi budu otvoreni ili kratkospojeni, što je neophodan uslov za merenje veličina potrebnih za određivanje standardnih parametara,
- Otvoreni ili kratkospojeni krajevi (ekstremna neprilagođenja) mogu da dovedu do samooscilovanja ili pregorevanja jer je većina aktivnih mikrotalasnih sklopova projektovana tako da radi u uslovima dobrog prilagođenja.

Zbog svega navedenog, korišćenje talasnih promenljivih, odnosno,  $S$  i  $T$  matrica koje povezuju direktne i reflektovane talase na prilazima kola, pokazalo se kao mnogo pogodniji način za opis mikrotalasnih kola sa šumom, [22, 25, 31-68]. Pored toga što je ovakav pristup veoma pogodan za analizu i projektovanje mikrotalasnih kola različitih topologija primenom računara, njegova dodatna prednost jeste činjenica da su parametri  $S$  i  $T$  matrica po prirodi koeficijenti refleksije i transmisije, a to su direktno merljive veličine u području mikrotalasa. Takođe, talasne reprezentacije šuma dovele su i do razvoja alternativnih metoda merenja parametara šuma, [25, 36, 37, 44, 48, 51, 52, 54, 61].

#### 3.3.2.1 $S$ matrice

$S$  matrice nazivaju se još i matrice rasejanja.  $S$  parametrima opisuju se relacije između promenljivih  $a_i$  i  $b_i$ , koje predstavljaju intenzitete direktnog i reflektovanog talasa na  $i$ -tom prilazu mreže.  $a_i$  i  $b_i$  definišu se na sledeći način, [23]:

$$a_i = \frac{V_i + Z_{Ri}I_i}{2\sqrt{\text{Re}\{Z_{Ri}\}}}, \quad (3.37)$$

$$b_i = \frac{V_i - Z_{Ri}^* I_i}{2\sqrt{\text{Re}\{Z_{Ri}\}}}, \quad (3.38)$$

gde je  $V_i$  – napon  $i$ -tog prilaza,  $I_i$  – struja  $i$ -tog prilaza i  $Z_{Ri}$  – referentna impedansa  $i$ -tog prilaza, pri čemu se podrazumeva da je  $\text{Re}\{Z_{Ri}\} > 0$ .

Inverznom transformacijom jednačina (3.37) i (3.38) dobija se:

$$V_i = \frac{1}{\sqrt{\text{Re}\{Z_{Ri}\}}} (Z_{Ri}^* a_i + Z_{Ri} b_i), \quad (3.39)$$

$$I_i = \frac{1}{\sqrt{\text{Re}\{Z_{Ri}\}}} (a_i - b_i), \quad (3.40)$$

što znači da za fiksnu vrednost  $Z_{Ri}$ , u slučaju da su vrednosti  $V_i$  i  $I_i$  poznate, promenljive  $a_i$  i  $b_i$  mogu biti proračunate korišćenjem jednačina (3.37) i (3.38), respektivno, a takođe promenljive  $a_i$  i  $b_i$  mogu biti lako konvertovane u  $V_i$  i  $I_i$  korišćenjem jednačina (3.39) i (3.40), respektivno.

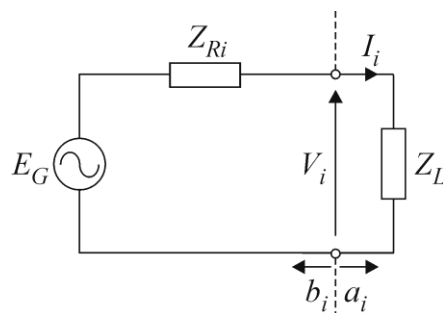
Količnik talasnih promeljivih  $b_i$  i  $a_i$  naziva se koeficijent refleksije i dobija se na osnovu jednačina (3.37) i (3.38), [23]:

$$\Gamma = \frac{b_i}{a_i} = \frac{V_i - Z_{Ri}^* I_i}{V_i + Z_{Ri} I_i} = \frac{\frac{V_i}{I_i} - Z_{Ri}^*}{\frac{V_i}{I_i} + Z_{Ri}}. \quad (3.41)$$

Razmatranjem kola sa Slike 3.11 može se videti da je  $\frac{V_i}{I_i} = Z_L$ , pa se za koeficijent refleksije dobija, [23]:

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_{Ri}^*}{Z_L + Z_{Ri}}, \quad (3.42)$$

gde je  $Z_L$  – impedansa opterećenja, odnosno, ulazna impedansa  $i$ -tog prilaza.



Slika 3.11 Ilustracija veze između talasnih promenljivih i napona i struje na  $i$ -tom prilazu.

Fizička interpretacija kompleksnih talasnih promenljivih  $a_i$  i  $b_i$  može se objasniti korišćenjem kola prikazanog na Slici 3.11. Kao što se sa slike može videti, na  $i$ -ti prilaz mreže priključen je generator napona  $E_G$  i unutrašnje impedanse  $Z_{Ri}$ . Kako je,

$$V_i = E_G - Z_{Ri}I_i, \quad (3.43)$$

na osnovu izraza (3.37) dobija se, [23]:

$$|a_i|^2 = \frac{|E_G|^2}{4 \operatorname{Re}\{Z_{Ri}\}} = P_{GA}, \quad (3.44)$$

gde je  $P_{GA}$  – raspoloživa snaga generatora.

Dakle,  $|a_i|^2$  predstavlja aktivnu snagu koju generator šalje ka opterećenju, tj. koju nosi direktni talas, u slučaju kada je unutrašnja impedansa generatora jednaka  $Z_{Ri}$ .

Daljim razmatranjem razlike  $|a_i|^2 - |b_i|^2$  i zamenom izraza (3.37) i (3.38) u ovaj izraz dobija se sledeća jednačina, [23]:

$$\begin{aligned} |a_i|^2 - |b_i|^2 &= \frac{1}{4 \operatorname{Re}\{Z_{Ri}\}} (Z_{Ri} + Z_{Ri}^*) (V_i I_i^* + V_i^* I_i) = \\ &= \operatorname{Re}\{V_i I_i^*\} = P_L = P_{GA} - P_R, \end{aligned} \quad (3.45)$$

koja se može izraziti u funkciji koeficijenta refleksije  $\Gamma$ , [23],

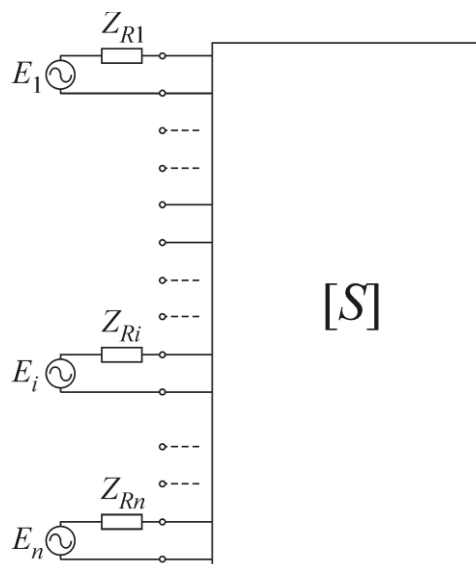
$$|a_i|^2 - |b_i|^2 = |a_i|^2 \left( 1 - \left| \frac{b_i}{a_i} \right|^2 \right) = |a_i|^2 (1 - |\Gamma|^2). \quad (3.46)$$

U izrazu (3.45),  $P_L$  predstavlja aktivnu snagu koja se disipira na potrošaču, dok je  $P_R$ , tj.  $|b_i|^2$ , snaga reflektovanog talasa sa  $i$ -tog prilaza. Prema tome, bez obzira na vrednost impedanse opterećenja  $Z_L$ , generator signala šalje snagu  $|a_i|^2$  ka opterećenju. Ako nije postignuto prilagođenje opterećenja ( $Z_L \neq Z_{Ri}^*$ ), deo snage se reflektuje ka generatoru ( $|\Gamma| \neq 0, |b_i|^2 \neq 0$ ). Kada je opterećenje prilagođeno ( $Z_L = Z_{Ri}^*$ ), nema reflektovanog talasa ( $|\Gamma| = 0, |b_i|^2 = 0$ ), pa se celokupna snaga disipira na njemu.

Na Slici 3.12 prikazana je  $n$ -toprilazna mreža kod koje su prilazi pobuđeni naponskim generatorima  $E_i$  unutrašnjih impedansi  $Z_{Ri}$ , pri čemu je  $i = \overline{1, n}$ . Generalizovana matrica rasejanja se u tom slučaju definiše kao, [23]:

$$\mathbf{b} = \mathbf{S} \mathbf{a}, \quad (3.47)$$

gde je  $\mathbf{S}$  - kvadratna matrica reda  $n$ , dok su  $\mathbf{a}$  i  $\mathbf{b}$  - vektori intenziteta direktnih i reflektovanih talasa na prilazima kola, respektivno.



Slika 3.12  $n$ -toprilazna mreža kod koje su prilazi pobuđeni naponskim generatorima čije su unutrašnje impedanse jednake referentnim impedansama odgovarajućih prilaza.

Kada je zadovoljen uslov da su referentne impedanse svih prilaza  $Z_{Ri}$  realne i jednake karakterističnim impedansama transmisionih linija vezanih za ove prilaze  $Z_{oi}$ , gde je  $i = \overline{1, n}$ , onda se za definiciju  $S$  parametara umesto talasnih promenljivih  $a_i$  i  $b_i$  mogu koristiti kompleksni direktni i reflektovani talasi napona (struja) na prilazima. Naime, napon i struja na  $i$ -tom prilazu mreže povezani su sa odgovarajućim direktnim i reflektovanim talasima na sledeći način,

$$V_i = V_i^+ + V_i^-, \quad (3.48)$$

$$I_i = I_i^+ + I_i^-, \quad (3.49)$$

odakle sledi, [23]:

$$Z_{Ri} = Z_{oi} = \frac{V_i^+}{I_i^+} = \frac{V_i^-}{I_i^-}, \quad (3.50)$$

pri čemu su  $V_i^+$  i  $I_i^+$  – kompleksne amplitude direktnih talasa napona i struje na  $i$ -tom prilazu mreže, respektivno, a  $V_i^-$  i  $I_i^-$  – kompleksne amplitude reflektovanih talasa napona i struje na  $i$ -tom prilazu mreže, respektivno.

Zamenom izraza (3.48) - (3.50) u (3.37) i (3.38) dobija se, [23]:

$$a_i = \frac{V_i^+}{\sqrt{Z_{oi}}} = \sqrt{Z_{oi}} I_i^+, \quad (3.51)$$

$$b_i = \frac{V_i^-}{\sqrt{Z_{oi}}} = \sqrt{Z_{oi}} I_i^-. \quad (3.52)$$

Treba napomenuti da se prilikom analize i projektovanja mikrotalasnih kola obično smatra da su referentne impedanse svih prilaza realne i međusobno jednake ( $Z_{Ri} = Z_R$ ). Na taj način se matrica rasejanja može definisati kao, [23]:

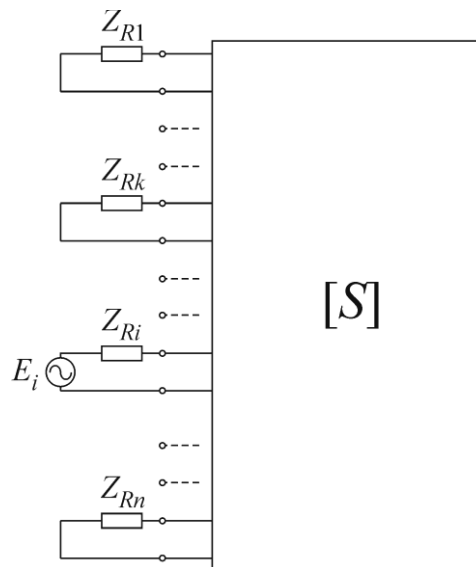
$$\mathbf{V}^- = \mathbf{S} \mathbf{V}^+. \quad (3.53)$$

Elementi matrice rasejanja se u opštem slučaju mogu odrediti iz jednačine (3.47) na osnovu uslova  $a_k = 0$ ,  $k = \overline{1, n}$  i  $k \neq i$ , [23]:

$$S_{ii} = \left. \frac{b_i}{a_i} \right|_{a_k=0, k=\overline{1, n}, k \neq i}, \quad (3.54)$$

$$S_{ki} = \left. \frac{b_k}{a_i} \right|_{a_k=0, k=\overline{1, n}, k \neq i}, \quad (3.55)$$

gde su  $a_k$  i  $b_k$  - intenziteti direktnog i reflektovanog talasa na  $k$ -tom prilazu mreže, respektivno. Uslov  $a_k = 0$ ,  $k = \overline{1, n}$  i  $k \neq i$  znači da su sem  $i$ -tog prilaza, koji je pobuđen generatorom  $E_i$  čija je unutrašnja impedansa jednaka referentnoj impedansi tog prilaza, svi ostali prilazi kola završeni svojim referentnim impedansama, pa su talasi  $b_k$  totalno apsorbovani i nema refleksije, Slika 3.13.



Slika 3.13  $n$ -toprilazna mreža kod koje je pobuđen  $i$ -ti prilaz, a ostali završeni referentnim impedansama.

Za sve prilaze sem pobuđenog važi,

$$V_k = -I_k Z_{Rk}, \quad (3.56)$$

pri čemu su  $V_k$ ,  $I_k$  i  $Z_{Rk}$  - napon, struja i referentna impedansa  $k$ -tog prilaza, respektivno.



Zamenom izraza (3.56) u izraze (3.37) i (3.38) dobija se, [23]:

$$a_k = 0, \quad (3.57)$$

$$b_k = -\sqrt{\operatorname{Re}\{Z_{Rk}\}} I_k = \frac{\sqrt{\operatorname{Re}\{Z_{Rk}\}}}{Z_{Rk}} V_k. \quad (3.58)$$

Za pobuđeni prilaz važi

$$E_i = V_i + Z_{Ri} I_i, \quad (3.59)$$

pa se za intenzitet direktnog talasa na osnovu jednačine (3.37) dobija, [23]:

$$a_i = \frac{E_i}{2\sqrt{\operatorname{Re}\{Z_{Ri}\}}}. \quad (3.60)$$

U cilju fizičke interpretacije parametra  $S_{ii}$ , pretpostavljeno je da je  $Z_{INi}$  - ulazna impedansa  $i$ -tog prilaza kola prikazanog na Slici 3.13. Kako je,

$$V_i = Z_{INi} I_i, \quad (3.61)$$

to iz izraza (3.37) i (3.38) sledi, [23],

$$a_i = \frac{(Z_{INi} + Z_{Ri}) I_i}{2\sqrt{\operatorname{Re}\{Z_{Ri}\}}}, \quad (3.62)$$

$$b_i = \frac{(Z_{INi} - Z_{Ri}^*) I_i}{2\sqrt{\operatorname{Re}\{Z_{Ri}\}}}, \quad (3.63)$$

pa se na osnovu jednačine (3.54) dobija, [23]:

$$S_{ii} = \left. \frac{b_i}{a_i} \right|_{a_k=0, k=1,n, k \neq i} = \frac{Z_{INi} - Z_{Ri}^*}{Z_{INi} + Z_{Ri}}. \quad (3.64)$$

Dakle, parametar  $S_{ii}$  je zapravo koeficijent refleksije na  $i$ -tom prilazu mreže čiji su ostali prilazi zatvoreni svojim referentnim impedansama.

Kvadratna vrednost amplitude parametra  $S_{ii}$  jednaka je, [23]:

$$|S_{ii}|^2 = \left| \frac{b_i}{a_i} \right|_{a_k=0, k=1, \dots, n, k \neq i}^2 = \frac{P_{Ri}}{P_{GAi}}, \quad (3.65)$$

gde je  $P_{GAi}$  - raspoloživa snaga generatora unutrašnje impedanse  $Z_{Ri}$  koji je vezan na  $i$ -tom prilazu, a  $P_{Ri}$  - snaga reflektovana sa  $i$ -tog prilaza kada su svi ostali prilazi prilagođeni.

Dalje se razmatra fizička interpretacija parametra  $S_{ki}$ , pa se zamenom izraza (3.58) i (3.60) u izraz (3.55) dobija, [23]:

$$S_{ki} = \frac{b_k}{a_i} \bigg|_{a_k=0, k=1, \dots, n, k \neq i} = -2\sqrt{\operatorname{Re}\{Z_{Ri}\}\operatorname{Re}\{Z_{Rk}\}} \frac{I_k}{E_i}. \quad (3.66)$$

U slučaju da su referentne impedanse  $i$ -tog i  $k$ -tog prilaza realne i međusobno jednake ( $Z_{Ri} = Z_{Rk} = Z_R$ ), koeficijent transmisije  $S_{ki}$  postaje jednak pojačanju napona između  $i$ -tog i  $k$ -tog prilaza, tj. važi da je [23]:

$$S_{ki} = 2 \frac{V_k}{E_i}. \quad (3.67)$$

Kvadratna vrednost amplitude parametra  $S_{ki}$  jednaka je, [23]:

$$|S_{ki}|^2 = \left| \frac{b_k}{a_i} \right|_{a_k=0, k=1, \dots, n, k \neq i}^2 = \frac{\operatorname{Re}\{Z_{Rk}\} |I_k|^2 4 \operatorname{Re}\{Z_{Ri}\}}{|E_i|^2} = \frac{P_{Lk}}{P_{GAi}}, \quad (3.68)$$

gde je  $P_{Lk}$  - aktivna snaga koja se disipira na opterećenju ( $Z_{Lk} = Z_{Rk}$ )  $k$ -tog prilaza.

### 3.3.2.2 $T$ matrice

Prilikom analize dvoprilaznih sklopova, ponekad je veoma važno uspostaviti vezu između intenziteta talasa koji se javljaju na njihovom izlazu ( $a_2$  i  $b_2$ ) i na ulazu ( $a_1$  i  $b_1$ ). U tu svrhu razvijene su talasne  $T$  matrice koje se nazivaju još i transmisionne matrice. Naime, u slučaju dvoprilaznih sklopova, talasna  $T$  matrica se može definisati na sledeći način, [22]:

$$\begin{bmatrix} a_1 \\ b_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_2 \\ a_2 \end{bmatrix}, \quad (3.69)$$

gde su  $T_{11}$ ,  $T_{12}$ ,  $T_{21}$  i  $T_{22}$  -  $T$  parametri dvoprilaznog kola.

Primarna namena talasnih  $T$  matrica jeste analiza kaskadne veze dvoprilaznih sklopova, pa se  $T$  parametri mogu smatrati talasnim ekvivalentom  $A$  parametara.  $T$  matrica kaskadne veze  $n$  dvoprilaznih sklopova jednaka je proizvodu  $T$  matrica pojedinačnih dvoprilaznih sklopova. Množenje matrica obavlja se onim redom kojim su dvoprilazni sklopovi kaskadno povezani. Dakle, u opštem slučaju,  $T$  matrica  $n$  dvoprilaznih sklopova se može odrediti pomoću, [22, 97],

$$T_e = \prod_{i=1}^n T_i . \quad (3.70)$$

U slučaju dvoprilaznog kola, veza između  $T$  i  $S$  parametara data je sledećim relacijama, [22]:

$$T = \frac{1}{S_{21}} \begin{bmatrix} 1 & -S_{22} \\ S_{11} & -\Delta S \end{bmatrix}, \quad (3.71)$$

odnosno,

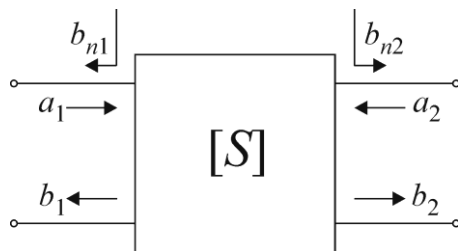
$$S = \frac{1}{T_{11}} \begin{bmatrix} T_{21} & \Delta T \\ 1 & -T_{12} \end{bmatrix}, \quad (3.72)$$

gde je  $\Delta S = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$ ,  $\Delta T = T_{11}T_{22} - T_{12}T_{21}$ , pri čemu su  $S_{11}$ ,  $S_{12}$ ,  $S_{21}$  i  $S_{22}$  -  $S$  parametri dvoprilaznog kola.

### 3.3.2.3 Talasna $S$ reprezentacija dvoprilaznog kola sa šumom

Na Slici 3.14 prikazana je talasna  $S$  reprezentacija dvoprilaznog kola sa šumom. U ovom slučaju, dvoprilazno kolo sa šumom predstavljeno je pomoću ekvivalentnog dvoprilaznog kola bez šuma opisanog  $S$  parametrima i dodatnih talasnih izvora šuma  $b_{n1}$  i  $b_{n2}$  koji se javljaju na ulazu i izlazu kola, respektivno. Ovakvo kolo može se opisati matričnom jednačinom oblika, [23]:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_{n1} \\ b_{n2} \end{bmatrix}. \quad (3.73)$$


 Slika 3.14 Talasna  $S$  reprezentacija dvoprilaznog kola sa šumom.

Kao što je već pokazano u izrazima (3.14) – (3.16), za fizički opis izvora šuma koji se javljaju u ekvivalentnim kolima dvoprilaznih elemenata sa šumom, veoma su bitne sopstvene i međusobne spektralne gustine snage, koje se određuju kao Furijeove transformacije njihovih autokorelacionih i kros-korelacionih funkcija. Ukoliko se spektralne gustine snage izraze u matričnoj formi dobijaju se takozvane korelacione matrice šuma.

Korelacione matrice šuma,  $C$ , su Hermitove matrice kod kojih važi, [22]:

$$\text{Im}\{c_{11}\} = \text{Im}\{c_{22}\} = 0, \quad (3.74)$$

$$c_{12} = c_{21}^*. \quad (3.75)$$

Na osnovu prethodnih izraza može se videti da su za opisivanje karakteristike šuma bilo koje linearne dvoprilazne mreže dovoljne četiri realne veličine:  $c_{11}$ ,  $c_{22}$ ,  $\text{Re}\{c_{12}\}$  i  $\text{Im}\{c_{12}\}$ .

Još jedan veoma važan aspekt korelacionih matrica šuma jeste da su one pozitivno semidefinitne, pa važi da je, [22]:

$$c_{11} \geq 0 \quad (c_{22} \geq 0), \quad (3.76)$$

$$\Delta C = c_{11}c_{22} - |c_{12}|^2 \geq 0. \quad (3.77)$$

Korelaciona matrica šuma za dvoprilazno kolo sa talasnim izvorima šuma  $b_{n1}$  i  $b_{n2}$ , Slika 3.14, može se definisati na sledeći način, [23]:

$$C_S = \left\langle \begin{bmatrix} b_{n1} \\ b_{n2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_{n1} \\ b_{n2} \end{bmatrix}^+ \right\rangle = \begin{bmatrix} \langle b_{n1}b_{n1}^* \rangle & \langle b_{n1}b_{n2}^* \rangle \\ \langle b_{n2}b_{n1}^* \rangle & \langle b_{n2}b_{n2}^* \rangle \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \langle |b_{n1}|^2 \rangle & \langle b_{n1}b_{n2}^* \rangle \\ \langle b_{n2}b_{n1}^* \rangle & \langle |b_{n2}|^2 \rangle \end{bmatrix}, \quad (3.78)$$

gde + označava transponovane konjugovano-kompleksne vrednosti. Elementi korelacione matrice na glavnoj dijagonali predstavljaju spektralne gustine snaga talasnih izvora šuma, dok elementi van glavne dijagonale predstavljaju međusobne spektralne gustine snaga dva talasna izvora šuma. Elementi talasne korelacione matrice šuma,  $C_S$ , nazivaju se talasnim parametrima šuma.

U slučaju šuma koji se generiše od strane  $n$ -toprilazne mreže, on se predstavlja uz pomoć međusobno korelisanih talasnih izvora šuma koji se javljaju na svakom od  $n$  prilaza mreže, Slika 3.15. Za opis talasne reprezentacije šuma linearne  $n$ -toprilazne mreže koristi se matricna jednačina oblika, [23]:

$$\mathbf{b} = \mathbf{S}\mathbf{a} + \mathbf{b}_n, \quad (3.79)$$

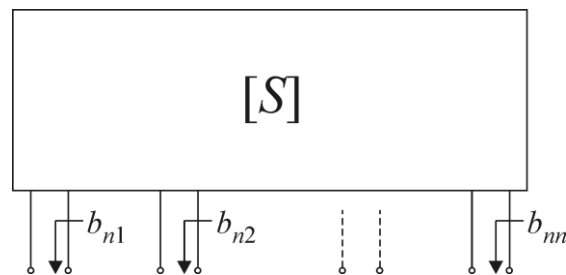
gde je

$\mathbf{S}$  - matrica rasejanja tipa  $n \times n$ ,

$\mathbf{a} = [a_1 \ a_2 \ \dots \ a_n]^T$  - vektor intenziteta direktnih talasa šuma,

$\mathbf{b} = [b_1 \ b_2 \ \dots \ b_n]^T$  - vektor intenziteta reflektovanih talasa šuma i

$\mathbf{b}_n = [b_{n1} \ b_{n2} \ \dots \ b_{nn}]^T$  - vektor ekvivalentnih talasnih izvora šuma.



Slika 3.15 Talasna  $S$  reprezentacija  $n$ -toprilazne mreže sa šumom.

Korelaciona matrica šuma se u ovom slučaju definiše kao, [23]:

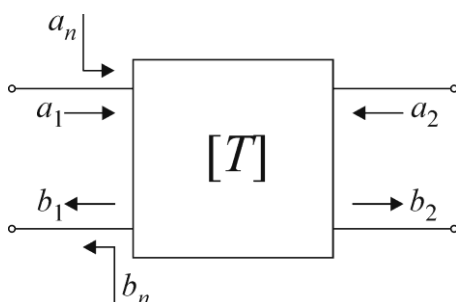
$$C_S = \langle \mathbf{b}_n \mathbf{b}_n^+ \rangle. \quad (3.80)$$

Prema tome, za potpunu karakterizaciju signala i šuma linearnog  $n$ -toprilaznog elementa sa šumom, neophodno je poznavanje matrice rasejanja i talasne korelacione matrice šuma na svakoj frekvenciji od interesa.

3.3.2.4 Talasna  $T$  reprezentacija dvoprilaznog kola sa šumom

Na Slici 3.16 prikazana je talasna  $T$  reprezentacija dvoprilaznog kola sa šumom. Kao što se sa slike može videti, dvoprilazni element sa šumom predstavljen je pomoću ekvivalentnog dvoprilaznog elementa bez šuma opisanog  $T$  parametrima i dodatnih talasnih izvora šuma  $a_n$  i  $b_n$  koji se javljaju na ulazu elementa. Za opis ovakvog kola može se koristiti matrična jednačina oblika, [22]:

$$\begin{bmatrix} a_1 \\ b_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_2 \\ a_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} a_n \\ b_n \end{bmatrix}. \quad (3.81)$$


 Slika 3.16 Talasna  $T$  reprezentacija dvoprilaznog kola sa šumom.

Za opis izvora šuma  $a_n$  i  $b_n$ , koji su prikazani na Slici 3.16, koristi se korelaciona matrica šuma  $C_T$ , [22]:

$$C_T = \begin{bmatrix} \langle |a_n|^2 \rangle & \langle -a_n b_n^* \rangle \\ \langle -b_n a_n^* \rangle & \langle |b_n|^2 \rangle \end{bmatrix}. \quad (3.82)$$

Kako bi se izvela veza između izvora šuma u  $T$  i  $S$  reprezentaciji polazi se od izraza (3.79), odnosno:

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 + b_{n1}, \quad (3.83)$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 + b_{n2}. \quad (3.84)$$

U slučaju formalne zamene talasnih izvora šuma  $b_{n1}$  i  $b_{n2}$ , Slika 3.14, izvorima šuma  $a_n$  i  $b_n$ , važi da je:

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 + S_{11}a_n + b_n, \quad (3.85)$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 + S_{21}a_n. \quad (3.86)$$

Poređenjem izraza (3.83) i (3.84) sa (3.85) i (3.86) dobija se:

$$b_{n1} = S_{11}a_n + b_n, \quad (3.87)$$

$$b_{n2} = S_{21}a_n. \quad (3.88)$$

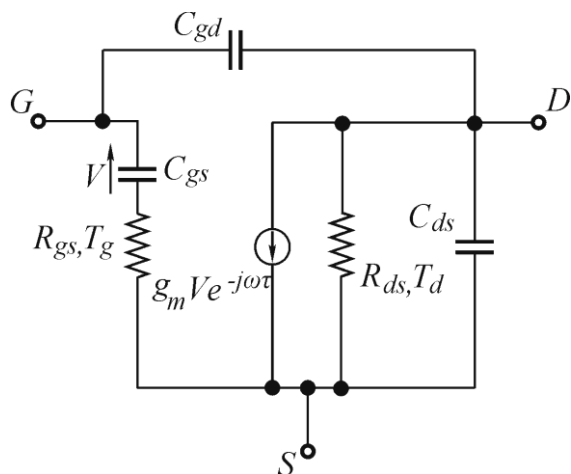
## 3.4 EMPIRIJSKI MODELI ŠUMA MIKROTALASNIH TRANZISTORA

### 3.4.1 Model šuma Pospieszalski-og

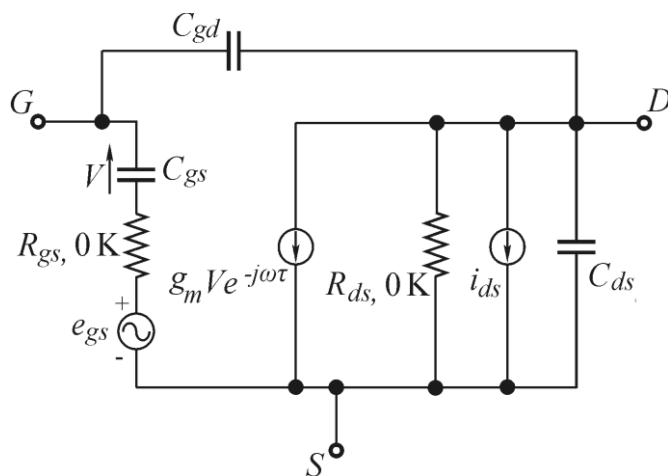
Pospieszalski je 1989. godine predložio model za predikciju šuma mikrotalasnih MESFET-ova / HEMT-ova, koji se bazira na klasičnoj  $H$  reprezentaciji dvoprilaznog kola sa šumom, [28], i koji je od tada dosta korišćen od strane projekatanta mikrotalasnih kola. Iako ovaj model spada u grupu empirijskih modela, on ima i dodirnih tačaka sa fizičkim pristupom.

Model šuma Pospieszalski-og odnosi se na standardno unutrašnje ekvivalentno kolo MESFET-a / HEMT-a za male signale koje je označeno isprekidanom linijom na Slici 2.12, [4]. Izvori termičkog šuma u unutrašnjem kolu su otpornosti  $R_{gs}$  i  $R_{ds}$ . Karakteristike šuma unutrašnjeg dela tranzistora predstavljene su ekvivalentnim temperaturama  $T_g$  i  $T_d$ , otpornosti  $R_{gs}$  i  $R_{ds}$ , respektivno, Slika 3.17, [28].

Otpornosti unutrašnjeg kola dalje su predstavljene pomoću bešumnih ekvivalentnih otpornosti (temperatura 0 K) i idealnog naponskog,  $e_{gs}$ , i strujnog izvora šuma,  $i_{ds}$ , Slika 3.18, [28]. U modelu šuma Pospieszalski-og pretpostavljeno je da između izvora šuma  $e_{gs}$  i  $i_{ds}$  ne postoji korelacija.



Slika 3.17 Unutrašnje kolo MESFET-a / HEMT-a za male signale.



Slika 3.18 Unutrašnje kolo MESFET-a / HEMT-a sa izdvojenim izvorima šuma.

Za definisanje izvora šuma koriste se sledeće jednakosti, [28]:

$$\langle |e_{gs}|^2 \rangle = 4kT_g R_{gs} B, \quad (3.89)$$

$$\langle |i_{ds}|^2 \rangle = \frac{4kT_d B}{R_{ds}}. \quad (3.90)$$



U sledećem koraku, Pospieszalski je uspostavio vezu između modela šuma prikazanog na Slici 3.18 i tri različite reprezentacije dvoprilaznog kola sa šumom. O dvema reprezentacijama je već bilo reči u odeljku 3.3.1. U pitanju su  $Y$  i  $A$  reprezentacija čiji su parametri šuma dati izrazima (3.27) - (3.29) i (3.32) - (3.34), respektivno. Treća reprezentacija, kod koje su parametri šuma minimalna temperatura šuma,  $T_{min}$ , optimalna impedansa izvora,  $Z_{opt} = R_{opt} + jX_{opt}$ , i ekvivalentna konduktansa,  $g_n$ , ili parametar  $N = R_{opt}g_n$ , pokazala se kao veoma korisna za opis karakteristika šuma mikrotalasnih tranzistora, [28]. Izrazi za temperaturu šuma,  $T_n$ , i meru šuma,  $M$ , u slučaju ove reprezentacije primenjene na dvoprilaznu mrežu na čijem ulazu se nalazi generator impedanse  $Z_{gen} = R_{gen} + jX_{gen}$ , su sledeći:

$$\begin{aligned} T_n &= T_{min} + T_0 \frac{g_n}{R_{gen}} |Z_{gen} - Z_{opt}|^2 = T_{min} + NT_0 \frac{|Z_{gen} - Z_{opt}|^2}{R_{gen}R_{opt}} = \\ &= T_{min} + 4NT_0 \frac{|\Gamma_g - \Gamma_{opt}|^2}{(1 - |\Gamma_{opt}|^2)(1 - |\Gamma_g|^2)}, \end{aligned} \quad (3.91)$$

$$M = \frac{T_n}{T_0} \frac{1}{1 - \frac{1}{G_a}}, \quad (3.92)$$

gde je  $G_a$  – raspoloživo pojačanje.

Direktnim poređenjem sve tri reprezentacije dvoprilazne mreže sa šumom sa ekvivalentnim kolom prikazanim na Slici 3.18, dobijaju se sledeći parametri šuma, [28]:

$$G_{1,u} = \frac{T_g}{T_0} \frac{R_{gs} (\omega C_{gs})^2}{1 + \omega^2 C_{gs}^2 R_{gs}^2}, \quad (3.93)$$

$$G_{2,u} = \frac{T_g}{T_0} \frac{g_m^2 R_{gs}}{1 + \omega^2 C_{gs}^2 R_{gs}^2} + \frac{T_d}{T_0 R_{ds}}, \quad (3.94)$$

$$\rho_{c,u} \sqrt{G_{1,u} G_{2,u}} = \frac{-j\omega g_m C_{gs} R_{gs} T_g}{1 + \omega^2 C_{gs}^2 R_{gs}^2 T_0}, \quad (3.95)$$

$$X_{opt,u} = \frac{1}{\omega C_{gs}}, \quad (3.96)$$

$$R_{opt,u} = \sqrt{\left(\frac{g_m}{\omega C_{gs}}\right)^2 \frac{R_{gs} R_{ds} T_g}{T_d} + R_{gs}^2}, \quad (3.97)$$

$$T_{min,u} = 2 \frac{\omega C_{gs}}{g_m} \sqrt{\frac{R_{gs} T_g T_d}{R_{ds}} + \left(\frac{\omega C_{gs}}{g_m}\right)^2 \frac{R_{gs}^2 T_d^2}{R_{ds}^2}} + 2 \left(\frac{\omega C_{gs}}{g_m}\right)^2 \frac{R_{gs} T_d}{R_{ds}}, \quad (3.98)$$

$$g_{n,u} = \left(\frac{\omega C_{gs}}{g_m}\right)^2 \frac{T_d}{R_{ds} T_0}, \quad (3.99)$$

$$\frac{4N_u T_0}{T_{min,u}} = \frac{2}{1 + \frac{R_{gs}}{R_{opt,u}}}, \quad (3.100)$$

$$R_{n,u} = \frac{T_g}{T_0} R_{gs} + \frac{T_d}{T_0} \frac{1}{R_{ds} g_m^2} \left(1 + \omega^2 C_{gs}^2 R_{gs}^2\right), \quad (3.101)$$

$$\rho_u \sqrt{R_{n,u} g_{n,u}} = \frac{T_d}{T_0} \frac{1}{R_{ds} g_m^2} \left(\omega^2 C_{gs}^2 R_{gs} + j\omega C_{gs}\right). \quad (3.102)$$

U jednačinama (3.93) - (3.102) indeks 'u' označava da se dati parametri šuma odnose na unutrašnje kolo tranzistora. Međutim, za karakterizaciju šuma unutrašnjeg kola MESFET-a / HEMT-a najčešće se ipak koriste sledeća tri parametra šuma: minimalni faktor šuma,  $F_{min,u}$ , optimalni koeficijent refleksije izvora,  $\Gamma_{opt,u}$ , i ekvivalentna otpornost šuma,  $R_{n,u}$ . Poslednji parametar šuma dobija se na osnovu jednačine (3.101), dok se  $F_{min,u}$  i  $\Gamma_{opt,u}$  dobijaju korišćenjem sledećih izraza, [28]:

$$F_{min,u} = 1 + \frac{T_{min,u}}{T_0}, \quad (3.103)$$

$$\Gamma_{opt,u} = \frac{R_{opt,u} + jX_{opt,u} - Z_0}{R_{opt,u} + jX_{opt,u} + Z_0}, \quad (3.104)$$

pri čemu se  $X_{opt,u}$ ,  $R_{opt,u}$  i  $T_{min,u}$  proračunavaju na osnovu jednačina (3.96) - (3.98), respektivno.

Na osnovu jednačina (3.101), (3.103) i (3.104) može se videti da su parametri šuma unutrašnjeg kola MESFET-a / HEMT-a kod modela Pospieszalski-og zavisni od frekvencije, elemenata ekvivalentnog kola i ekvivalentnih temperatura šuma gejta i drejna. Kako u slučaju modela šuma Pospieszalski-og ne postoje jednačine koje bi omogućile potpuno analitičko određivanje temperatura šuma  $T_g$  i  $T_d$ , ove temperature se ekstrahuju na osnovu merenih parametara šuma tranzistora najčešće primenom optimizacionih procedura u simulatorima mikrotalasnih kola. Treba napomenuti da temperature šuma  $T_g$  i  $T_d$  ne zavise od frekvencije, ali da zavise od temperature i napajanja. Zbog toga, u situacijama kada je potrebno izvršiti njihovu ekstrakciju za više različitih temperatura i uslova napajanja, optimizacione procedure u simulatorima mikrotalasnih kola postaju vremenski zahtevne.

S obzirom na to da ekvivalentne temperature šuma  $T_d$  i  $T_g$  imaju određeno fizičko značenje, model šuma koji je predložio Pospieszalski može se smatrati poluempirijskim, [28]. Naime, temperatura  $T_d$  predstavlja ekvivalentnu temperaturu izlazne impedanse mikrotalasnih tranzistora u slučaju kada je kolo gejta otvoreno i njena tipična vrednost je nekoliko hiljada K. Sa druge strane, fizička interpretacija temperature  $T_g$  je dosta teža. Slučajne varijacije granica osiromašene oblasti kod MESFET-a i dvodimenzionalnog elektronskog gasa kod HEMT-a mogu se predstaviti rednom vezom naponskog generatora šuma i kapacitivnosti osiromašenog sloja. Ukoliko otpornost  $R_{gs}$  korektno modeluje otpornost preko koje se kapacitivnost osiromašenog sloja puni ili prazni, onda se naponski izvor šuma može modelovati pridruživanjem temperature  $T_g$  otpornosti  $R_{gs}$ . Međutim, precizno određivanje otpornosti  $R_{gs}$  je dosta teško. Na taj način će na osnovu tačnosti određivanja otpornosti  $R_{gs}$ , temperatura  $T_g$  biti tretirana kao parametar sa fizičkim značenjem ili kao faktor fitovanja. Tipična vrednost ove temperature je bliska vrednosti ambijentalne temperature.

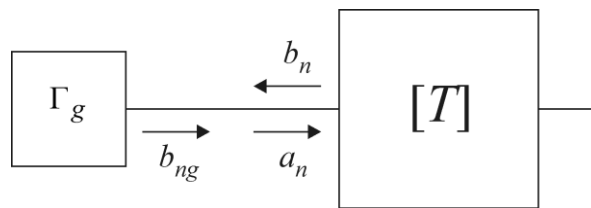
### 3.4.2 Talasni model šuma

Kao što je već rečeno u odeljku 3.3.2, na mikrotalasnim frekvencijama talasna reprezentacija kola sa šumom donosi niz prednosti. Upravo se na talasnoj reprezentaciji bazira talasni model šuma, koji je predmet istraživanja ove doktorske disertacije.

U slučaju talasnog modela šuma polazi se od talasne  $T$  reprezentacije dvoprilaznog kola sa šumom, Slika 3.16. Dakle, linearno dvoprilazno kolo sa šumom predstavljeno je ekvivalentnim kolom bez šuma, koje je okarakterisano istim  $T$  parametrima kao i originalno kolo, i dodatnim talasnim izvorima šuma  $a_n$  i  $b_n$ , koji se pojavljuju na ulazu kola bez šuma. U opštem slučaju, ovi talasni izvori šuma su korelisani, pri čemu je korelaciona matrica šuma data izrazom (3.82).

Ako se na ulaz ovog dvoprilaznog kola veže izvor šuma koeficijenta refleksije  $\Gamma_g$  i temperature šuma  $T_{gen}$ , od koga potiče talas šuma  $b_{ng}$ , Slika 3.19, ukupni talas šuma koji dolazi na ulaz dvoprilaznog kola je intenziteta, [25]:

$$a_{ng} = a_n + \Gamma_g b_n + b_{ng}. \quad (3.105)$$



Slika 3.19 Reprezentacija linearne dvoprilazne mreže sa šumom korišćenjem talasa šuma.

Ukoliko se pretpostavi da ne postoji korelacija između šuma izvora i šuma dvoprilaznog elementa, snaga šuma na ulazu može se definisati na sledeći način, [25]:

$$\langle |a_{ng}|^2 \rangle = \langle |a_n|^2 \rangle + |\Gamma_g|^2 \langle |b_n|^2 \rangle + 2 \operatorname{Re} \left\{ \langle a_n b_n^* \rangle \Gamma_g^* \right\} + \langle |b_{ng}|^2 \rangle. \quad (3.106)$$

Dalje se korelaciona matrica šuma definisana izrazom (3.82) može predstaviti pomoću talasnih temperatura šuma  $T_a$ ,  $T_b$  i  $T_c = |T_c|e^{j\varphi_c} = |T_c|e^{j\omega\tau_c}$ , [25]:

$$\mathbf{C}_T = kB \begin{bmatrix} T_a & |T_c|e^{j\varphi_c} \\ |T_c|e^{-j\varphi_c} & T_b \end{bmatrix}. \quad (3.107)$$

Ukoliko se uvede smena da je, [25]:

$$\langle |a_{ng}|^2 \rangle = kT_{ng}B, \quad (3.108)$$

$$\Gamma_g = |\Gamma_g|e^{j\varphi_g}, \quad (3.109)$$

$$\langle |b_{ng}|^2 \rangle = (1 - |\Gamma_g|^2)kT_{gen}B, \quad (3.110)$$

pri čemu je  $T_{ng}$  temperatura šuma na ulazu dvoprilaznog kola bez šuma, onda se na osnovu izraza (3.107), izraz (3.106) može napisati u sledećem obliku, [25]:

$$T_{ng} = T_a + |\Gamma_g|^2 T_b - 2|T_c||\Gamma_g| \cos(\varphi_g - \varphi_c) + T_{gen}(1 - |\Gamma_g|^2). \quad (3.111)$$

Kao što se iz prethodne jednačine može videti, za potpunu karakterizaciju šuma dvoprilaznog kola neophodno je odrediti četiri veličine:  $T_a$ ,  $T_b$ ,  $|T_c|$  i  $\tau_c$ . Jedna od glavnih odlika talasnih temperatura šuma je njihova numerička stabilnost usled pojave refleksija i rezonansi u mikrotalasnom kolu. Naime, ove pojave, koje su uobičajene u mikrotalasnim kolima, dovode do toga da se naponi i struje drastično menjaju, dok ograničen opseg promene vrednosti talasnih temperatura šuma njih čini idealnim za CAD aplikacije. Međutim, kako se talasni model šuma uvek odnosi na unutrašnje kolo tranzistora čije se karakteristike šuma uglavnom opisuju pomoću standardnog skupa parametara,  $F_{min,u}$ ,  $\Gamma_{opt,u}$  i  $R_{n,u}$ , to je poželjno uspostaviti vezu između talasnih temperatura šuma i klasičnih parametara šuma.

Temperatura šuma,  $T_{n,u}$  definiše se kao temperatura koja mora biti dodata temperaturi izvora kako bi se uračunao šum koji unosi unutrašnje kolo tranzistora. Na osnovu ove definicije i izraza (3.111) dobija se, [25]:

$$T_{n,u} = \frac{T_a + |\Gamma_g|^2 T_b - 2|T_c| |\Gamma_g| \cos(\varphi_g - \varphi_c)}{1 - |\Gamma_g|^2}. \quad (3.112)$$

Sa druge strane, temperatura šuma se može odrediti i uz pomoć sledeće jednačine,

$$T_{n,u} = T_{min,u} + T_f \frac{|\Gamma_g - \Gamma_{opt,u}|^2}{(1 - |\Gamma_g|^2)}, \quad (3.113)$$

gde je

$$T_f = 4T_0 \frac{R_{n,u}}{Z_0} \frac{1}{|1 + \Gamma_{opt,u}|^2}. \quad (3.114)$$

Dalje se jednačina (3.113) može napisati u sledećem obliku, [25]:

$$T_{n,u} = \frac{T_{min,u} - T_{min,u} |\Gamma_g|^2 + T_f |\Gamma_g|^2 - 2T_f |\Gamma_g| |\Gamma_{opt,u}| \cos(\varphi_g - \varphi_{opt,u}) + T_f |\Gamma_{opt,u}|^2}{1 - |\Gamma_g|^2}. \quad (3.115)$$

Poređenjem izraza (3.112) i (3.115) dobija se, [25]:

$$T_a = T_{min,u} + T_f |\Gamma_{opt,u}|^2, \quad (3.116)$$

$$T_b = T_f - T_{min,u}, \quad (3.117)$$

$$|T_c| = T_f |\Gamma_{opt,u}|, \quad (3.118)$$

$$\varphi_c = \varphi_{opt,u}. \quad (3.119)$$

Ukoliko se uvede smena da je  $T_{min,u} = T_0(F_{min,u} - 1)$ , dobijaju se konačni izrazi za talasne temperature šuma u funkciji klasičnih parametara šuma unutrašnjeg kola tranzistora,  $F_{min,u}$ ,  $\Gamma_{opt,u}$  i  $R_{n,u}$ , [24]:

$$T_a = T_0(F_{min,u} - 1) + \frac{4R_{n,u}T_0|\Gamma_{opt,u}|^2}{Z_0|1 + \Gamma_{opt,u}|^2}, \quad (3.120)$$

$$T_b = \frac{4R_{n,u}T_0}{Z_0|1 + \Gamma_{opt,u}|^2} - T_0(F_{min,u} - 1), \quad (3.121)$$

$$T_c = \frac{4R_{n,u}T_0\Gamma_{opt,u}}{Z_0|1 + \Gamma_{opt,u}|^2}. \quad (3.122)$$

Na osnovu jednačina (3.120) - (3.122) izvedeni su izrazi koji omogućavaju konverziju dobijenih talasnih temperatura šuma u standardne parametre šuma unutrašnjeg kola tranzistora. Ovi izrazi, koji su se pokazali veoma korisnim prilikom provere tačnosti ekstrakcije talasnih temperatura šuma, su sledećeg oblika, [24]:

$$F_{min,u} = 1 + \frac{T_a - T_b}{2T_0} + \frac{1}{2T_0} \sqrt{(T_a + T_b)^2 - 4|T_c|^2}, \quad (3.123)$$

$$\Gamma_{opt,u} = \left( \frac{T_a + T_b}{2|T_c|} - \sqrt{\left( \frac{T_a + T_b}{2|T_c|} \right)^2 - 1} \right) e^{j\omega\tau_c}, \quad (3.124)$$

$$R_{n,u} = Z_0 \frac{|T_c|}{4T_0|\Gamma_{opt,u}|} \left[ 1 + 2|\Gamma_{opt,u}|\cos(\varphi_{opt,u}) + |\Gamma_{opt,u}|^2 \right]. \quad (3.125)$$

Dakle, kod talasnog modela šuma, parametri šuma unutrašnjeg kola tranzistora dobijaju se samo u funkciji talasnih temperatura šuma, a ne i elemenata unutrašnjeg ekvivalentnog kola tranzistora. Na taj način su dobijeni izrazi znatno jednostavniji od izraza koje je predložio Pospieszalski, gde se parametri šuma unutrašnjeg kola tranzistora dobijaju

na osnovu temperatura šuma i elemenata unutrašnjeg kola. Sam talasni model definiše izraze (3.120) - (3.122) koji se koriste za određivanje talasnih temperatura šuma i daju vezu između ovih temperatura i parametara šuma unutrašnjeg kola tranzistora. Međutim, kako su u praksi poznate samo merene vrednosti parametara šuma koje se odnose na celo kolo tranzistora, direktno analitičko određivanje talasnih temperatura šuma korišćenjem ovih izraza nije moguće. Zbog toga se one, kao i temperature šuma gejta i drejna u slučaju modela šuma Pospieszalski-og, određuju na osnovu merenih parametara šuma tranzistora najčešće primenom optimizacionih procedura u simulatorima mikrotalasnih kola. Kako su talasne temperature šuma zavisne od temperature, napajanja i kako je u ranijim istraživanjima već pokazano da je tačnost modelovanja znatno veća ukoliko se ove temperature smatraju frekvencijski zavisnim, neophodno je izvršiti njihovu ekstrakciju za svaku temperaturu, napajanje i frekvenciju ponaosob. Na taj način, kao i kod modela šuma Pospieszalski-og, optimizacione procedure postaju vremenski zahtevne i relativno su neefikasno sredstvo za ekstrakciju talasnih temperatura šuma. Upravo će iz tog razloga u okviru ove disertacije biti predstavljeni novi efikasniji metodi za određivanje talasnih temperatura šuma.

#### 3.4.2.1 Merenje talasnih temperatura šuma mikrotalasnih tranzistora

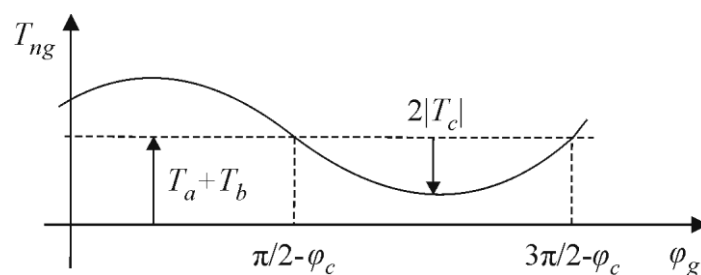
Pored toga što talasni model implementiran u okviru simulatora mikrotalasnih kola omogućava efikasno modelovanje šuma mikrotalasnih tranzistora, on je doveo i do razvoja alternativnih metoda merenja šuma u slučaju ovih tipova tranzistora. Naime, kao što je već rečeno, za potpunu karakterizaciju šuma bilo kog dvoprilaznog kola neophodno je odrediti četiri veličine:  $T_a$ ,  $T_b$ ,  $|T_c|$  i  $\tau_c$ . Za merenje ovih veličina najčešće se koristi merni metod koji obuhvata dva koraka, [25]. U prvom koraku vrši se povezivanje neprilagođenog izvora šuma bez gubitaka ( $|\Gamma_g| = 1$ ) faze  $\varphi_g$  na ulaz tranzistora i posmatranje parametra,

$$T_{ng} = T_a + T_b - 2|T_c| \cos(\varphi_g - \varphi_c), \quad (3.126)$$

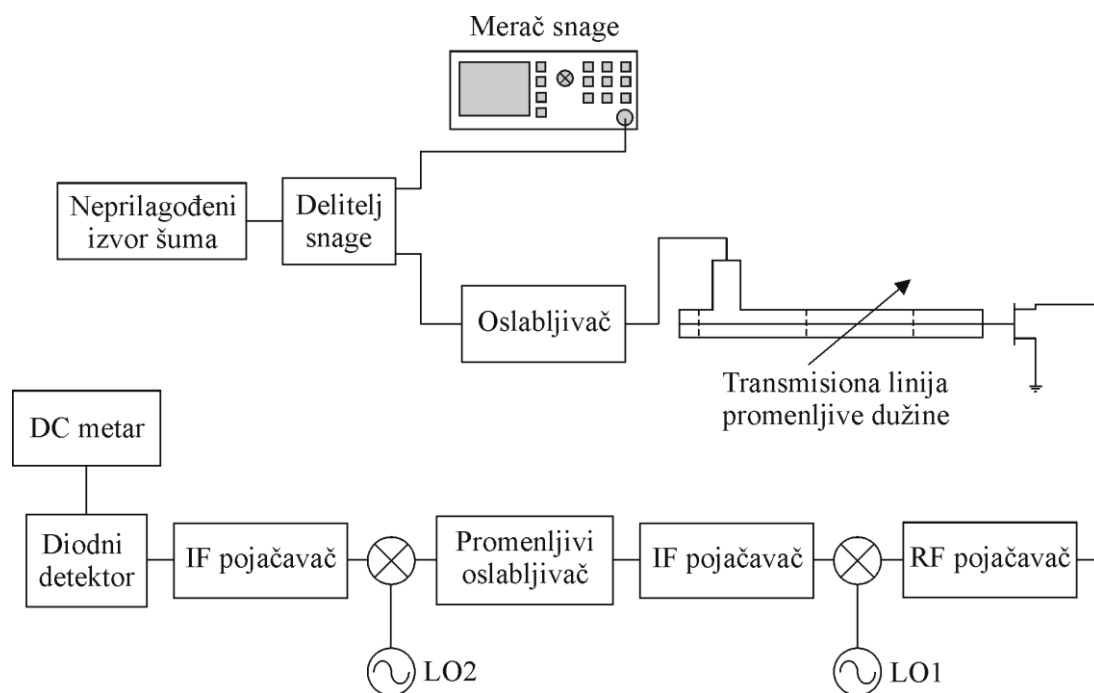
u funkciji  $\varphi_g$ , Slika 3.20. Na osnovu prikazanog grafika određuju se  $|T_c|$ ,  $\varphi_c$  i  $T_a + T_b$ . Drugi korak predstavlja povezivanje prilagođenog izvora šuma ( $|\Gamma_g| = 0$ ) na ulaz tranzistora i određivanje parametra  $T_a$  iz jednačine:



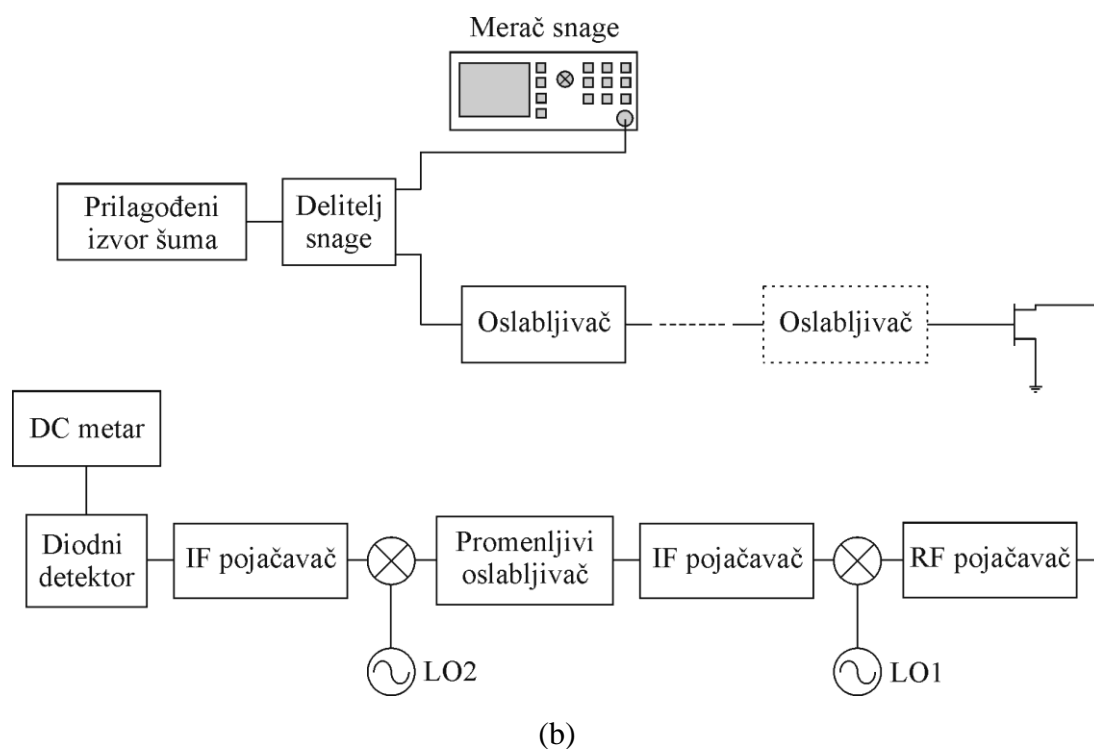
$$T_{ng} = T_a + T_{gen}. \quad (3.127)$$


 Slika 3.20 Ukupni direktni talas šuma kao funkcija  $\varphi_g$ .

Pomenuti merni metod podrazumeva korišćenje mernih sistema prikazanih na Slici 3.21, [25]. Merni sistem za merenje  $T_{ng}$  sa neprilagođenim izvorom šuma bez gubitaka ( $|\Gamma_g| = 1$ ) prikazan je na Slici 3.21(a) i sastoji se još iz: delitelja snage, merača snage, oslabljivača, transmisionne linije promenljive dužine, RF pojačavača, miksera, oscilatora, IF pojačavača, promenljivog oslabljivača, diodnog detektora i DC metra. Merni sistem za merenje  $T_{ng}$  sa prilagođenim izvorom šuma ( $|\Gamma_g| = 0$ ) prikazan je na Slici 3.21(b) i za razliku od mernog sistema prikazanog na Slici 3.21(a) ne sadrži transmisionu liniju promenljive dužine.



(a)



Slika 3.21 Merni sistem za merenje talasnih temperatura šuma sa:

$$(a) |\Gamma_g| = 1 \text{ i } (b) |\Gamma_g| = 0.$$

Dakle, prvo se posmatra merni sistem sa Slike 3.21(a) gde se za referentnu vrednost promenljivog oslabljivača očitavaju izmerene vrednosti na DC metru. Zatim se kroz talasovod propušta poznati sinusoidalni talas a slabljenje promenljivog oslabljivača se povećava sve dok se na DC metru ne očitaju identične vrednosti kao u prethodnom slučaju. Slabljenje promenljivog oslabljivača je u tom slučaju  $A_{if}$ . Tada se  $T_{ng}$  može dobiti na osnovu sledeće jednačine, [25]:

$$T_{ng} = \frac{1}{A_{if}^2 - 1} \frac{1}{A_g^2} \frac{P_m}{kB}, \quad (3.128)$$

gde je

$A_g$  – ukupno slabljenje snage između merača snage i ulaza tranzistora,

$P_m$  – snaga očitana na meraču snage.

Nakon toga se za više različitih vrednosti dužine transmisiona linije meri snaga  $P_m$ , na osnovu koje se korišćenjem jednačine (3.128) izračunava  $T_{ng}$ . Dobijene vrednosti za  $T_{ng}$  se koriste za iscrtavanje grafika po uzoru na onaj prikazan na Slici 3.20, sa koga se konačno određuju  $|T_c|$ ,  $\varphi_c$  i  $T_a + T_b$ .

U cilju određivanja parametra  $T_a$  posmatra se merni sistem sa Slike 3.21(b) kojim se meri snaga  $P_m$ .  $T_a$  se dobija korišćenjem sledeće jednačine, [25]:

$$T_a = \frac{1}{A_{if}^2 - 1} \frac{1}{A_g^2} \frac{P_m}{kB} - T_{gen}, \quad (3.129)$$

pri čemu se podrazumeva da je vrednost  $A_{if}$  jednaka kao u slučaju mernog sistema sa Slike 3.21(a), a temperatura  $T_{gen}$  jednaka temperaturi ambijenta.

Pored gore navedenog mernog metoda, za merenje talasnih temperatura šuma se takođe koriste  $z$ - i  $y$ -faktor metodi koji podrazumevaju korišćenje nešto drugačijih mernih sistema, [51, 52, 61].

## 4. VEŠTAČKE NEURONSKE MREŽE

Veštačke neuronske mreže, ANNs, su nelinearni sistemi koji predstavljaju jedan od oblika implementacije veštačke inteligencije, [69-76]. Njihova struktura bazirana je na prirodnim neuronskim mrežama i sastoji se od određenog broja međusobno povezanih procesnih jedinica, koje se nazivaju veštački neuroni. Dva najosnovnija tipa veštačkih neuronskih mreža su mreže sa prostiranjem podataka unapred (*Feedforward* ANNs) i mreže sa prostiranjem podataka unazad (*Feedback* ANNs). Glavna razlika između ova dva tipa veštačkih neuronskih mreža jeste ta što se u prvom slučaju podaci prostiru isključivo u jednom smeru, dok se u drugom slučaju mogu javiti povratne petlje. Najjednostavniji tip mreža sa prostiranjem podataka unapred jeste MLP, kod koga su neuroni grupisani u slojeve. Svaki veštački neuron se karakteriše svojom prenosnom (aktivacionom) funkcijom, dok se svaka veza između njih (sinapsa) karakteriše svojom težinom. Osnovna karakteristika veštačkih neuronskih mreža je sposobnost učenja zavisnosti između dva skupa veličina primenom posebnih algoritama, pomoću kojih se na osnovu poznatih kombinacija ulaz-izlaz vrši modifikacija parametara mreže (težina sinapsi i pragova aktivacionih funkcija neurona). Jedan od algoritama koji se najčešće koristi za obučavanje (treniranje) veštačkih neuronskih mreža jeste algoritam prostiranja greške unazad. Pored ovog algoritma, često se primenjuju i njegove modifikacije sa većim stepenom konvergencije.

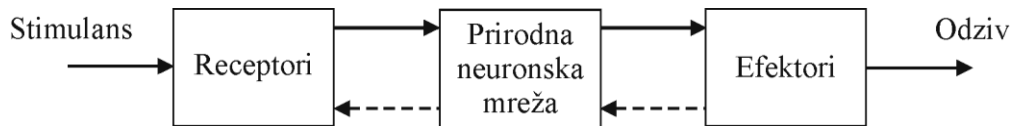
Oblasti primene veštačkih neuronskih mreža su brojne. Do sada su one bile uspešno korišćene u oblasti kontrole, telekomunikacija, biomedicine, prepoznavanja uzoraka, proizvodnje itd. U oblasti mikrotalasa su u poslednje dve decenije veštačke neuronske mreže

dosta primenjivane za modelovanja kako pasivnih struktura (mikrostrip struktura, rezonatora i sl.), tako i aktivnih komponenata (mikrotalasnih tranzistora i pojačavača), [43, 53, 56-58, 62, 64-68, 73, 76-84]. Veštačke neuronske mreže se koriste i u modelovanju, simulaciji i optimizaciji kompletnih mikrotalasnih kola i sklopova, mikrotalasnih antena itd. Njihova široka upotreba proizilazi pre svega iz njihovih odličnih karakteristika, [72]. Na primer, modeli bazirani na veštačkim neuronskim mrežama mogu biti tačniji od modela baziranih na polinomima, a u isto vreme dozvoljavaju više dimenzija, tj. veći broj promenljivih, od modela baziranih na *look-up* tabelama. Pored toga, veštačke neuronske mreže poseduju još nekoliko ključnih karakteristika. Prvo, nije potrebno nikakvo predznanje o problemu koji se modeluje, već se nepoznate veze između ulaznih i izlaznih veličina određuju samo na osnovu trening podataka. U tom slučaju se fitovana funkcija predstavlja veštačkom neuronskom mrežom i ne mora biti eksplicitno definisana. Drugo, veštačke neuronske mreže mogu da generalizuju, tj. da daju korektne odzive čak i za ulazne podatke koji nisu korišćeni za razvoj modela. Treće, veštačke neuronske mreže imaju mogućnost da modeluju krajnje nelinearne, kao i linearne funkcije. Zapravo, ranije je već pokazano da one mogu da pruže korektnu aproksimaciju bilo koje kontinualne nelinearne funkcije. Pored svega navedenog, veštačke neuronske mreže takođe obezbeđuju i opštu metodologiju za razvoj tačnih i efikasnih neuronskih modela za elektromagnetno modelovanje u slučaju RF/mikrotalasnih kola, antena i sistema. Ovi modeli implementirani u okviru mikrotalasnih simulatora električnih kola vode ka tačnom i efikasnom CAD-u.

## **4.1 PRIRODNI NERVNI SISTEM**

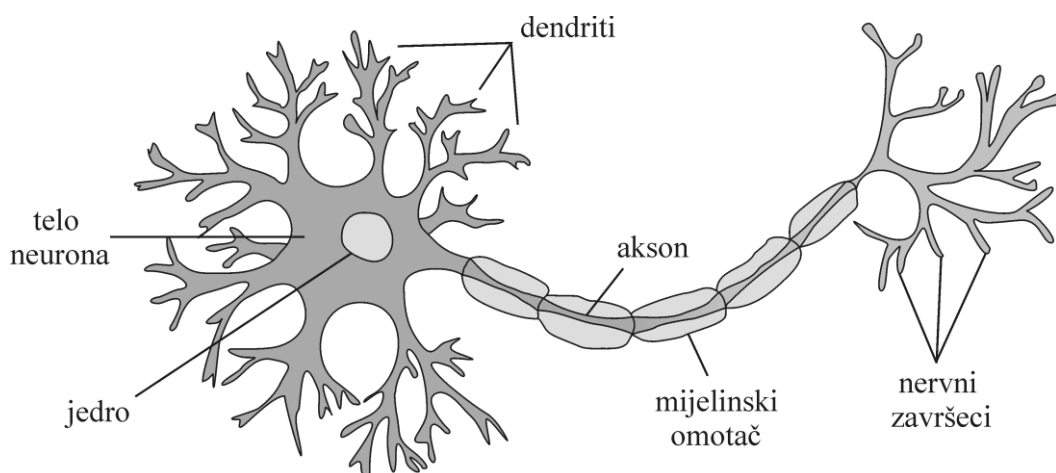
Nervni sistem čoveka se može posmatrati kao trostepeni sistem, Slika 4.1, [75]. Centar sistema predstavlja mozak, tj. prirodna neuronska mreža, koja stalno prima informacije, procesira ih, a zatim donosi odgovarajuće odluke. U principu, posmatrajući sa leva na desno Sliku 4.1, receptori prvo konvertuju stimulanse iz tela čoveka i čovekove okoline u električne impulse, koji prenose informacije sve do prirodne neuronske mreže. Efektori dalje konvertuju električne impulse generisane od strane prirodne neuronske mreže u

odgovarajuće odzive, koji ujedno predstavljaju i izlaze nervnog sistema. Treba napomenuti da se u čovekovom nervnom sistemu takođe obavlja protok informacija i u suprotnom smeru, tj. postoji povratna petlja.



Slika 4.1 Blok dijagram prirodnog nervnog sistema.

Prirodna neuronska mreža sastoji se od velikog broja prirodnih neurona (nervnih ćelija). Uprošćeni izgled prirodnog neurona prikazan je na Slici 4.2, [73, 75, 76]. Kao što se sa slike može videti, neuron se sastoji od dendrita, tela ćelije i aksona. Dendriti su produžeci na telu ćelije koji prihvataju oko 90% signala iz okolnih neurona. Ovi signali se dalje sprovode do tela ćelije, koje prihvata ostalih 10% signala. Ukupna površina dendrita jednog tipičnog neurona je oko 0.25 mm<sup>2</sup>. Akson (neurit ili nervno vlakno) je cilindrični nastavak koji prima signale iz tela ćelije koji se dalje prenose sinapsama do dendrita susednih neurona.



Slika 4.2 Prirodni neuron.

Dobar deo aksona je obavijen mijelinskim omotačem, dok je njegov kraj razgranat kako bi se signali slali ka većem broju neurona. Na kraju razgranatih delova aksona nalaze se nervni završeci. Sinapsa igra ključnu ulogu u funkcionisanju celog nervnog sistema i predstavlja vezu između neurona. Naime, u nepobuđenom stanju ne postoji nikakva izlazna aktivnost prirodnog neurona i njegov potencijal je oko  $-70$  mV. Kada se na neku sinapsu dovede neki signal dolazi do fizičko-hemijskog procesa kojim se menja potencijal neurona. Sve dok se ne prekorači aktivacioni prag na izlazu neurona nema signala. Međutim, dovođenje signala na samo jednu sinapsu obično ne dovodi do izlazne aktivnosti neurona. Prekoračenje praga se može ostvariti uzastopnim aktiviranjem jedne sinapse ili simultanim aktiviranjem više sinapsi. Tek onda kada se prekorači prag dolazi do polarizacije početnog dela aksona, tj. do izlazne aktivnosti neurona.

Sami prirodni neuroni su dosta sporiji od silicijumskih čipova (npr. procesi u silicijumskom čipu se odvijaju u opsegu nanosekunde, dok se neuronski procesi odvijaju u opsegu milisekunde), [75]. Međutim, prirodna neuronska mreža nadomeštava relativno malu brzinu rada neurona njihovim velikim brojem i još većim brojem sinapsi između njih. Procenjuje se da u ljudskom korteksu ima oko 10 milijardi neurona i 60 triliona sinapsi. Krajnji rezultat jeste taj da je prirodna neuronska mreža enormno efikasna struktura. Konkretno, energetska efikasnost prirodne neuronske mreže je oko  $10^{-16}$  J po operaciji u sekundi, što je uporediv rezultat čak i sa najboljim računarima.

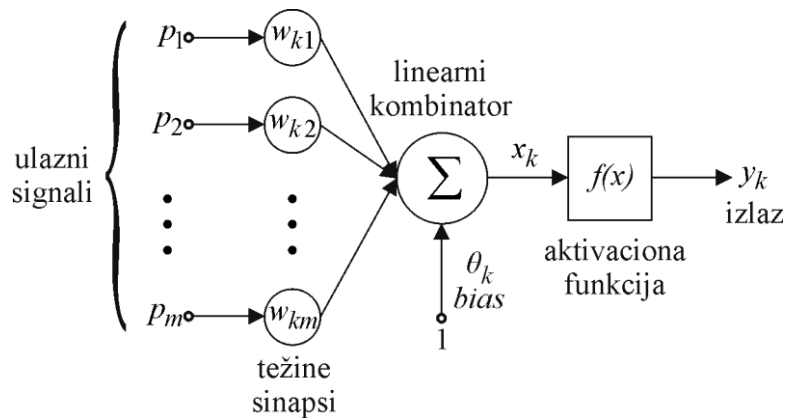
## **4.2 MODELI NEURONA**

Neuron je jedinica za obradu informacije koja predstavlja osnovu svake neuronske mreže. Na Slici 4.3 prikazana je uprošćena blok šema modela veštačkog neurona prilagođenog za implementaciju u softverskim i/ili hardverskim realizacijama neuronskih mreža, [75]. Tri osnovna elementa modela neurona su:

1. Skup sinapsi, tj. veza, od kojih je svaka okarakterisana svojom težinom. Konkretno, signal  $p_j$  na ulazu sinapse  $j$  povezane za neuron  $k$  množi se težinom sinapse  $w_{kj}$ . Veoma je važno napomenuti na koji način su napisani indeksi težine

sinapse  $w_{kj}$ . Naime, prvi indeks u  $w_{kj}$  odnosi se na neuron, dok se drugi indeks odnosi na sinapsu čija je ovo težina. Za razliku od težine sinapse u mozgu, težina sinapse veštačkog neurona može biti u opsegu koji uključuje kako pozitivne, tako i negativne vrednosti.

2. Sabirač za sabiranje ulaznih signala pomnoženih odgovarajućim težinama sinapsi neurona; operacije opisane ovde čine linearni kombinator.
3. Aktivaciona funkcija za ograničavanje amplitude izlaza neurona. Tipično, vrednosti normalizovane amplitude izlaza neurona kreću se u intervalu  $[0,1]$ , ili alternativno  $[-1,1]$ .



Slika 4.3 *Nelinearan model neurona.*

Model neurona koji je prikazan na Slici 4.3 takođe uključuje i spoljašnje primenjeni *bias*,  $\theta_k$ , koji predstavlja težinski koeficijent jediničnog ulaza u neuron. U zavisnosti od toga da li je vrednost parametra  $\theta_k$  pozitivna ili negativna, vrši se povećanje ili smanjenje vrednosti aktivacionog signala neurona, odnosno, argumenta prenosne funkcije neurona,  $x_k$ .

U matematičkom smislu, neuron  $k$  koji je prikazan na Slici 4.3 može se opisati pomoću sledeće dve jednačine, [75]:

$$x_k = \sum_{j=1}^m w_{kj} p_j + \theta_k, \quad (4.1)$$

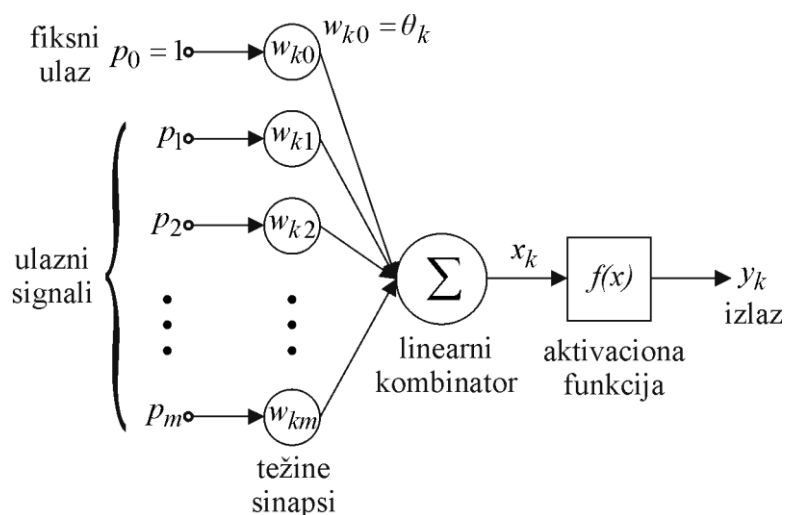
$$y_k = f(x_k), \quad (4.2)$$



gde su  $p_1, p_2, \dots, p_m$  – ulazni signali,  $w_{k1}, w_{k2}, \dots, w_{km}$  – težine sinapsi neurona  $k$ , a  $y_k$  – izlazni signal neurona.

S obzirom na definiciju *bias*-a  $\theta_k$ , ovaj parametar se takođe može uključiti u model neurona i na samom ulazu preko težinskog parametra  $w_{k0}$  ( $w_{k0} = \theta_k$ ) ulaza  $p_0$  sa fiksnom vrednošću jednakom jedinici. U tom slučaju model neurona izgleda kao na Slici 4.4, dok se jednačina (4.1) može napisati na sledeći način, [75]:

$$x_k = \sum_{j=0}^m w_{kj} p_j. \quad (4.3)$$



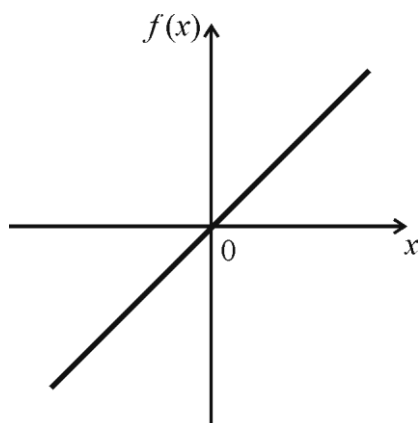
Slika 4.4 *Nelinearan model neurona sa uključenim bias-om na ulazu.*

Aktivaciona funkcija,  $f(x)$ , definiše izlaz neurona  $y$  u zavisnosti od parametra  $x$ .

Postoje dva tipa aktivacionih funkcija:

1. *Linearna aktivaciona funkcija* – kako prenosna funkcija prirodnog neurona nije linearna, ovaj tip funkcije nije zadovoljavajuće rešenje, [73, 76]. Zbog toga se neuroni sa ovakvom aktivacionom funkcijom koriste u mrežama koje sadrže i neurone sa nelinearnom prenosnom funkcijom. Linearna aktivaciona funkcija prikazana je na Slici 4.5 i može se okarakterisati sledećom jednačinom:

$$f(x) = x. \quad (4.4)$$

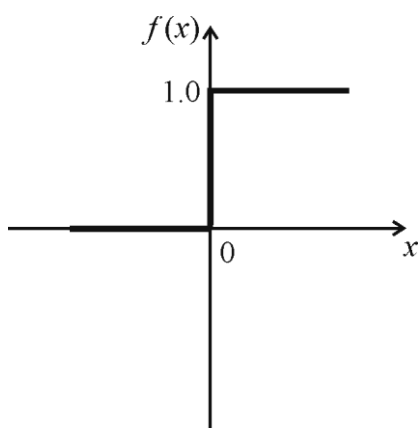


Slika 4.5 Linearna prenosna funkcija neurona.

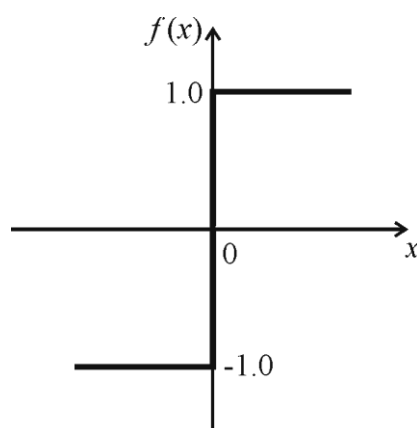
2. *Nelinearna aktivaciona funkcija* – od ovog tipa funkcije najčešće se koriste odskočne i sigmoidne funkcije, [73, 75, 76]. Odskočne funkcije obezbeđuju neuronu dva stabilna stanja, aktivno i neaktivno, i mogu se naći u dva oblika koja su prikazana na Slikama 4.6(a) i 4.6(b), i definisana sledećim jednačinama, respektivno:

$$f(x) = \begin{cases} 1 & \text{za } x \geq 0 \\ 0 & \text{za } x < 0 \end{cases}, \quad (4.5)$$

$$f(x) = \begin{cases} 1 & \text{za } x \geq 0 \\ -1 & \text{za } x < 0 \end{cases}. \quad (4.6)$$



(a)



(b)

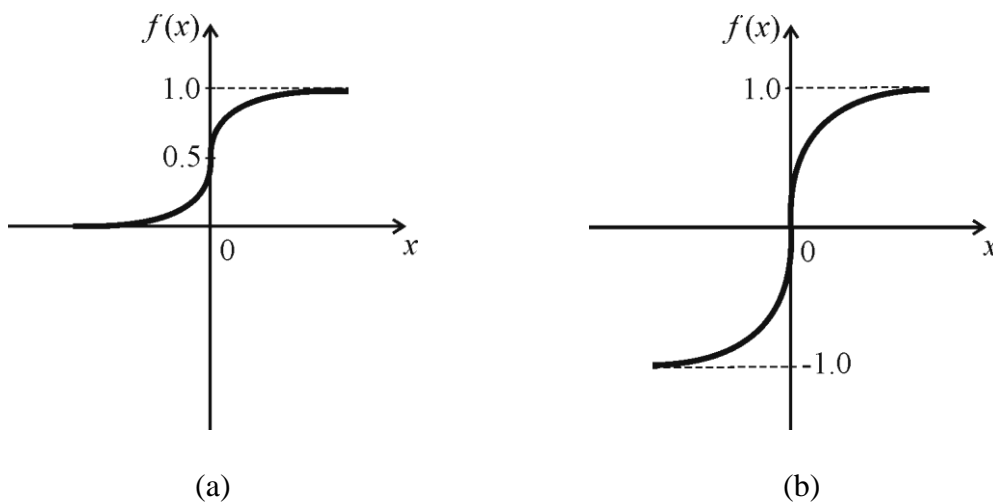
Slika 4.6 Odskočne prenosne funkcije neurona.

Ako je ulazna aktivacija u neuron pozitivna i veća od nule, neuron 'okida' i generiše aktivni izlaz, dok je u svim drugim slučajevima izlaz inhibitoran, što znači da stimulacija na ulazu neurona nije bila dovoljna da pređe njegov aktivacioni prag.

Za razliku od odskočnih funkcija, sigmoidne funkcije su matematički kontinualne i diferencijabilne. Takođe, ove funkcije su i neopadajuće. Dve najčešće korišćene sigmoidne funkcije su log-sigmoidna i tan-sigmoidna, koje su prikazane na Slici 4.7 i definisane uz pomoć sledeće dve jednačine, respektivno:

$$f(x) = \frac{1}{1 + e^{-x}}, \quad (4.7)$$

$$f(x) = \frac{e^x - e^{-x}}{e^x + e^{-x}}. \quad (4.8)$$



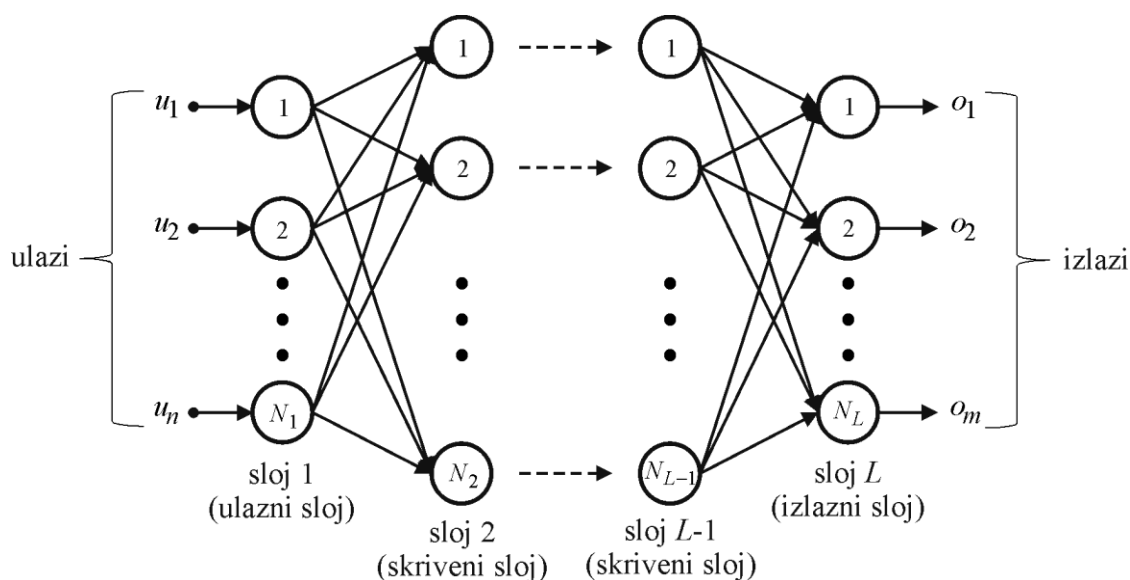
Slika 4.7 Sigmoidne prenosne funkcije neurona: (a) log-sigmoidna i  
(b) tan-sigmoidna.

Kao što se može videti, kod nelinearnih funkcija prikazanih na Slikama 4.6 i 4.7 prag aktivacije je jednak nuli. Kako se prag aktivacije u modelima neurona prikazanim na Slikama 4.3 i 4.4 implementira preko parametara  $\theta_k$  i  $w_{k0}$ , respektivno, njegova promena se vrši upravo uz pomoć ovih parametara.

### 4.3 SLOJEVITA NEURONSKA MREŽA - MLP

Slojevita neuronska mreža, ili skraćeno MLP mreža, je jedna od najjednostavnijih struktura neuronskih mreža i pripada klasi *Feedforward* mreža, tj. veštačkih neuronskih mreža sa prostiranjem podataka unapred, [72]. Glavna odlika ovog tipa mreže jeste sposobnost aproksimacije generičkih klasa funkcija, uključujući kontinualne i integrabilne funkcije. U oblasti mikrotalasa, MLP mreža je do sada primenjivana kako za modelovanje, tako i za optimizaciju komponenata i sistema.

Kod ovog tipa mreže, neuroni su grupisani u slojeve, Slika 4.8. Svaki neuron iz jednog sloja povezan je sa svim neuronima iz prethodnog i narednog sloja, pri čemu ne postoje veze između neurona koji se nalaze u istom sloju. Prvi i poslednji sloj predstavljaju ulazni i izlazni sloj mreže, respektivno. Ostali slojevi se nazivaju skriveni slojevi.



Slika 4.8 Slojevita neuronska mreža - MLP.

Termin 'skriveni' (*hidden*) potiče od činjenice da se ovaj deo mreže ne vidi sa ulaza/izlaza, tj. nije u direktnom kontaktu sa okruženjem. Tipično, MLP mreža se sastoji od ulaznog, jednog ili više skrivenih, kao i izlaznog sloja. Informacije iz okruženja dovode se na ulaze neurona u ulaznom sloju, a zatim se šalju neuronima u narednom skrivenom sloju. Na kraju, nakon što se ulazni podaci procesiraju od strane neurona iz svih skrivenih slojeva, neuroni iz poslednjeg, izlaznog sloja generišu signale za određene akcije u okruženju.

Ako se pretpostavi da je ukupan broj slojeva mreže  $L$ , prvi sloj je u tom slučaju ulazni sloj,  $L$ -ti sloj izlazni sloj, dok su drugi sloj i svi naredni slojevi zaključno sa slojem  $L-1$  – skriveni slojevi. Neka je ukupan broj neurona  $l$ -tog sloja  $N_l$ ,  $l=1, 2, \dots, L$ . Takođe, neka  $u_i$  predstavlja  $i$ -ti ulaz u MLP mrežu,  $y_i^l$  – izlaz  $i$ -tog neurona sloja  $l$ , a  $w_{ij}^l$  – težinu veze između  $j$ -tog neurona sloja  $l-1$  i  $i$ -tog neurona sloja  $l$ ,  $1 \leq j \leq N_{l-1}$ ,  $1 \leq i \leq N_l$ . Pored toga, ako se uvede dodatni težinski parametar za svaki neuron  $w_{i0}^l$ , koji predstavlja *bias*  $i$ -tog neurona sloja  $l$ , celokupna arhitektura MLP mreže se može opisati pomoću matrice parametara  $w_{ij}^l$ , [72]:

$$\mathbf{w} = \begin{bmatrix} w_{10}^2 & w_{11}^2 & w_{12}^2 & \cdots & w_{N_L N_{L-1}}^L \end{bmatrix}^T, \quad (4.9)$$

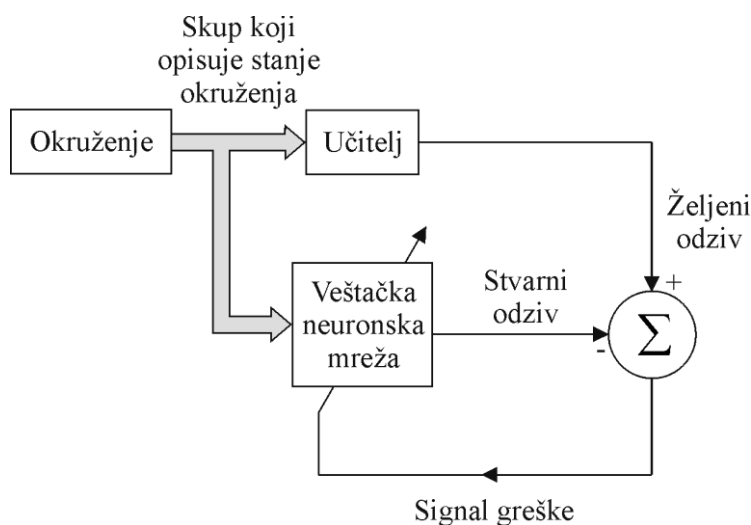
gde je  $j=0, 1, \dots, N_{l-1}$ ,  $i=1, 2, \dots, N_l$  i  $l=2, 3, \dots, L$ .

U okviru neuronske mreže, svaki neuron, osim neurona u ulaznom sloju, prima stimulanse od neurona iz prethodnog sloja, koje zatim procesira i šalje ka svom izlazu. Na primer, neuron sloja  $l$  prima stimulanse od neurona sloja  $l-1$ , koji se mogu označiti sa  $y_1^{l-1}, y_2^{l-1}, \dots, y_{N_{l-1}}^{l-1}$ . Svaki ulaz se prvo množi odgovarajućim težinskim parametrom, a dobijeni rezultati se zatim sabiraju kako bi se dobila težinska suma  $x$ . Na dobijenu težinsku sumu se nakon toga primenjuje aktivaciona funkcija neurona  $f(x)$ , da bi se na kraju dobila konačna vrednost na izlazu neurona. Ova izlazna vrednost  $y_i^l$  može postati stimulans za neurone u sledećem sloju. Treba napomenuti da se neuroni u ulaznom i izlaznom sloju najčešće odlikuju linearnom aktivacionom funkcijom, dok se neuroni u skrivenim slojevima odlikuju sigmoidnim aktivacionim funkcijama.

## 4.4 UČENJE VEŠTAČKIH NEURONSKIH MREŽA

Postoji više različitih načina na koje čovek uči iz njegove okoline, pa je to slučaj i sa veštačkim neuronskim mrežama. Generalno, sve procedure za učenje neuronskih mreža se mogu svrstati u dve kategorije: učenje sa učiteljem i učenje bez učitelja. Dalje se druga kategorija može podeliti na učenje sa podsticanjem i nenadgledano učenje. Svi ovi različiti oblici učenja primenjeni na neuronskim mrežama odvijaju se na isti način kao i u slučaju čoveka.

1. *Učenje sa učiteljem* - ovaj tip učenja se takođe naziva i *nadgledano (supervised) učenje*, [75]. Na Slici 4.9 prikazan je blok dijagram ovog oblika učenja. U konceptualnom smislu, na učitelja se može gledati kao na faktor koji ima znanje o okruženju. Međutim, okruženje je nepoznato samoj neuronskoj mreži. Ako se sada na učitelja i neuronsku mrežu primeni trening skup dobijen iz istog okruženja, zahvaljujući ugrađenom znanju, učitelj je sposoban da 'obezbedi' neuronsku mrežu sa željenim odzivom za taj trening skup. Željeni odziv u stvari predstavlja 'optimalnu' akciju koju treba da izvede neuronska mreža. Parametri mreže se u tom slučaju podešavaju usled uticaja trening skupa i signala greške, pri čemu se signal greške definiše kao razlika između željenog i stvarnog odziva mreže.

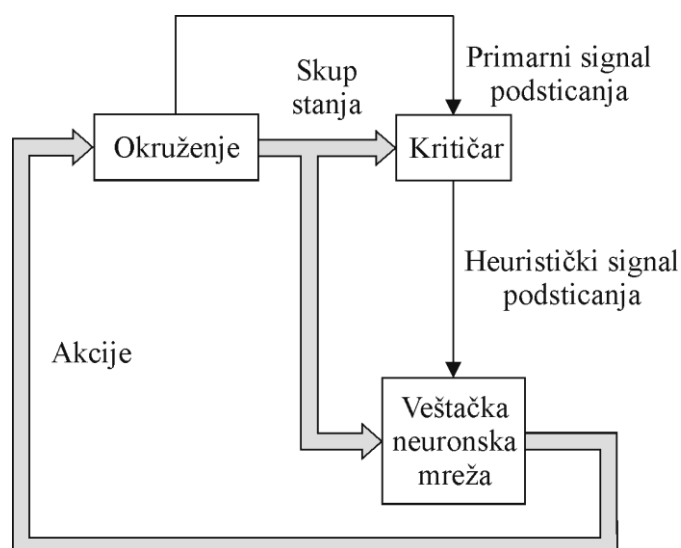


Slika 4.9 Blok dijagram učenja sa učiteljem.

Ova podešavanja odvijaju se iterativno korak po korak sa krajnjim ciljem oponašanja učitelja od strane neuronske mreže. Na ovaj način, znanje o okruženju koje je dostupno učitelju prenosi se na neuronsku mrežu kroz proces njenog treninga, a zatim dugotrajno čuva u obliku 'fiksni' težina veza. Kada se postigne ovaj uslov, tada se neuronska mreža može odvojiti od učitelja i pustiti da se kompletno samostalno bavi okruženjem.

2. *Učenje bez učitelja* - u slučaju nadgledanog učenja, celokupan proces učenja odvija se pod nadzorom učitelja. Međutim, kod učenja bez učitelja, kao što samo ime govori, ne postoji učitelj koji nadgleda proces učenja, [75]. To znači da ne postoje određeni primeri funkcija koje mreža treba da nauči. Ovaj tip učenja se deli u dve potkategorije i to:

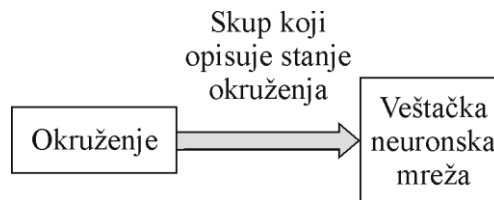
- *Učenje sa podsticanjem (reinforcement learning)* - kod ovog tipa učenja, celokupan proces obučavanja mreže odvija se kroz stalnu interakciju sa okruženjem, [75]. Slika 4.10 prikazuje blok dijagram jednog od oblika sistema učenja sa podsticanjem izgrađenog oko 'kritičara', čija je uloga da primarni signal podsticanja koji je primio iz okruženja konvertuje u signal podsticanja većeg kvaliteta koji se naziva heuristički signal podsticanja. Drugim rečima, analogno učenju sa učiteljem, ovaj oblik učenja se može tretirati na isti način s tim što se umesto učitelja, koji egzaktno ukazuje na to kakav odziv neuronske mreže treba da bude, ovde javlja 'kritičar' koji daje grublju procenu odziva neuronske mreže.



Slika 4.10 Blok dijagram učenja sa podsticanjem.

Sam sistem projektovan je tako da se učenje obavlja usled zakašnjenog podsticanja, što znači da sistem prati vremensku sekvencu stimulansa primljenih takođe iz okruženja. Ovo na kraju eventualno rezultira generisanjem heurističkog signala podsticanja.

- *Nenadgledano (unsupervised) učenje* - kod ovog oblika učenja ne postoji učitelj ili kritičar koji nadgleda proces učenja, Slika 4.11, [75]. U slučaju nenadgledanog učenja, mreži se prezentuje samo pobuda, a od mreže se očekuje da sama uoči zavisnost u ulaznim podacima i da definiše korektan odziv. Čitava promena težina veza se vrši samo na osnovu trenutnog ulaza i izlaza mreže. Primer za ovo učenje je grupisanje, tj. podela skupa elemenata u grupe prema nekom, unapred nepoznatom, obrascu.



Slika 4.11 Blok dijagram nenadgledanog učenja.

#### 4.4.1 Algoritam prostiranja greške unazad

Glavni cilj prilikom razvoja neuronskog modela je pronalazak optimalnog skupa težinskih parametara  $\mathbf{w}$ , što se postiže treningom neuronske mreže. Trening podaci koji se koriste za treniranje neuronske mreže su parovi oblika  $(\mathbf{u}_k, \mathbf{d}_k)$ ,  $k=1, 2, \dots, H$ , gde  $\mathbf{d}_k$  predstavlja željene izlaze neuronskog modela za odgovarajuće ulaze  $\mathbf{u}_k$ , dok  $H$  predstavlja ukupan broj trening uzoraka.

Tokom treninga, karakteristike neuronske mreže se izražavaju proračunom razlike između stvarnih i željenih izlaza neuronske mreže za sve trening uzorke. Ova razlika (greška) se može izraziti na sledeći način, [72]:

$$E = \frac{1}{2} \sum_{k \in T_r} \sum_{j=1}^m (o_j(\mathbf{u}_k, \mathbf{w}) - d_{jk})^2, \quad (4.10)$$



gde je  $d_{jk}$  –  $j$ -ti element od  $d_k$ ,  $o_j(u_k, w)$  –  $j$ -ti izlaz neuronske mreže za odgovarajući ulaz  $u_k$ , a  $T_r$  – skup indeksa trening podataka. Težinski parametri  $w$  se podešavaju tokom treninga na taj način da ova greška bude što je moguće manja.

1986. godine predložen je sistematični pristup za treniranje neuronskih mreža, a njegov glavni doprinos je razvoj algoritma prostiranja greške unazad (*error backpropagation algorithm*), [72]. Ovaj algoritam predstavlja jedan od prvih i najčešće korišćenih metoda za nadgledano učenje neuronskih mreža. Prvi korak ovog algoritma jeste inicijalizacija težinskih parametara  $w$ . U tu svrhu se obično koriste male nasumične vrednosti. Tokom treninga, s obzirom da je,

$$w = w - \eta \frac{\partial E}{\partial w}, \quad (4.11)$$

promena vrednosti  $w$  se vrši duž negativnog pravca gradijenta parametra  $E$ , sve dok  $E$  ne postane dovoljno malo, [72]. U prethodnoj jednačini, parametar  $\eta$  se naziva stopa učenja. Ako se vrednosti težinskih parametara  $w$  menjaju samo na osnovu jednog trening uzorka, funkcija greške  $E_k$ , koja se može izraziti na sledeći način:

$$E_k = \frac{1}{2} \sum_{j=1}^m (o_j(u_k, w) - d_{jk})^2, \quad (4.12)$$

koristi se za promenu vrednosti  $w$  u skladu sa,

$$w = w - \eta \frac{\partial E_k}{\partial w}. \quad (4.13)$$

Dalje se razmatra na koji način se proces prostiranja greške unazad može iskoristiti za proračun  $\frac{\partial E_k}{\partial w}$ . S tim u vezi, na osnovu jednačine (4.12) izvedene su sledeće formule koje omogućavaju određivanje parametra  $E_k$  u odnosu na težinske parametre sloja  $l$ , [72]:

$$\frac{\partial E_k}{\partial w_{ij}^l} = \frac{\partial E_k}{\partial y_i^l} \frac{\partial y_i^l}{\partial w_{ij}^l}, \quad (4.14)$$

$$\frac{\partial y_i^l}{\partial w_{ij}^l} = \frac{\partial f(x)}{\partial x_i^l} y_j^{l-1}. \quad (4.15)$$

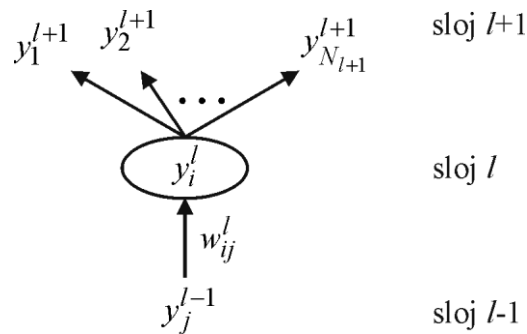
Gradijent  $\frac{\partial E_k}{\partial y_i^l}$  se u slučaju izlaznog sloja  $L$  može odrediti korišćenjem razlike, tj.

greške, između stvarnih i željenih izlaza neuronske mreže, [72]:

$$\frac{\partial E_k}{\partial y_i^L} = o_i(\mathbf{u}_k, \mathbf{w}) - d_{ik}. \quad (4.16)$$

Prostiranjem gore navedene greške unazad od sloja  $l+1$  do sloja  $l$ , Slika 4.12, može se odrediti gradijent  $\frac{\partial E_k}{\partial y_i^l}$ , [72]:

$$\frac{\partial E_k}{\partial y_i^l} = \sum_{j=1}^{N_{l+1}} \frac{\partial E_k}{\partial y_j^{l+1}} \frac{\partial y_j^{l+1}}{\partial y_i^l}. \quad (4.17)$$



Slika 4.12 Veza između  $i$ -tog neurona sloja  $l$  sa neuronima slojeva  $l-1$  i  $l+1$ .

Na primer, ukoliko se skriveni neuroni MLP mreže odlikuju sigmoidnom aktivacionom funkcijom definisanom jednačinom (4.7) i prikazanom na Slici 4.7(a), tada važi da je:

$$\frac{\partial f(x)}{\partial x} = f(x)(1 - f(x)), \quad (4.18)$$

$$\frac{\partial y_i^l}{\partial w_{ij}^l} = y_i^l (1 - y_i^l) y_j^{l-1}, \quad (4.19)$$

$$\frac{\partial y_i^l}{\partial y_j^{l-1}} = y_i^l (1 - y_i^l) w_{ij}^l. \quad (4.20)$$

Ako se sada za istu MLP mrežu definiše parametar  $\zeta_i^l$ , koji predstavlja lokalni gradijent  $i$ -tog neurona sloja  $l$ , kao:

$$\zeta_i^l = \frac{\partial E_k}{\partial x_i^l}, \quad (4.21)$$

proces prostiranja unazad se tada može predstaviti uz pomoć sledećih jednačina, [72],

$$\zeta_i^L = (o_i(\mathbf{u}_k, \mathbf{w}) - d_{ik}), \quad (4.22)$$

$$\zeta_i^l = \left( \sum_{j=1}^{N_{l+1}} \zeta_j^{l+1} w_{ji}^{l+1} \right) y_i^l (1 - y_i^l), \quad l = L-1, L-2, \dots, 2, \quad (4.23)$$

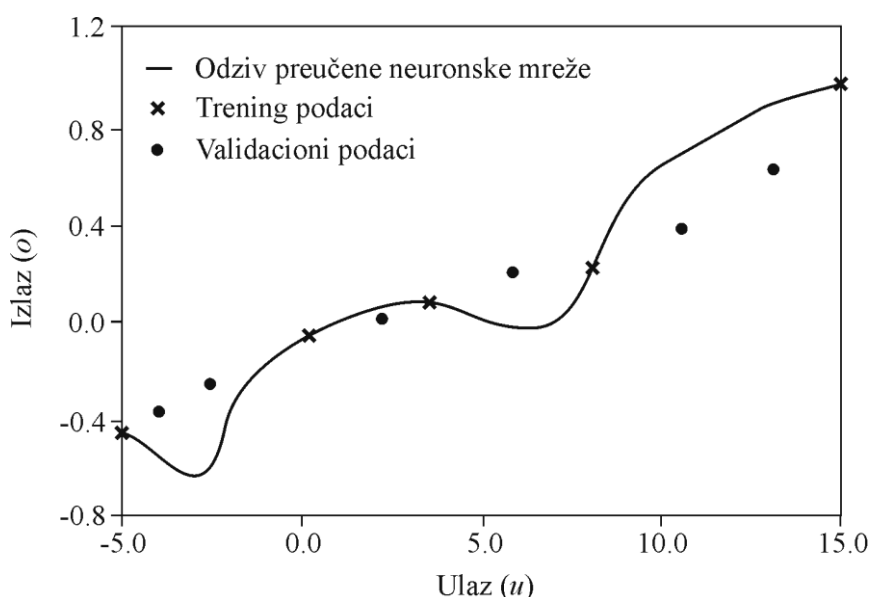
$$\frac{\partial E_k}{\partial w_{ij}^l} = \zeta_i^l y_j^{l-1}, \quad l = L, L-1, \dots, 2. \quad (4.24)$$

Postoji više različitih modifikacija algoritma prostiranja greške unazad, kao što su *quasi-Newton*-ova metoda i *Levenberg-Marquardt*-ova optimizaciona tehnika, [72]. *Quasi-Newton*-ova metoda predstavlja optimizacionu tehniku sa višim stepenom konvergencije čija je osnovna namena ubrzanje učenja neuronske mreže. Ona je u osnovi gradijentna metoda koja minimizira grešku odziva mreže za ceo trening skup. Međutim, optimizacione tehnike sa višim stepenom konvergencije nisu pogodne za realizaciju u paralelnoj distribuiranoj strukturi, s obzirom da su bazirane na manipulacijama matrica parcijalnih izvoda drugog reda (npr. Hesse-ova matrica). Sa druge strane, *Levenberg-Marquardt*-ova optimizaciona tehnika ima bolje osobine po pitanju konvergencije od algoritma prostiranja greške unazad, a i lakše se implementira u paralelnoj arhitekturi od *quasi-Newton*-ovog metoda.

#### 4.4.2 Sposobnost generalizacije

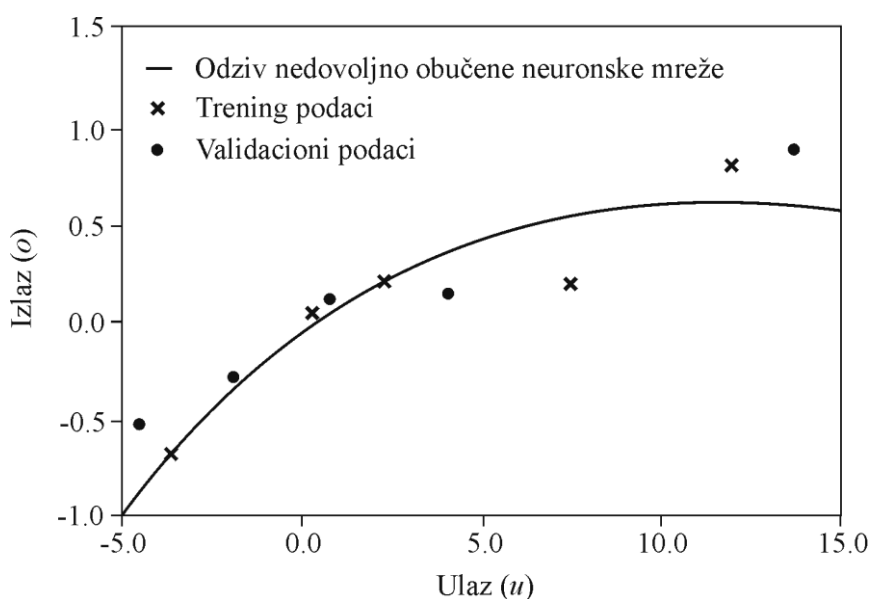
Sposobnost neuronske mreže da pruži tačne izlaze za odgovarajuće ulaze koji nisu korišćeni tokom trening procesa naziva se sposobnost generalizacije. Sa aspekta generalizacije veoma su važna sledeća dva fenomena:

1. *Preučenosť neuronske mreže* – javlja se u slučaju kada neuronska mreža dobro pamti trening podatke ali nije u stanju da dobro generalizuje, [72]. Slika 4.13 ilustruje odziv jedne preučene neuronske mreže koji se veoma dobro poklapa sa trening podacima i veoma loše sa validacionim podacima. Mogući razlozi za preučenosť mogu biti preveliki broj skrivenih neurona ili nedovoljna količina trening podataka. Preveliki broj skrivenih neurona dovodi do prevelike slobode u određivanju veza između ulaznih i izlaznih parametara od strane neuronske mreže. Predloženi načini za otklanjanje problema preučenosť neuronske mreže uključuju brisanje određenog broja skrivenih neurona ili povećavanje broja uzoraka trening skupa.



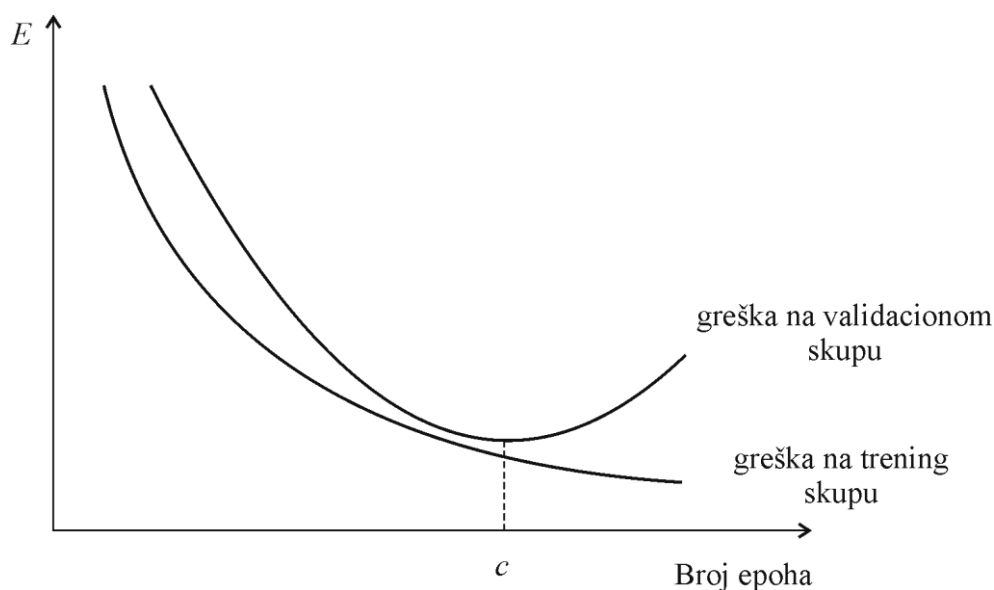
Slika 4.13 Ilustracija odziva preučene neuronske mreže.

2. *Nedovoljna obučenosť neuronske mreže* – javlja se u slučaju kada neuronska mreža ima poteškoća da nauči trening podatke, [72]. Slika 4.14 ilustruje odziv jedne nedovoljno obučene neuronske mreže koji se za razliku od prethodnog primera ne poklapa čak ni sa trening podacima. Mogući razlozi za nedovoljnu obučenosť mogu biti nedovoljan broj skrivenih neurona, nedovoljan trening ili da se trening procedura 'zaglavila' u lokalnom minimumu. Predloženi načini za otklanjanje problema nedovoljne obučenosť neuronske mreže uključuju povećavanje broja skrivenih neurona, produženje treninga ili perturbaciju vrednosti težinskih parametara  $w$ , čime se postiže izbegavanje lokalnog minimuma, a time i nastavak treninga.



Slika 4.14 Ilustracija odziva nedovoljno obučene neuronske mreže.

Iako Slike 4.13 i 4.14 jasno ilustruju probleme preučenosti i nedovoljne obučenosti neuronske mreže, detekcija ovih fenomena na osnovu krive ponašanja neuronske mreže nije uvek moguća. Ovo naročito važi za visokodimenzionalne probleme. S tim u vezi, najlakši način za detekciju gorenavedenih fenomena jeste posmatranje krivih trening i validacionih grešaka tokom trening procesa, kao što je prikazano na Slici 4.15, [72].



Slika 4.15 Zavisnost greške od broja epoha.

Na prethodnoj slici termin 'epoha' predstavlja broj iteracija tokom treninga ili ciklus tokom kojeg su svi trening uzorci dovedeni neuronskoj mreži u cilju određivanja težinskih parametara  $w$ . Kao što se slike može videti, greška na trening skupu opada sa brojem izvršenih epoha. Međutim, greška na validacionom skupu, koja predstavlja meru kvaliteta generalizacije, opada do nekog broja epoha  $c$ , a onda počinje da raste. Objašnjenje ovoga leži u činjenici da se posle  $c$  epoha mreža primorava da što vernije aproksimira trening skup, dok van granica trening skupa ona počinje da se ponaša nekontrolisano, što znači da se generalizacija pogoršava, [73, 76].

## 4.5 TESTIRANJE VEŠTAČKIH NEURONSKIH MREŽA

Testiranje neuronske mreže podrazumeva proveru koliko ona dobro određuje odziv za pobudu iz trening skupa i kakva joj je generalizacija. Zbog toga se neuronska mreža testira, kako na trening vrednostima, tako i na vrednostima koje nisu korišćene prilikom treninga.

Prilikom testiranja, kao mera kvaliteta predikcije neuronske mreže najčešće se koriste:

- *ATE* – srednja greška testiranja (*Average Test Error*),
- *WCE* – maksimalna greška (*Worst Case Error*) i
- *Pearson-Product Moment* korelacioni koeficijent  $r$ .

Relativna greška odziva na  $j$ -tom izlazu mreže sa  $m$  izlaza, kada je na ulazu  $k$ -ti uzorak test skupa  $T_e$ , može se definisati kao, [72]:

$$\delta_{kj} = \frac{o_{kj} - d_{kj}}{d_{\max,j} - d_{\min,j}}, \quad j = 1, \dots, m, \quad k \in T_e. \quad (4.25)$$

U prethodnoj jednačini,  $o_{kj}$  i  $d_{kj}$  predstavljaju odziv i željenu vrednost  $j$ -tog izlaza neuronske mreže za  $k$ -ti test uzorak, respektivno, dok  $d_{\max,j}$  i  $d_{\min,j}$  predstavljaju maksimalnu i minimalnu željenu vrednost na  $j$ -tom izlazu mreže, respektivno.

Dalje se moment reda  $p$  definiše sa, [72]:

$$M_p = \left[ \sum_{k \in T_e} \sum_{j=1}^m |\delta_{kj}|^p \right]^{1/p}. \quad (4.26)$$

Ako je  $p=1$ , onda se srednja greška testiranja ( $ATE$ ) može direktno odrediti na osnovu  $M_1$ , [72]:

$$ATE = |\bar{\delta}| = mean(\delta) = \frac{M_1}{Size(T_e)m} = \frac{1}{Size(T_e)m} \sum_{k \in T_e} \sum_{j=1}^m |\delta_{kj}|, \quad (4.27)$$

gde je  $Size(T_e)$  ukupan broj elemenata u test skupu.

Analogno prethodnoj jednačini, standardna devijacija  $\sigma^2$  je, [72]:

$$\sigma^2 = \frac{1}{Size(T_e)m} \sum_{k \in T_e} \sum_{j=1}^m (|\delta_{kj}| - |\bar{\delta}|)^2. \quad (4.28)$$

Maksimalna greška ( $WCE$ ) definiše se kao, [72]:

$$WCE = M_\infty = \max_{k \in T_e} \max_{j=1}^m |\delta_{kj}|. \quad (4.29)$$

Najčešće se prilikom testiranja neuronske mreže koriste  $ATE$  i  $WCE$ , dok se alternativno mogu koristiti  $ATE$  i  $\sigma^2$ .

Pored već definisanih parametara, još jedan parametar koji se često koristi kao mera kvaliteta predikcije neuronske mreže jeste korelacioni koeficijent  $r$ . Ovaj parametar, koji predstavlja stepen slaganja vrednosti koje generiše neuronska mreža sa odgovarajućim referentnim podacima, pa samim tim treba da teži jedinici, definiše se na sledeći način, [72]:

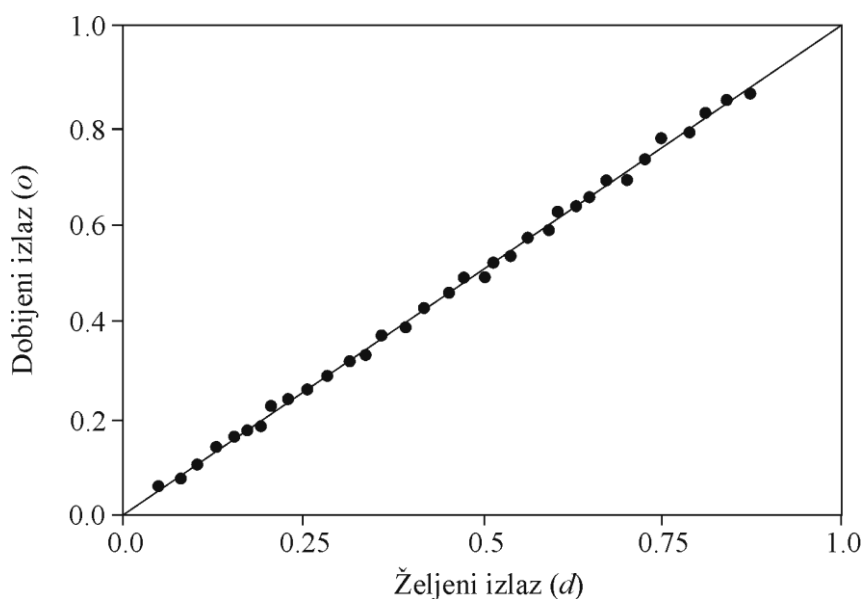
$$r = \frac{\sum_{k \in T_e} \sum_{j=1}^m (o_{kj} - \bar{o})(d_{kj} - \bar{d})}{\left[ \sum_{k \in T_e} \sum_{j=1}^m (o_{kj} - \bar{o})^2 \right] \left[ \sum_{k \in T_e} \sum_{j=1}^m (d_{kj} - \bar{d})^2 \right]}, \quad (4.30)$$

pri čemu je,

$$\bar{o} = \frac{1}{Size(T_e)m} \sum_{k \in T_e} \sum_{j=1}^m o_{kj}, \quad (4.31)$$

$$\bar{d} = \frac{1}{\text{Size}(T_e)m} \sum_{k \in T_e} \sum_{j=1}^m d_{kj}. \quad (4.32)$$

Kako bi se dodatno procenio kvalitet predikcije neuronske mreže koriste se korelacioni dijagrami. Na Slici 4.16 dat je primer jednog korelacionog dijagrama, gde se na x osu nanose željene vrednosti, a na y osu vrednosti generisane neuronskom mrežom. Idealno slaganje bi bilo kada bi se sve tačke našle na pravoj liniji duž dijagonalne ose.



Slika 4.16 Primer korelacionog dijagrama.

## 4.6 PRIPREMA PODATAKA ZA VEŠTAČKE NEURONSKE MREŽE

Priprema podataka za veštačke neuronske mreže obuhvata kako generisanje, podelu i pretprocesiranje podataka za obuku i testiranje mreža, tako i postprocesiranje dobijenih rezultata.

Generalno, podaci koji se koriste za obučavanje neuronskih mreža se uglavnom generišu na jedan od sledeća dva načina: merenjem ili simulacijom, [72, 73, 76]. Glavna prednost kod generisanja podataka merenjem jeste ta što je ono izuzetno korisno u slučajevima kada ne postoji matematički model koji bi omogućio dovoljno tačnu i dovoljno brzu simulaciju zavisnosti izlaza od ulaznih promenljivih, kao i bolje opisivanje problema



uključivanjem raznih sekundarnih efekata koje je teško matematički modelovati. Sa druge strane, glavni nedostaci ovog načina generisanja podataka su nepreciznost merenja pojedinih izlaznih parametara i relativna ograničenost u promeni nekih ulaznih parametara. Glavna prednost kod generisanja podataka simulacijom, pri čemu se u tu svrhu koristi neki elektromagnetski simulator ili simulator kola, jeste ta da se u ovom slučaju ulazne veličine lako menjaju jer nisu vezane za realnu fizičku promenu. Međutim, činjenica da za mnoge probleme ne postoji dovoljno dobar model, a da u isto vreme proces simulacije može da bude hardverski i vremenski zahtevan, čini glavni nedostatak ovog načina za generisanje podataka.

Generisani podaci se dele na, [72, 73, 76]:

- *training skup* - koristi se za obučavanje neuronske mreže,
- *test skup* - koristi se za testiranje obučene neuronske mreže i
- *validacioni skup* - koristi se za testiranje neuronske mreže tokom obučavanja.

Kako je osetljivost neurona sa sigmoidnom prenosnom funkcijom (koja se najčešće koristi) najveća u uskom opsegu  $[0,1]$  ili  $[-1,1]$ , vrednosti van tog opsega mogu da dovedu neuron u oblast smanjene osetljivosti, tj. zasićenja. Ovo predstavlja veliki problem imajući u vidu da u oblasti mikrotalasa ulazne i izlazne veličine neuronskih mreža mogu imati brojne vrednosti u velikom rasponu. Iz tog razloga je neophodno izvršiti pretprocesiranje podataka, čime se omogućava da neuronska mreža radi u oblasti maksimalne osetljivosti, [72, 73, 76]. Prilikom pretprocesiranja podaci se iz originalnog opsega prebacuju u normalizovani opseg  $[0,1]$  ili  $[-1,1]$ , a ovakav novo-dobijeni trening skup se zatim koristi za obučavanje mreže. Kasnije, prilikom korišćenja obučene neuronske mreže, potrebno je takođe ulazne podatke prebaciti iz originalnog u normalizovani opseg. Na kraju, kako mreža generiše izlazne podatke u normalizovanom opsegu, potrebno je te podatke vratiti u originalni opseg, a ovaj proces naziva se postprocesiranje, [72, 73, 76].

## 5. INDIREKTNO ODREĐIVANJE TALASNIH TEMPERATURA ŠUMA PRIMENOM RAZLIČITIH DE-EMBEDDING POSTUPAKA

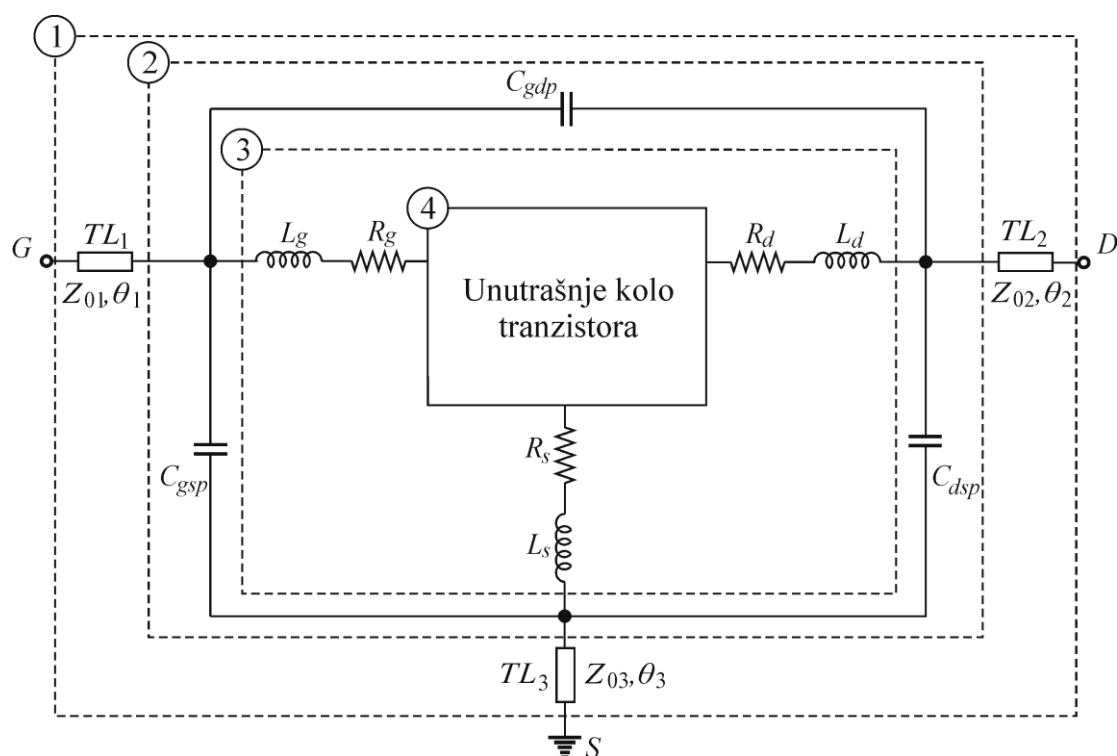
Talasnne temperature šuma određuju se na osnovu merenih parametara šuma tranzistora najčešće primenom optimizacionih procedura u simulatorima mikrotalasnih kola. Glavni nedostatak ovakvog postupka određivanja talasnih temperatura šuma jeste to što je optimizacija najčešće vremenski zahtevna. Međutim, u slučaju talasnog modela šuma postoje jednačine koje povezuju talasne temperature šuma i parametre šuma unutrašnjeg kola tranzistora. Upravo je ova činjenica iskorišćena za razvoj tri nova ekstrakciona metoda, koji omogućavaju efikasnije određivanje talasnih temperatura šuma. Razvijeni ekstrakcioni metodi, koji će biti predstavljeni u okviru ove glave, baziraju se na indirektnom određivanju talasnih temperatura šuma u dva koraka. Prvi korak predloženih metoda predstavlja određivanje parametara šuma unutrašnjeg kola tranzistora na osnovu merenih parametara šuma tranzistora. To se postiže otklanjanjem efekata elemenata spoljašnjeg kola tranzistora primenom nekog *de-embedding* postupka. Sva tri ekstrakciona metoda zasnivaju se na različitim *de-embedding* postupcima, i to:

- analitičkom *de-embedding* postupku, [59, 63, 85-89],
- *de-embedding* postupku u okviru simulatora mikrotalasnih kola, [90], i
- *de-embedding* postupku baziranom na veštačkim neuronskim mrežama, [53, 67, 91].

Drugi korak je isti u sva tri slučaja i predstavlja neposredni proračun talasnih temperatura šuma na osnovu ekstrahovanih parametara šuma unutrašnjeg kola tranzistora korišćenjem jednačina (3.120) - (3.122).

## 5.1 EKSTRAKCIONI METOD 1

Kako se kod indirektnog pristupa određivanju talasnih temperatura šuma, one proračunavaju korišćenjem odgovarajućih jednačina na osnovu parametara šuma unutrašnjeg kola tranzistora, glavni izazov predstavlja upravo određivanje ovih parametara. U slučaju predloženog ekstrakcionog metoda, parametri šuma unutrašnjeg kola tranzistora određuju se primenom analitičkog *de-embedding* postupka. U ovom delu disertacije biće prezentovan analitički *de-embedding* postupak koji se odnosi na ekvivalentno kolo MESFET-a / HEMT-a u pakovanoj formi, Slika 2.14. Ekstrakcija parametara šuma unutrašnjeg kola tranzistora vrši se osnovu merenih parametara šuma tranzistora, što se postiže otklanjanjem efekata kaskadno, paralelno i redno vezanih elemenata spoljašnjeg kola tranzistora korišćenjem  $A$ ,  $Y$  i  $Z$  reprezentacije, respektivno, [59, 63, 85-89]. U tu svrhu, korišćeno ekvivalentno kolo podeljeno je na četiri referentne *de-embedding* oblasti, na način koji je ilustrovan na Slici 5.1.



Slika 5.1 Ekvivalentno kolo MESFET-a / HEMT-a u pakovanoj formi sa naznačenim referentnim *de-embedding* oblastima.

U nastavku će biti objašnjen kompletan analitički *de-embedding* postupak vezan za kolo koje je prikazano na prethodnoj slici.

1) Između oblasti 1 i 2, prvo je potrebno proračunati  $A$  korelacionu matricu šuma na osnovu merenih parametara šuma tranzistora,

$$C_{A,1} = 2kT_0 \begin{bmatrix} R_n & \frac{F_{min-1} - R_n Y_{opt}^*}{2} \\ \frac{F_{min-1} - R_n Y_{opt}}{2} & R_n |Y_{opt}|^2 \end{bmatrix}. \quad (5.1)$$

Zatim je potrebno merene  $S$  parametre tranzistora ( $S_1$ ) konvertovati u  $A$  parametre ( $A_1$ ) i otkloniti uticaj transmisionih linija  $TL_1$  i  $TL_2$ , koje su povezane kaskadno sa ostatkom kola, proračunavajući odgovarajuću  $A$  matricu,

$$A_2' = A_g^{-1} A_1 A_d^{-1}, \quad (5.2)$$

pri čemu je

$$A_g = \begin{bmatrix} \cos(\beta l_1) & jZ_{01} \sin(\beta l_1) \\ \frac{j}{Z_{01}} \sin(\beta l_1) & \cos(\beta l_1) \end{bmatrix}, \quad (5.3)$$

$$A_d = \begin{bmatrix} \cos(\beta l_2) & jZ_{02} \sin(\beta l_2) \\ \frac{j}{Z_{02}} \sin(\beta l_2) & \cos(\beta l_2) \end{bmatrix}, \quad (5.4)$$

gde je  $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$  ( $\lambda$  – talasna dužina), dok su  $l_1$  i  $l_2$  – fizičke dužine transmisionih linija  $TL_1$  i  $TL_2$ , respektivno.

Nakon toga se proračunavaju  $Z$  korelacione matrice šuma  $C_{Z,g}$  i  $C_{Z,d}$  transmisionih linija  $TL_1$  i  $TL_2$ , respektivno,

$$C_{Z,g} = 2kT_0 \operatorname{Re}(Z_g), \quad (5.5)$$

$$C_{Z,d} = 2kT_0 \operatorname{Re}(Z_d), \quad (5.6)$$

gde su  $Z_g$  i  $Z_d$  –  $Z$  parametri koji su dobijeni na osnovu  $A$  parametara  $A_g$  i  $A_d$ .

$C_{Z,g}$  i  $C_{Z,d}$  se zatim konvertuju u  $A$  korelacione matrice šuma  $C_{A,g}$  i  $C_{A,d}$ . Generalno,  $A$ ,  $Y$  i  $Z$  korelacione matrice šuma se mogu konvertovati iz jednog oblika u drugi korišćenjem sledeće jednačine, [85],

$$C_{\beta}'' = TC_{\alpha}'T^H, \quad (5.7)$$

gde su  $C'$  i  $C''$  – korelacione matrice šuma pre i posle konverzije, respektivno,  $T$  – transformaciona matrica koja zavisi od parametara  $\alpha$  i  $\beta$ , Tabela 5.1, [85], dok  $H$  označava Hermitovo transponovanje.

Tabela 5.1 Parametri konverzije korelacionih matrica šuma, [85].

	$\alpha = A$	$\alpha = Y$	$\alpha = Z$
$\beta = A$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & A_{12} \\ 1 & A_{22} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & -A_{11} \\ 0 & -A_{21} \end{bmatrix}$
$\beta = Y$	$\begin{bmatrix} -Y_{11} & 1 \\ -Y_{21} & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix}$
$\beta = Z$	$\begin{bmatrix} 1 & -Z_{11} \\ 0 & -Z_{21} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$

Dakle, važi da je, [85],

$$C_{A,g} = T_g C_{Z,g} T_g^H, \quad (5.8)$$

$$C_{A,d} = T_d C_{Z,d} T_d^H, \quad (5.9)$$

pri čemu je (Tabela 5.1)

$$T_g = \begin{bmatrix} 1 & -A_{g11} \\ 0 & -A_{g21} \end{bmatrix}, \quad (5.10)$$

$$T_d = \begin{bmatrix} 1 & -A_{d11} \\ 0 & -A_{d21} \end{bmatrix}. \quad (5.11)$$

Tada se na osnovu  $C_{A,1}$ ,  $C_{A,g}$  i  $C_{A,d}$ , proračunava odgovarajuća  $A$  korelaciona matrica šuma kola bez  $TL_1$  i  $TL_2$ ,

$$C_{A,2'} = A_g^{-1} (C_{A,1} - C_{A,g}) (A_g^H)^{-1} - A_2' C_{A,d} A_2'^H. \quad (5.12)$$

Kako bi se otklonio uticaj kratkospojene transmisione linije  $TL_3$ , ona se zamenjuje impedansom,

$$Z_s = jZ_{03} \tan(\beta l_3), \quad (5.13)$$

gde je  $l_3$  – fizička dužina transmisione linije  $TL_3$ .

Onda se  $C_{A,2'}$  konvertuje u  $C_{Z,2'}$ , [85],

$$C_{Z,2'} = T_2' C_{A,2'} T_2'^H, \quad (5.14)$$

gde je (Tabela 5.1)

$$T_2' = \begin{bmatrix} 1 & -Z_{211}' \\ 0 & -Z_{221}' \end{bmatrix}, \quad (5.15)$$

pri čemu se  $Z$  parametri ( $Z_2'$ ) dobijaju na osnovu  $A$  parametara ( $A_2'$ ).

Korišćenjem impedanse date jednačinom (5.13), određuje se  $Z$  korelaciona matrica šuma  $TL_3$ ,

$$C_{Z,s} = 2kT_0 \text{Re}(Z_s \mathbf{J}), \quad (5.16)$$

gde je  $\mathbf{J}$  – matrica dimenzija  $2 \times 2$  čiji su svi elementi jednaki jedinici.

Kompletan uticaj transmisionih linija  $TL_1$ ,  $TL_2$  i  $TL_3$  na šum tranzistora otklanja se proračunom  $Z$  korelacione matrice šuma oblasti 2,

$$C_{Z,2} = C_{Z,2'} - C_{Z,s}. \quad (5.17)$$

$Z$  matrica oblasti 2 se u tom slučaju dobija na sledeći način:

$$Z_2 = Z_2' - Z_s \mathbf{J}. \quad (5.18)$$

2) Između oblasti 2 i 3, prvo je potrebno Z parametre ( $\mathbf{Z}_2$ ) konvertovati u Y parametre ( $\mathbf{Y}_2$ ), a zatim otkloniti uticaj kapacitivnosti  $C_{gsp}$ ,  $C_{dsp}$  i  $C_{gdp}$ , koje su povezane paralelno sa ostatkom kola, proračunavajući Y parametre ( $\mathbf{Y}_3$ ) oblasti 3, pomoću izraza

$$\mathbf{Y}_3 = \mathbf{Y}_2 - \mathbf{Y}_C, \quad (5.19)$$

pri čemu je

$$\mathbf{Y}_C = j\omega \begin{bmatrix} C_{gsp} + C_{gdp} & -C_{gdp} \\ -C_{gdp} & C_{dsp} + C_{gdp} \end{bmatrix}. \quad (5.20)$$

Zatim se proračunava Y korelaciona matrica šuma kapacitivnosti  $C_{gsp}$ ,  $C_{dsp}$  i  $C_{gdp}$ ,

$$\mathbf{C}_{Y,C} = 2kT_0 \text{Re}(\mathbf{Y}_C). \quad (5.21)$$

Nakon toga se  $\mathbf{C}_{Z,2}$  konvertuje u  $\mathbf{C}_{Y,2}$ , [85],

$$\mathbf{C}_{Y,2} = \mathbf{T}_2 \mathbf{C}_{Z,2} \mathbf{T}_2^H, \quad (5.22)$$

gde je (Tabela 5.1)

$$\mathbf{T}_2 = \begin{bmatrix} Y_{211} & Y_{212} \\ Y_{221} & Y_{222} \end{bmatrix}. \quad (5.23)$$

Konačno, Y korelaciona matrica šuma oblasti 3 dobija se korišćenjem sledeće jednačine:

$$\mathbf{C}_{Y,3} = \mathbf{C}_{Y,2} - \mathbf{C}_{Y,C}. \quad (5.24)$$

3) Između oblasti 3 i 4, prvo je potrebno konvertovati Y parametre ( $\mathbf{Y}_3$ ) u Z parametre ( $\mathbf{Z}_3$ ), a zatim otkloniti uticaj induktivnosti  $L_g$ ,  $L_d$ ,  $L_s$ , i otpornosti  $R_g$ ,  $R_d$ ,  $R_s$ , koje su povezane redno sa unutrašnjim kolom tranzistora, proračunavajući Z parametre ( $\mathbf{Z}_4$ ) oblasti 4, pomoću

$$\mathbf{Z}_4 = \mathbf{Z}_3 - \mathbf{Z}_{LR}, \quad (5.25)$$

gde je

$$\mathbf{Z}_{LR} = j\omega \begin{bmatrix} L_g + L_s & L_s \\ L_s & L_d + L_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_g + R_s & R_s \\ R_s & R_d + R_s \end{bmatrix}. \quad (5.26)$$

Zatim se proračunava  $\mathbf{Z}$  korelaciona matrica šuma elemenata  $L_g$ ,  $L_d$ ,  $L_s$ ,  $R_g$ ,  $R_d$  i  $R_s$ ,

$$\mathbf{C}_{\mathbf{Z},LR} = 2kT_0 \operatorname{Re}(\mathbf{Z}_{LR}). \quad (5.27)$$

Onda se  $\mathbf{C}_{\mathbf{Y},3}$  konvertuje u  $\mathbf{C}_{\mathbf{Z},3}$ , [85],

$$\mathbf{C}_{\mathbf{Z},3} = \mathbf{T}_3 \mathbf{C}_{\mathbf{Y},3} \mathbf{T}_3^H, \quad (5.28)$$

pri čemu je (Tabela 5.1)

$$\mathbf{T}_3 = \begin{bmatrix} Z_{311} & Z_{312} \\ Z_{321} & Z_{322} \end{bmatrix}. \quad (5.29)$$

Kako bi se dobila  $\mathbf{Z}$  korelaciona matrica šuma oblasti 4 potrebno je od matrice  $\mathbf{C}_{\mathbf{Z},3}$  oduzeti matricu  $\mathbf{C}_{\mathbf{Z},LR}$ ,

$$\mathbf{C}_{\mathbf{Z},4} = \mathbf{C}_{\mathbf{Z},3} - \mathbf{C}_{\mathbf{Z},LR}. \quad (5.30)$$

Nakon toga se  $\mathbf{C}_{\mathbf{Z},4}$  konvertuje u  $\mathbf{C}_{\mathbf{A},4}$ , [85],

$$\mathbf{C}_{\mathbf{A},4} = \mathbf{T}_4 \mathbf{C}_{\mathbf{Z},4} \mathbf{T}_4^H, \quad (5.31)$$

pri čemu je (Tabela 5.1)

$$\mathbf{T}_4 = \begin{bmatrix} 1 & -A_{411} \\ 0 & -A_{421} \end{bmatrix}, \quad (5.32)$$

gde su  $A$  parametri ( $A_4$ ) dobijeni na osnovu  $Z$  parametara ( $\mathbf{Z}_4$ ).

Kao što se može videti, kako bi se otklonio efekat svih elemenata spoljašnjeg kola tranzistora, potrebna je konverzija korelacionih matrica šuma referentnih *de-embedding* oblasti. Zbog toga je neophodno najpre proračunati matrice parametara ovih oblasti koje se koriste u tu svrhu.

Treba napomenuti da iako korelacione matrice šuma čisto reaktivnih elemenata (kondenzatori i kalemi) predstavljaju nula matrice, ovi elementi ipak utiču na dobijene vrednosti parametara šuma unutrašnjeg kola tranzistora. To je zbog toga što se uklanjanjem ovih elemenata menjaju parametri referentnih *de-embedding* oblasti. Kao što je već rečeno, ovi parametri su potrebni prilikom konverzije korelacionih matrica šuma, pa na taj način dolazi do promene korelacionih matrica šuma koje su nastale kao rezultat konverzije.



Konačno, parametri šuma unutrašnjeg kola tranzistora dobijaju se korišćenjem sledećih jednačina, [85, 86, 88],

$$F_{min,u} = 1 + \frac{1}{kT_0} (\operatorname{Re}(C_{A,412}) + \sqrt{C_{A,411} C_{A,422} - (\operatorname{Im}(C_{A,412}))^2}), \quad (5.33)$$

$$R_{n,u} = \frac{C_{A,411}}{2kT_0}, \quad (5.34)$$

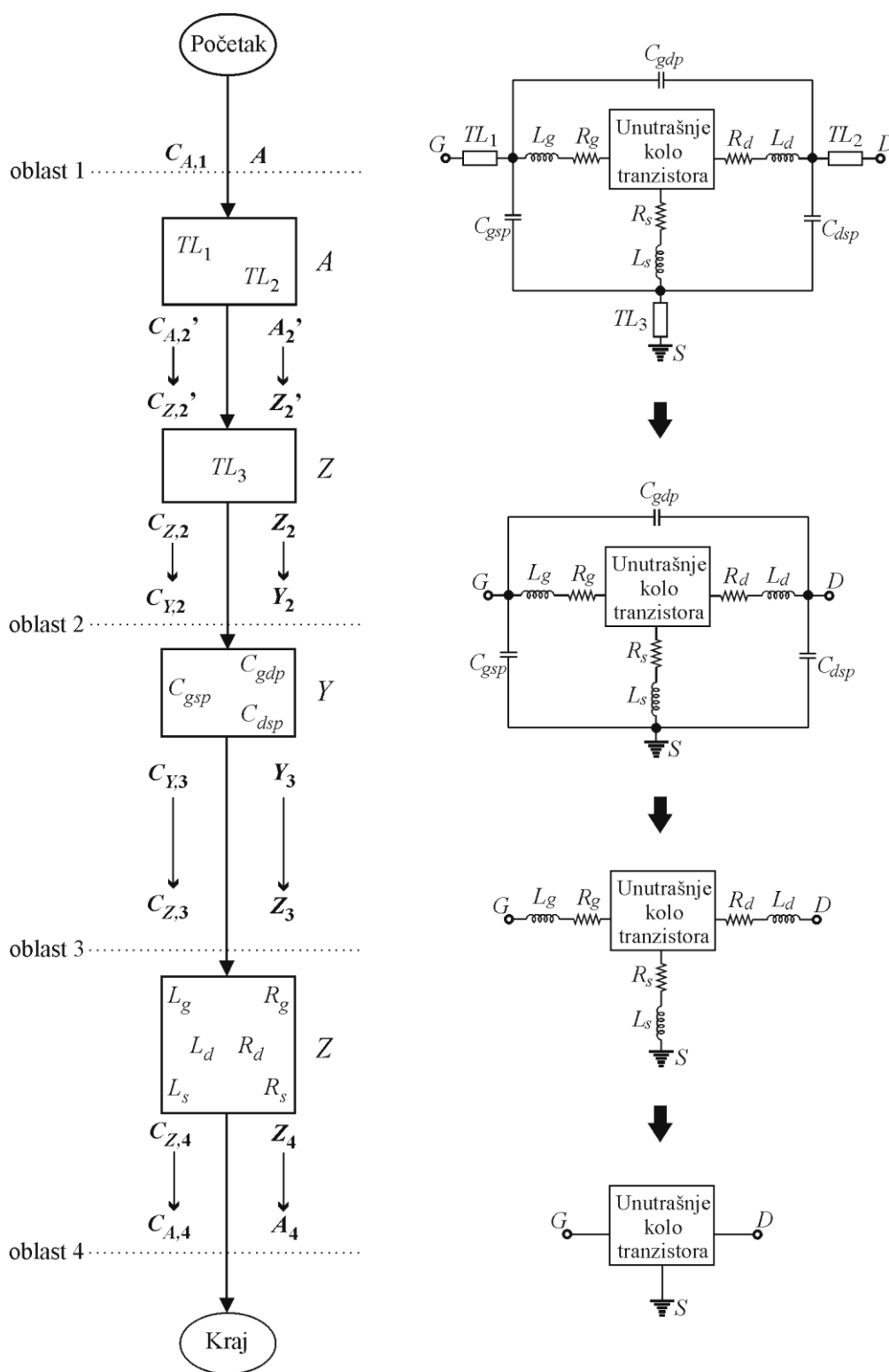
$$Y_{opt,u} = \frac{\sqrt{C_{A,411} C_{A,422} - (\operatorname{Im}(C_{A,412}))^2} + j \operatorname{Im}(C_{A,412})}{C_{A,411}}, \quad (5.35)$$

$$\Gamma_{opt,u} = \frac{Y_0 - Y_{opt,u}}{Y_0 + Y_{opt,u}}. \quad (5.36)$$

Kompletan analitički postupak *de-embedding*-a elemenata spoljašnjeg kola tranzistora prikazan je na Slici 5.2. U okviru blokova naznačeni su svi elementi spoljašnjeg kola čiji je efekat potrebno otkloniti, dok su između blokova prikazane dobijene matrice kao i njihove konverzije. Sa desne strane blokova prikazane su korišćene formulacije ( $A$ ,  $Y$  ili  $Z$ ). Pored blok dijagrama ilustrovana je transformacija spoljašnjeg kola tranzistora tokom procesa *de-embedding*-a.

### 5.1.1 Numerički rezultati i diskusija

Validacija predloženog metoda za određivanje talasnih temperatura šuma baziranog na analitičkom *de-embedding* postupku urađena je na primeru pakovanog GaAs HEMT-a NE20283A, proizvođača NEC.  $S$  parametri i parametri šuma ove komponente mereni su pri različitim temperaturama ambijenta na Univerzitetu u Palermu, Italija [99]. Za merenje je korišćen automatizovani merni sistem koji ima mogućnost merenja faktora šuma do 40 GHz i softver koji na osnovu merenih podataka izračunava vrednosti sva četiri parametra šuma.  $S$  parametri i parametri šuma mereni su u opsegu frekvencija od 6 do 18 GHz, sa korakom 0.2 GHz. Merenja na različitim temperaturama ambijenta ostvarena su smeštanjem test kućišta zajedno sa komponentom u termički kontrolisanu komoru. Temperatura je menjana u intervalu od 233 K do 333 K, sa korakom od 20 K. Vrednosti elemenata ekvivalentnog kola tranzistora za male signale (Slika 2.14), dobijene optimizacionom procedurom na osnovu merenih  $S$  parametara, preuzete su iz rada [99] i date su u Tabeli 5.2.



Slika 5.2 Blok dijagram kompletne analitičke procedure de-embedding-a elemenata spoljašnjeg kola tranzistora za male signale, kao i ilustracija transformacije ovog kola tokom procesa de-embedding-a.

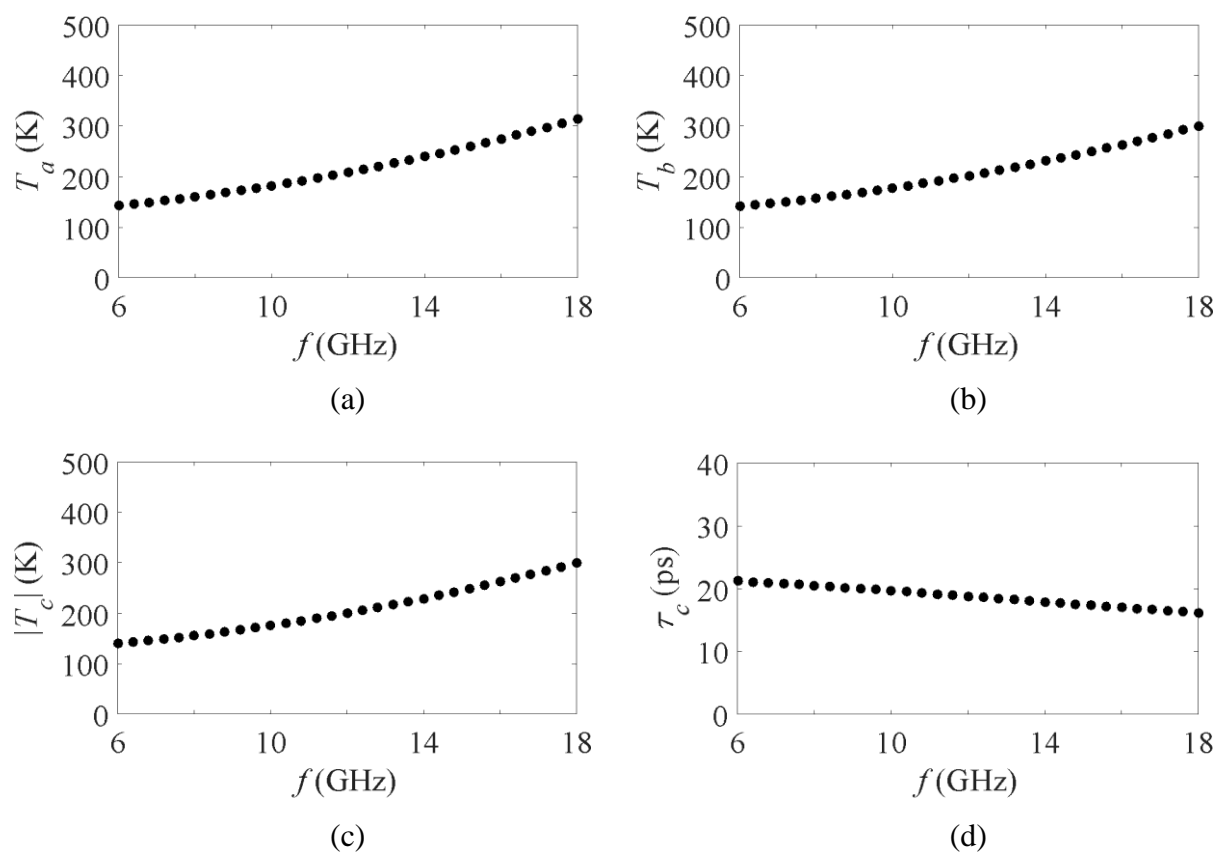
Tabela 5.2 Vrednosti elemenata ekvivalentnog kola tranzistora za male signale, [99].

$T$ (K)	233	253	273	293	313	333
$C_{gsp}$ (pF)	0.105	0.1049	0.1048	0.0984	0.0919	0.0871
$C_{dsp}$ (pF)	0.05792	0.0532	0.05115	0.0423	0.03699	0.0365
$C_{gdp}$ (pF)	0.00188	0.003	0.00394	0.0042	0.00421	0.00462
$L_g$ (nH)	0.4256	0.4256	0.4256	0.4256	0.4336	0.4366
$R_g$ ( $\Omega$ )	1.086	1.37	2.056	2.61	2.61	2.61
$C_{gs}$ (pF)	0.216	0.216	0.216	0.216	0.221	0.221
$C_{gd}$ (pF)	0.02053	0.0202	0.019	0.0188	0.01804	0.01804
$R_{gs}$ ( $\Omega$ )	1.391	1.299	1.25	1.2	0.9	0.72
$g_m$ (mS)	44.17	43.135	42.5	41.5	40.5	39.5
$R_{ds}$ ( $\Omega$ )	254.8	254.8	254.8	260.3	260.3	260.3
$C_{ds}$ (pF)	0.05144	0.04986	0.0497	0.04965	0.04965	0.00494
$R_s$ ( $\Omega$ )	0.1781	0.2	0.3	0.422	0.5618	0.812
$L_s$ (nH)	0.03814	0.0373	0.037	0.0351	0.03	0.03
$R_d$ ( $\Omega$ )	0.6351	0.6477	0.6477	0.68	0.68	0.68
$L_d$ (nH)	0.19702	0.197	0.195	0.166	0.1664	0.1662
$l_1$ ( $\mu\text{m}$ )	978.6	978.6	978.6	978.6	998.4	999.7
$l_2$ ( $\mu\text{m}$ )	2329	2458	2458	2566	2748	2757
$l_3$ ( $\mu\text{m}$ )	298.8	298.8	298.8	298.8	334.4	339.9
$\tau$ (ps)	3.50862	3.474	3.45	3.47	3.67	3.79

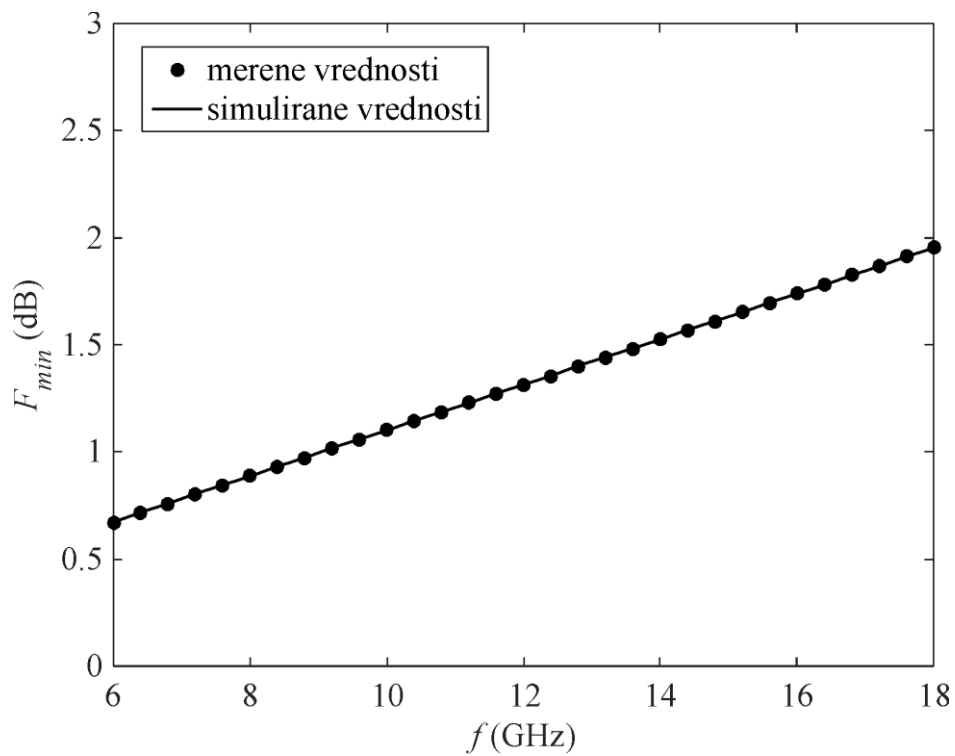
Kompletan analitički *de-embedding* postupak najpre je razvijen implementirajući jednačine (5.1) - (5.36) u okviru MATLAB (*MATrix LABoratory*) softverskog okruženja, [100]. Razvijeni analitički *de-embedding* postupak je zatim iskorišćen za ekstrakciju parametara šuma unutrašnjeg kola razmatranog tranzistora, na svim frekvencijama i temperaturama na kojima su izvršena merenja parametara šuma tranzistora. Na osnovu ekstrahovanih vrednosti parametara šuma unutrašnjeg kola tranzistora, primenom jednačina (3.120) - (3.122), određene su talasne temperature šuma. Ove temperature su dalje dodeljene talasnom modelu šuma tranzistora implementiranom u okviru ADS (*Advanced Design System*) simulatora kola, [101]. Korišćenjem implementiranog talasnog modela šuma, kao i

ekvivalentnog kola razmatranog tranzistora, koje je takođe implementirano u okviru ADS-a, izvršena je simulacija parametara šuma tranzistora. Konačno, simulirane vrednosti parametara šuma tranzistora su upoređene sa odgovarajućim merenim vrednostima ovih parametara.

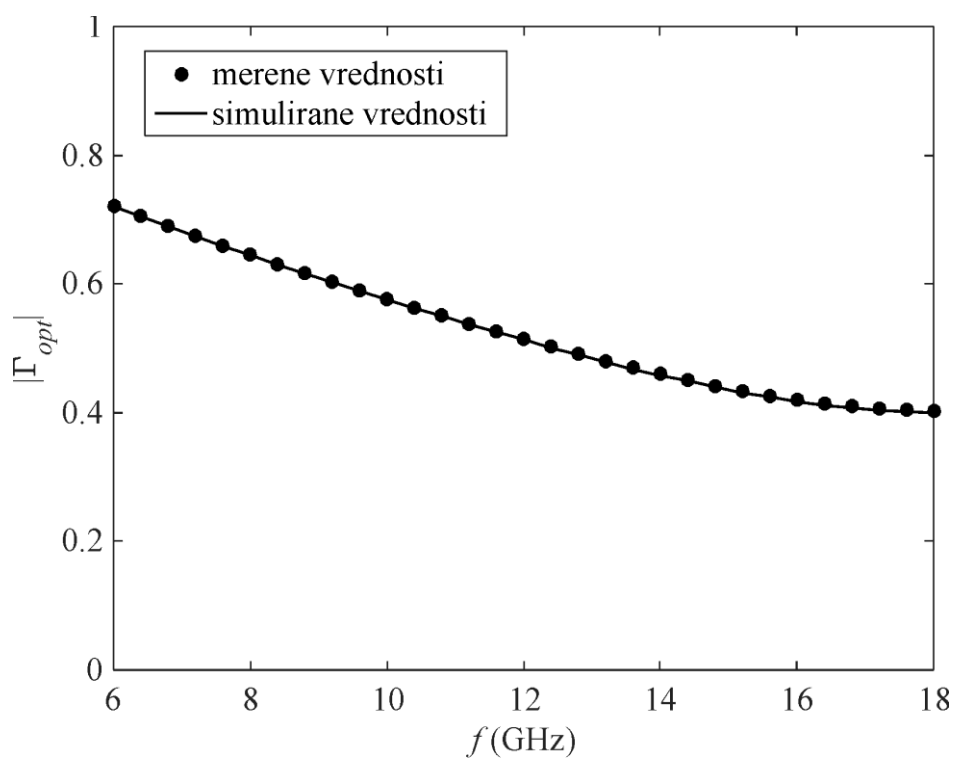
Kao ilustracija, Slika 5.3 prikazuje talasne temperature šuma dobijene predloženim ekstrakcionim metodom u frekvencijskom opsegu od 6 do 18 GHz, na temperaturi od 293 K. Pored toga, Slika 5.4 daje poređenje parametara šuma tranzistora simuliranih na osnovu dobijenih talasnih temperatura šuma sa odgovarajućim merenim podacima, na temperaturi od 293 K, [59, 63, 64]. Kao što se može videti, simulirane vrednosti parametara šuma tranzistora veoma su bliske merenim vrednostima ovih parametara, što potvrđuje tačnost predloženog postupka za određivanje talasnih temperatura šuma. Treba napomenuti da su vrednosti dobijenih talasnih temperatura šuma i merenih parametara šuma tranzistora, koje su prikazane na Slikama 5.3 i 5.4, respektivno, kao i sve ostale vrednosti ovih parametara koje će biti prezentovane u okviru ove glave, u cilju preglednosti date sa većim frekvencijskim korakom od 0.4 GHz.



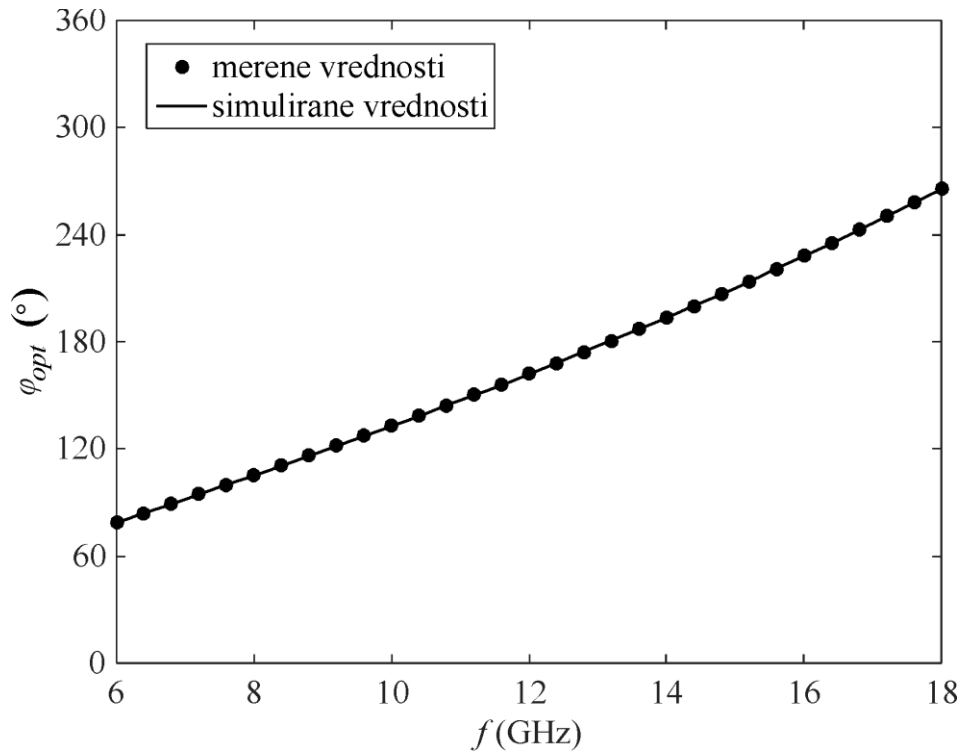
Slika 5.3 Talasne temperature šuma dobijene korišćenjem predloženog ekstrakcionog metoda, na temperaturi od 293 K: (a)  $T_a$ , (b)  $T_b$ , (c)  $|T_c|$  i (d)  $\tau_c$ .



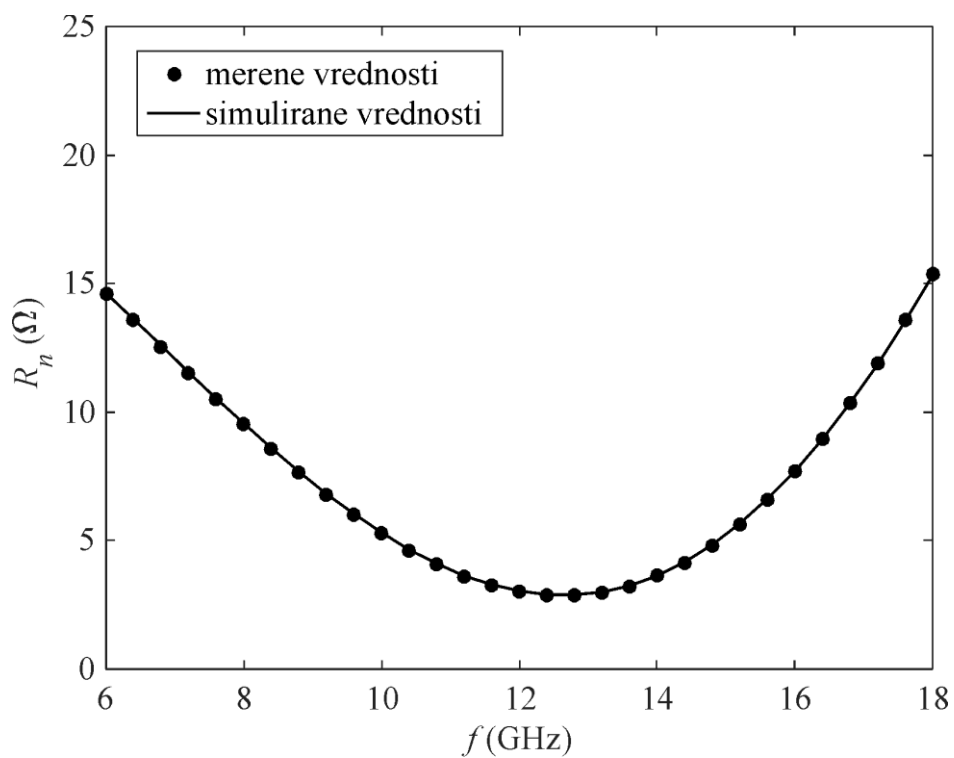
(a)



(b)



(c)

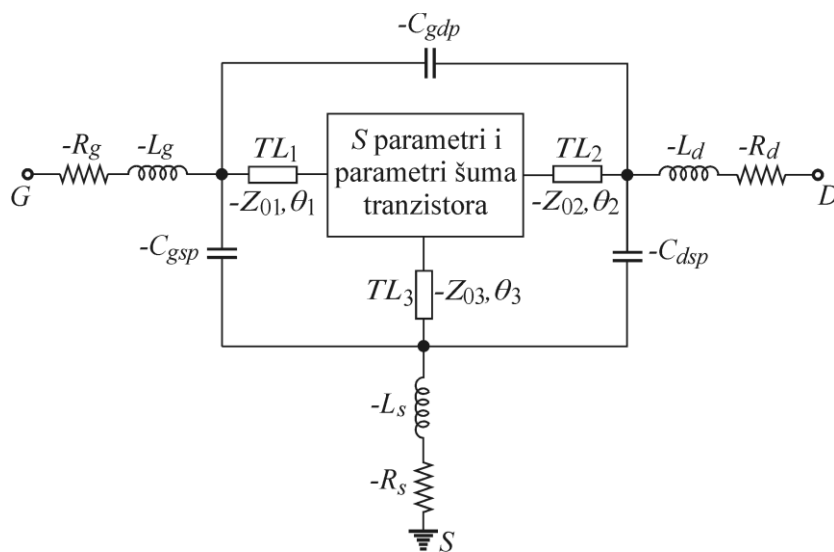


(d)

Slika 5.4 Frekvencijska zavisnost merenih i simuliranih vrednosti parametara šuma na temperaturi od 293 K: (a)  $F_{min}$ , (b)  $|\Gamma_{opt}|$ , (c)  $\varphi_{opt}$  i (d)  $R_n$ .

## 5.2 EKSTRAKCIONI METOD 2

U slučaju ovog ekstrakcionog metoda, parametri šuma unutrašnjeg kola tranzistora, na osnovu kojih se proračunavaju talasne temperature šuma korišćenjem odgovarajućih jednačina, određuju se primenom *de-embedding* postupka u okviru simulatora mikrotalasnih kola. Polazna tačka ovog *de-embedding* postupka je predstavljanje tranzistora uz pomoć njegovih  $S$  parametara i parametara šuma u okviru simulatora mikrotalasnih kola, [90]. Zatim se vrši nadovezivanje elemenata spoljašnjeg kola tranzistora istih vrednosti, ali sa negativnim predznakom, i obrnutim redosledom nego što je to u slučaju ekvivalentnog kola tranzistora koje je prikazano na Slici 2.14. Na ovaj način se otklanja efekat elemenata spoljašnjeg kola tranzistora, pa se simuliranjem rezultujuće šeme prikazane na Slici 5.5 dobijaju parametri šuma koji odgovaraju unutrašnjem kolu tranzistora, [90].



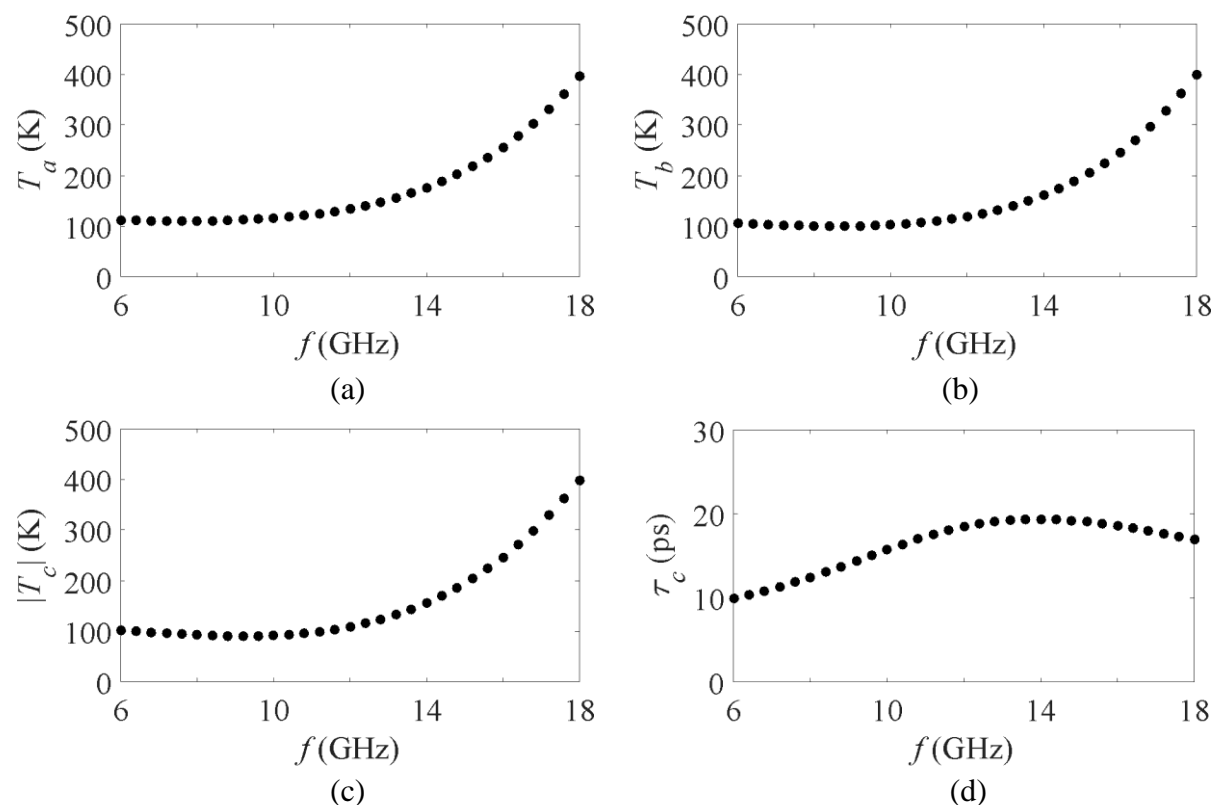
Slika 5.5 Šema za određivanje parametara šuma unutrašnjeg kola MESFET-a / HEMT-a u okviru simulatora mikrotalasnih kola.

### 5.2.1 Numerički rezultati i diskusija

U cilju validacije predloženog ekstrakcionog metoda baziranog na *de-embedding* postupku u okviru simulatora mikrotalasnih kola, on je, kao i prethodno predloženi ekstrakcioni metod, primenjen za određivanje talasnih temperatura šuma pakovanog GaAs HEMT-a NE20283A, proizvođača NEC, o kome je bilo više reči u odeljku 5.1.1.

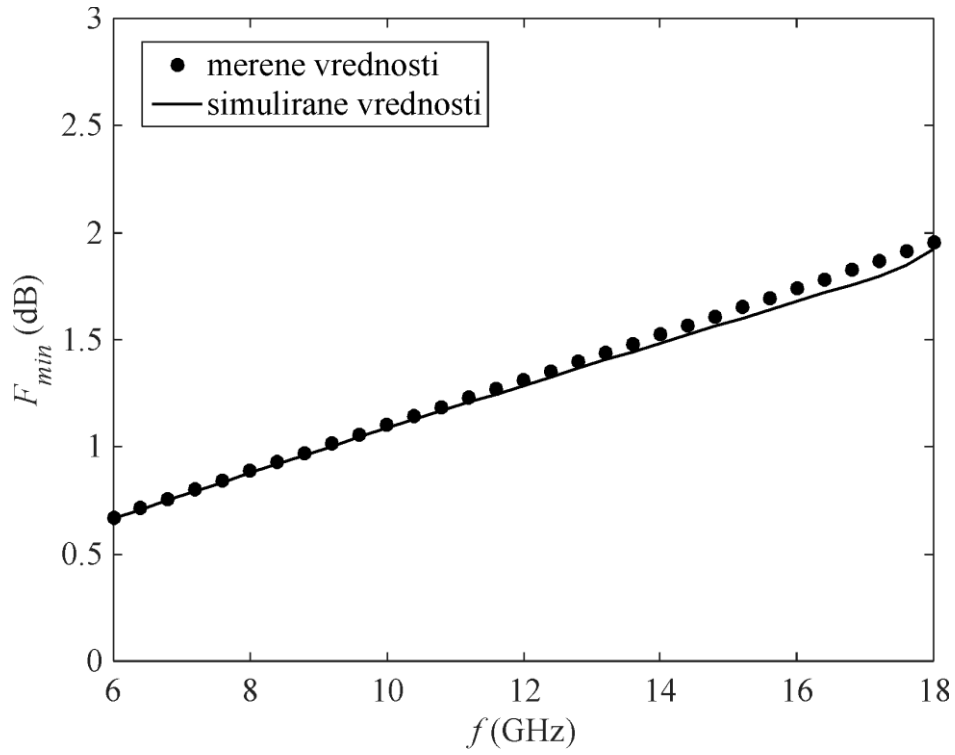
*De-embedding* postupak u okviru simulatora mikrotalasnih kola razvijen je implementirajući šemu prikazanu na Slici 5.5 u okviru ADS-a, [102]. Parametri šuma unutrašnjeg kola tranzistora su određeni simulacijom u ADS-u za sve frekvencije (6 - 18 GHz, korak 0.2 GHz) i temperature (233 - 333 K, korak 20 K) na kojima su izvršena merenja parametara šuma. Korišćenjem dobijenih vrednosti parametara šuma unutrašnjeg kola tranzistora i jednačina (3.120) - (3.122), određene su talasne temperature šuma, koje su zatim dodeljene talasnom modelu šuma implementiranom u okviru ADS simulatora kola, [101]. Nakon toga je korišćenjem implementiranog talasnog modela šuma, kao i ekvivalentnog kola tranzistora prikazanog na Slici 2.14, koje je takođe implementirano u okviru ADS-a, [101], izvršena simulacija parametara šuma tranzistora, a simulirane vrednosti ovih parametara su upoređene sa odgovarajućim merenim podacima.

Slika 5.6 ilustruje frekvencijsku zavisnost talasnih temperatura šuma dobijenih predloženim ekstrakcionim metodom, na temperaturi od 293 K. Takođe, na Slici 5.7 prikazano je poređenje parametara šuma tranzistora simuliranih na osnovu dobijenih talasnih temperatura šuma sa odgovarajućim merenim vrednostima ovih parametara, na temperaturi od 293 K, [64]. Kao što se može videti, i u ovom slučaju je postignuto dobro slaganje između simuliranih i merenih vrednosti parametara šuma tranzistora.

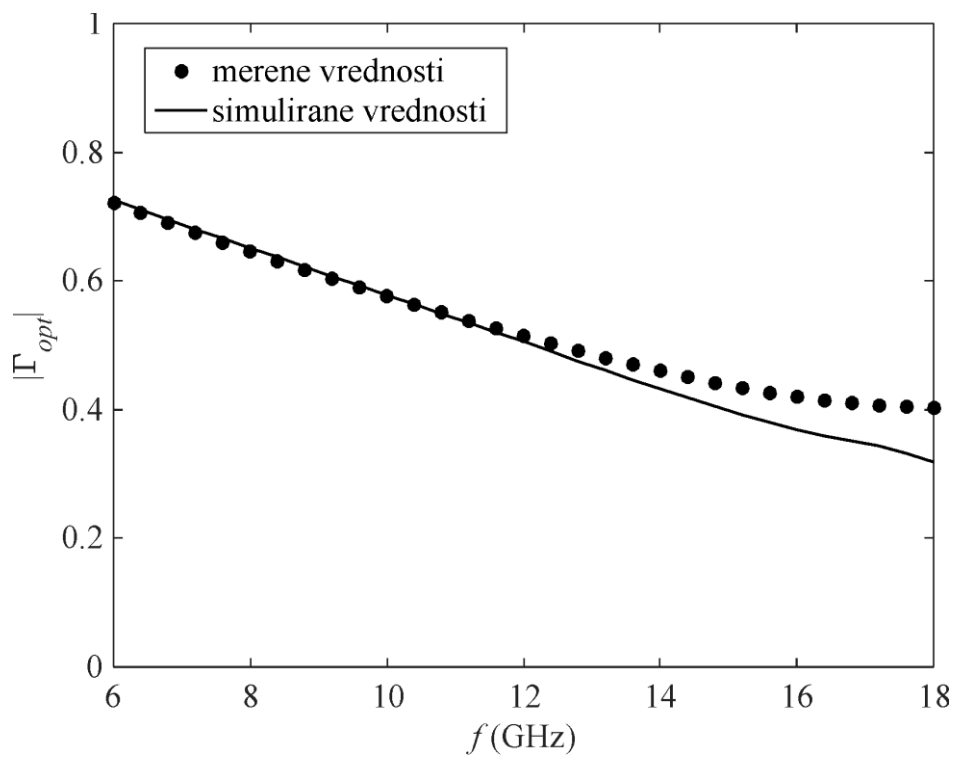


Slika 5.6 Talasne temperature šuma dobijene korišćenjem predloženog ekstrakcionog metoda, na temperaturi od 293 K: (a)  $T_a$ , (b)  $T_b$ , (c)  $|T_c|$  i (d)  $\tau_c$ .

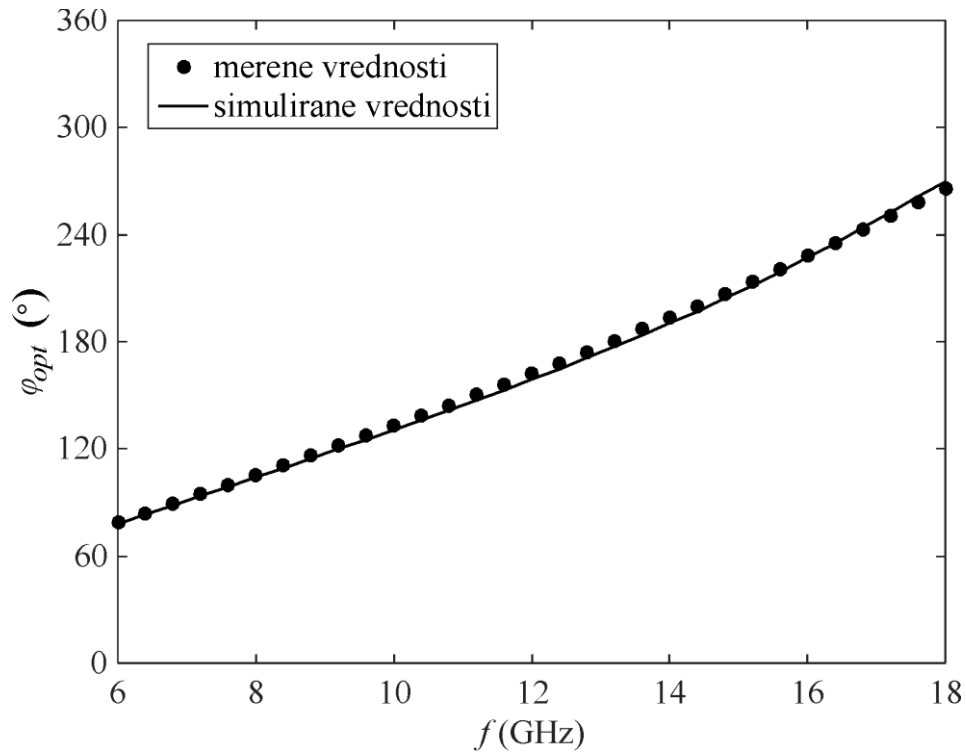




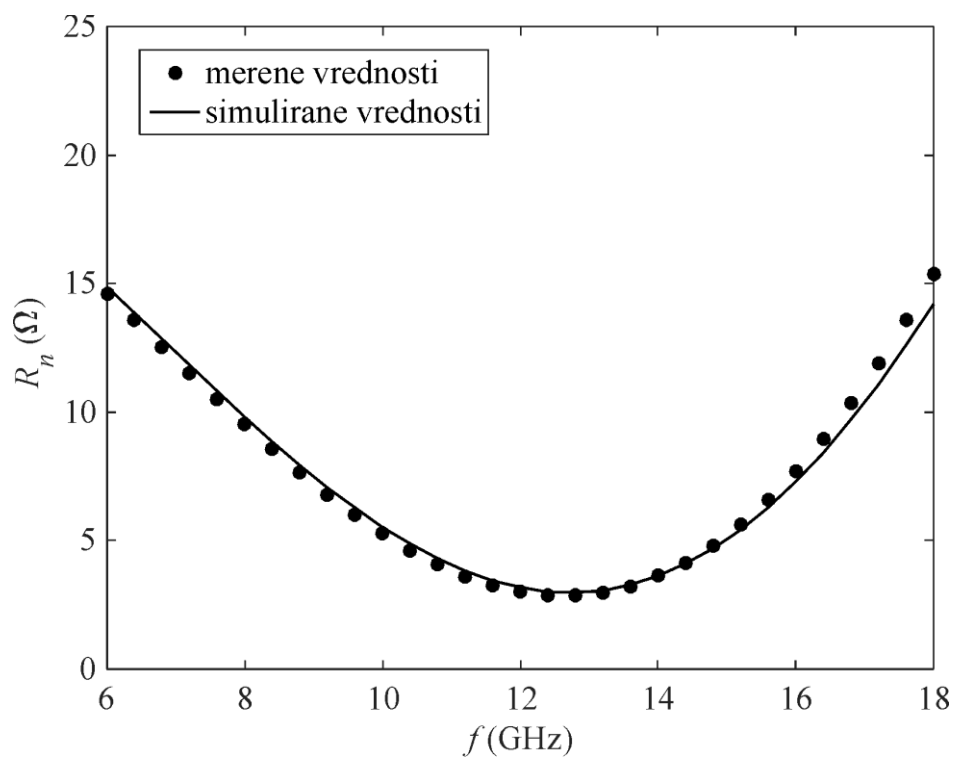
(a)



(b)



(c)

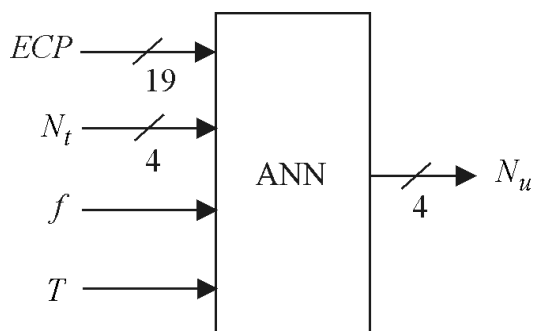


(d)

Slika 5.7 Frekvencijska zavisnost merenih i simuliranih vrednosti parametara šuma na temperaturi od 293 K: (a)  $F_{min}$ , (b)  $|\Gamma_{opt}|$ , (c)  $\varphi_{opt}$  i (d)  $R_n$ .

### 5.3 EKSTRAKCIONI METOD 3

I kod ovog ekstrakcionog metoda glavna pažnja je posvećena određivanju parametara šuma unutrašnjeg kola tranzistora, s obzirom na to da se ovi parametri koriste za neposredni proračun talasnih temperatura šuma primenom odgovarajućih jednačina. U ovom slučaju, parametri šuma unutrašnjeg kola tranzistora dobijaju se primenom *de-embedding* postupka baziranog na veštačkim neuronskim mrežama. Na Slici 5.8 prikazan je predloženi neuronski model baziran na standardnoj MLP strukturi, koji omogućava *de-embedding* spoljašnjih elemenata ekvivalentnog kola tranzistora prikazanog na Slici 2.14, [53, 67, 91]. Naime, prikazani neuronski model ima za cilj proračun parametara šuma unutrašnjeg kola tranzistora,  $N_u (F_{min,u} | \Gamma_{opt,u}, \varphi_{opt,u} \text{ i } R_{n,u})$ , na osnovu parametara šuma tranzistora,  $N_t (F_{min,t} | \Gamma_{opt,t}, \varphi_{opt,t} \text{ i } R_{n,t})$ , frekvencije,  $f$ , temperature ambijenta,  $T$ , i elemenata ekvivalentnog kola tranzistora,  $ECP$  (*Equivalent Circuit Parameters*). Frekvencija i temperatura ambijenta uključene su kao ulazi neuronskog modela, zato što su parametri šuma frekvencijski i temperaturno zavisni. Na taj način, prikazani neuronski model ima 25 neurona koji odgovaraju ulazima i četiri izlazna neurona.



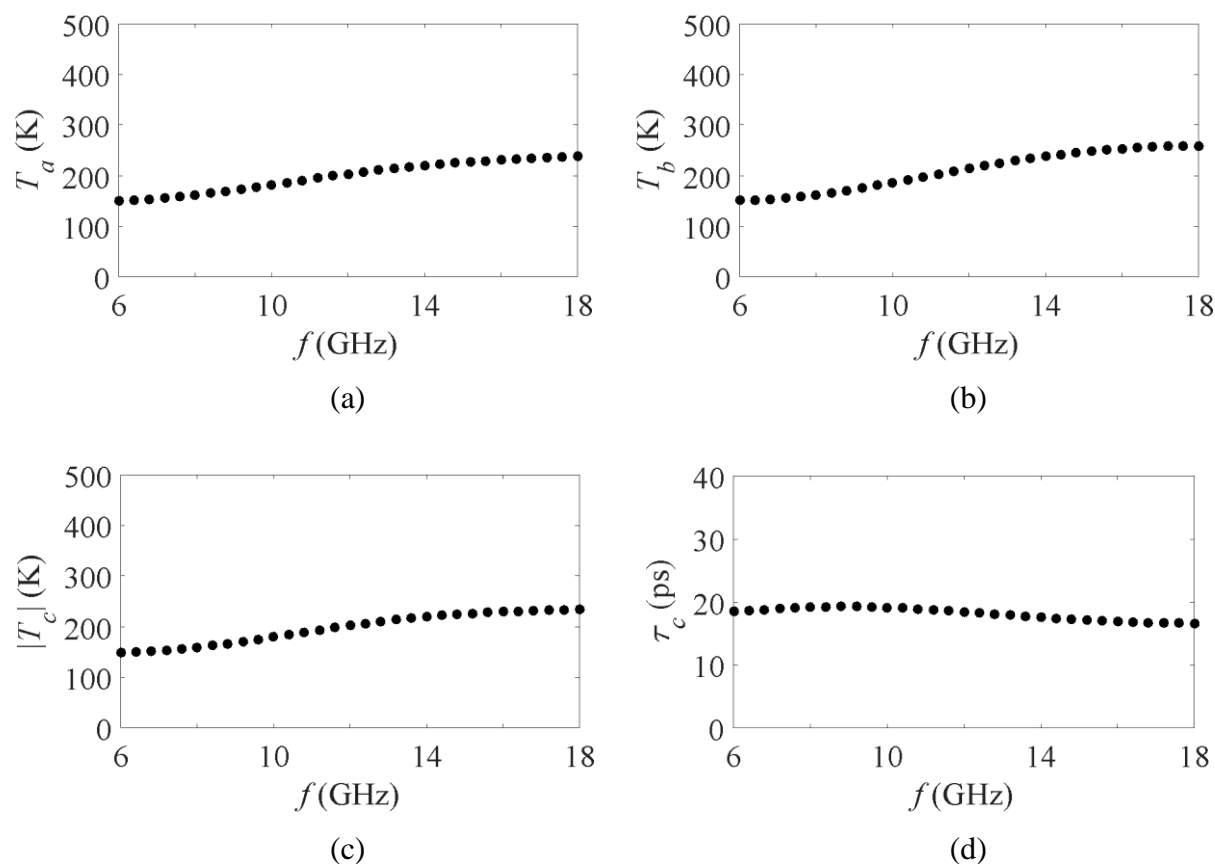
Slika 5.8 Predloženi neuronski model za ekstrakciju parametara šuma unutrašnjeg kola MESFET-a / HEMT-a.

#### 5.3.1 Numerički rezultati i diskusija

Validacija predloženog ekstrakcionog metoda koji se zasniva na *de-embedding* postupku baziranom na veštačkim neuronskim mrežama urađena je, kao i u prethodna dva

slučaja, na primeru NEC-ovog pakovanog GaAs HEMT-a NE20283A, o kome je bilo više reči u odeljku 5.1.1.

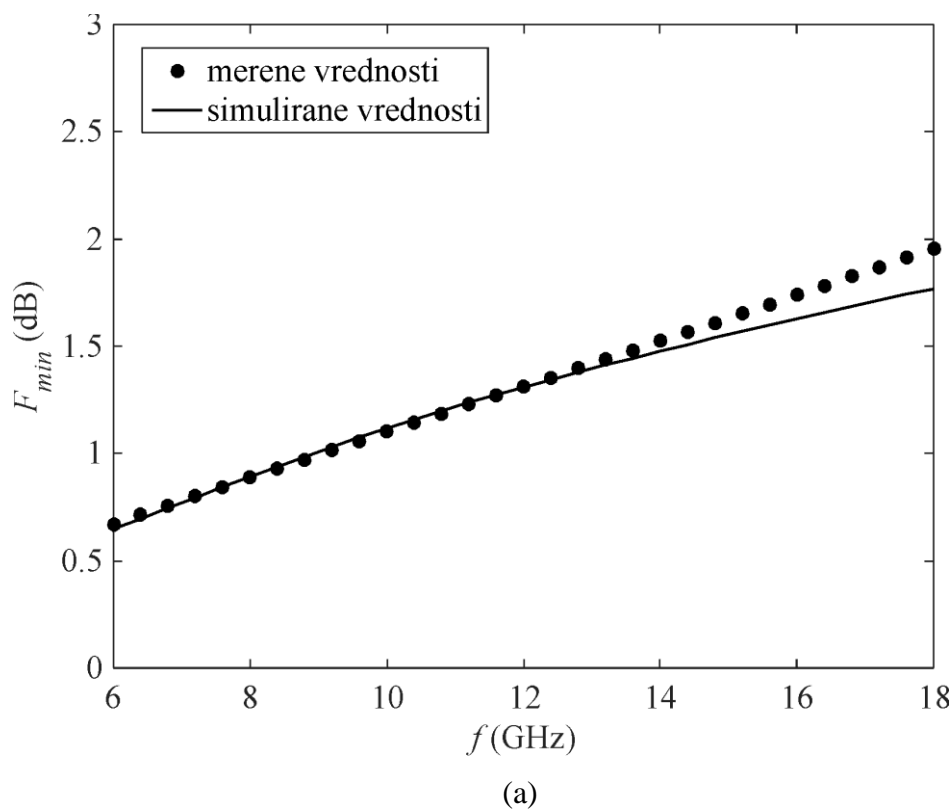
U slučaju *de-embedding* postupka baziranog na veštačkim neuronskim mrežama, u cilju izgradnje odgovarajućeg trening skupa, vrednosti  $N_f$ , korišćene za treniranje veštačkih neuronskih mreža, dobijene su na osnovu nasumično odabranih  $N_u$  uz pomoć razmatranog ekvivalentnog kola tranzistora, Slika 2.14, u okviru ADS-a, [101]. U cilju postizanja dobre pokrivenosti ulaznog prostora, vrednosti  $ECP$  koje su korišćene za obučavanje veštačkih neuronskih mreža dobijene su takođe nasumično u okviru opsega tipičnih vrednosti ovih veličina za frekvencijski opseg 6 - 18 GHz i temperaturni opseg 233 - 333 K. Kako bi se dobila veštačka neuronska mreža sa najboljim karakteristikama, izvršeno je obučavanje nekoliko mreža sa različitim brojem skrivenih slojeva i neurona u okviru MATLAB-a, [100], korišćenjem *quasi-Newton* algoritma, [72]. Mreža koja je dala najbolje rezultate sastoji se iz dva skrivena sloja, sa devet neurona u prvom i 12 neurona u drugom sloju. Trening skup koji je korišćen za obučavanje ove mreže sastoji se iz 45000 uzoraka, [53, 67, 91].

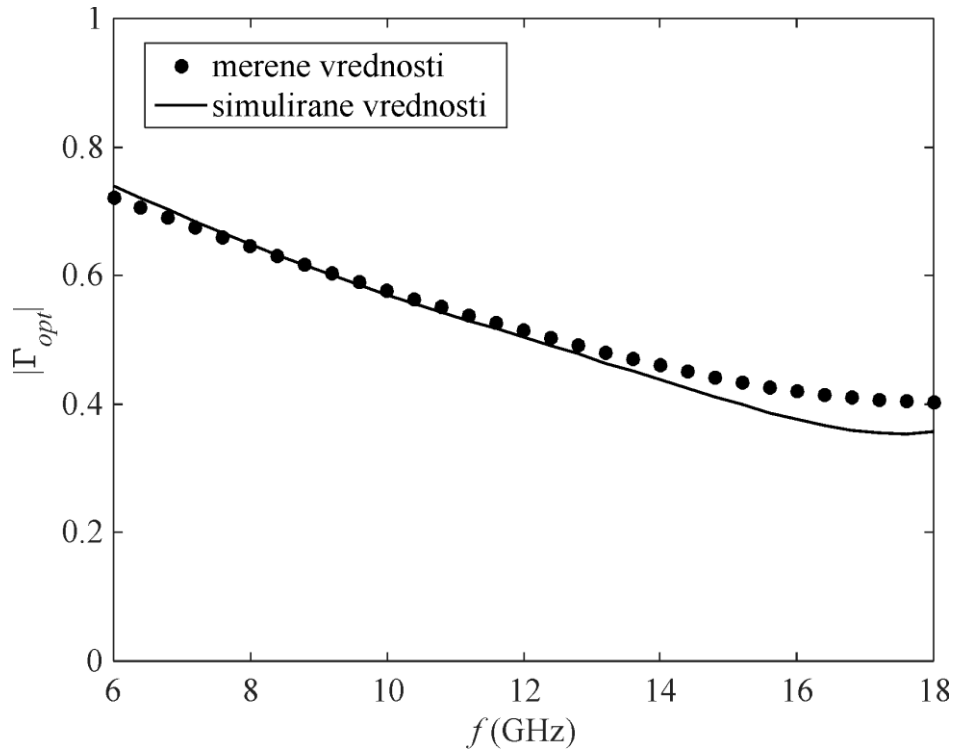


Slika 5.9 Talasne temperature šuma dobijene korišćenjem predloženog ekstrakcionog metoda, na temperaturi od 293 K: (a)  $T_a$ , (b)  $T_b$ , (c)  $|T_c|$  i (d)  $\tau_c$ .

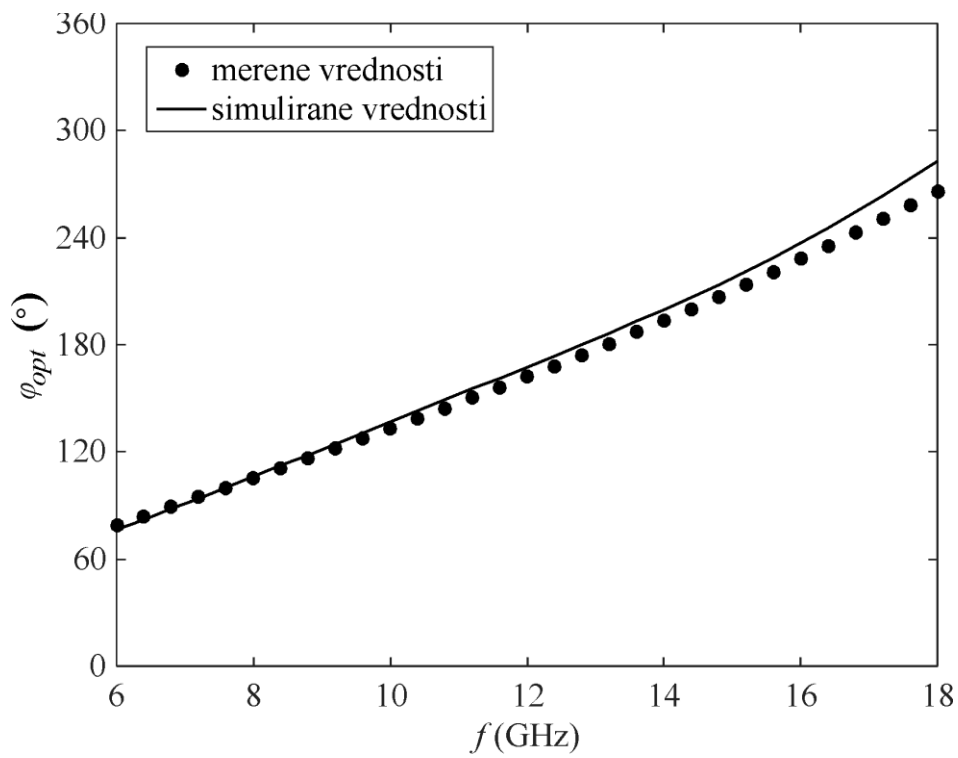
Dobijena mreža je zatim iskorišćena za proračun parametara šuma unutrašnjeg kola tranzistora na svim frekvencijama (6 - 18 GHz, korak 0.2 GHz) i temperaturama (233 - 333 K, korak 20 K) na kojima su izvršena merenja parametara šuma tranzistora. Ekstrahovane vrednosti parametara šuma unutrašnjeg kola tranzistora su dalje iskorišćene za proračun talasnih temperatura šuma primenom jednačina (3.120) - (3.122). Ove temperature su nakon toga pridružene talasnom modelu šuma implementiranom u ADS-u, [101]. Korišćenjem implementiranog talasnog modela šuma, kao i ekvivalentnog kola razmatranog tranzistora, koje je takođe implementirano u okviru ADS-a, [101], izvršena je simulacija parametara šuma tranzistora. Na kraju su simulirane vrednosti parametara šuma tranzistora upoređene sa odgovarajućim merenim podacima.

Kao primer, Slika 5.9 ilustruje vrednosti talasnih temperatura šuma dobijenih primenom predloženog ekstrakcionog metoda koji se zasniva na *de-embedding* postupku baziranom na veštačkim neuronskim mrežama u funkciji frekvencije, na temperaturi od 293 K. Pored toga, Slika 5.10 prikazuje poređenje parametara šuma tranzistora simuliranih na osnovu dobijenih talasnih temperatura šuma sa odgovarajućim merenim vrednostima ovih parametara, na temperaturi od 293 K, [53, 67]. Dobro slaganje između merenih i simuliranih parametara šuma tranzistora potvrđuje tačnost predloženog ekstrakcionog metoda.

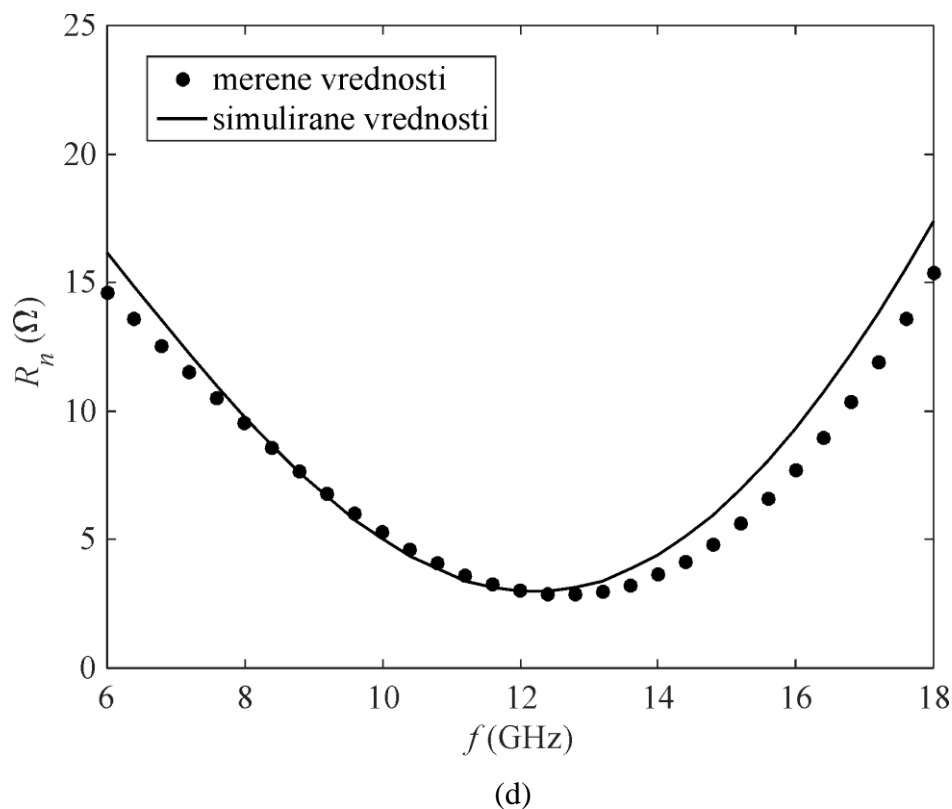




(b)



(c)



Slika 5.10 Frekvencijska zavisnost merenih i simuliranih vrednosti parametara šuma na temperaturi od 293 K: (a)  $F_{min}$ , (b)  $|\Gamma_{opt}|$ , (c)  $\varphi_{opt}$  i (d)  $R_n$ .

#### 5.4 KOMPARATIVNA ANALIZA PREDLOŽENIH EKSTRAKCIONIH METODA BAZIRANIH NA RAZLIČITIM DE-EMBEDDING POSTUPCIMA

U cilju poređenja tačnosti modelovanja parametara šuma tranzistora dobijenih korišćenjem predloženih ekstrakcionih metoda koji se zasnivaju na: analitičkom *de-embedding* postupku (ekstrakcioni metod 1), *de-embedding* postupku u okviru simulatora mikrotalasnih kola (ekstrakcioni metod 2) i *de-embedding* postupku baziranom na veštačkim neuronskim mrežama (ekstrakcioni metod 3), na osnovu rezultata prikazanih na Slikama 5.4, 5.7 i 5.10, proračunate su srednja greška testiranja (*ATE*) i maksimalna greška (*WCE*), [64]. Ove greške, koje pružaju dobar uvid u slaganje između dobijenih i željenih vrednosti određenih parametara, definisane su u odeljku 4.5. Dobijeni rezultati sumirani su u Tabeli 5.3.

Tabela 5.3 Greške testiranja proračunate za modelovane parametre šuma u slučaju predloženih ekstrakcionih metoda, na temperaturi od 293 K, [64].

	ekstrakcioni metod 1		ekstrakcioni metod 2		ekstrakcioni metod 3	
	<i>ATE</i> (%)	<i>WCE</i> (%)	<i>ATE</i> (%)	<i>WCE</i> (%)	<i>ATE</i> (%)	<i>WCE</i> (%)
$F_{min}$	0.160	0.257	2.321	5.620	3.742	14.794
$ \Gamma_{opt} $	0.482	1.029	7.085	26.834	6.248	15.774
$\varphi_{opt}$	0.055	0.091	1.154	2.049	3.099	9.240
$R_n$	0.201	0.670	2.465	9.422	6.251	16.103

Kao što se može videti sa Slika 5.4, 5.7 i 5.10, kao i iz Tabele 5.3, za sva tri predložena ekstrakciona metoda postignuta je dobra tačnost modelovanja parametara šuma. Međutim, ekstrakcioni metod 1 je pokazao bolje rezultate modelovanja u poređenju sa preostala dva metoda. Sa druge strane, kako je analitički *de-embedding* postupak primenjen u ekstrakcionom metodu 1 uglavnom baziran na matričnim manipulacijama, on vodi ka matematički zahtevnom proračunu.

Kako se *de-embedding* postupak u okviru simulatora mikrotalasnih kola bazira na implementaciji šeme čiji spoljašnji elementi imaju negativne vrednosti i obrnuti redosled nego u slučaju razmatranog ekvivalentnog kola tranzistora, ekstrakcioni metod 2 je najjednostavniji u poređenju sa preostala dva metoda. Ipak, takav *de-embedding* postupak nije primenljiv u svim simulatorima kola. Naime, neki simulatori kola ne podržavaju proračun šuma negativnih otpornosti. U ovom slučaju, kompletan *de-embedding* postupak razvijen je u okviru simulatora mikrotalasnih kola ADS 2002, [102]. Međutim, više verzije programskog paketa ADS ne podržavaju *de-embedding* elemenata kola tranzistora. Iz tog razloga, pre razvoja samog *de-embedding* postupka, na jednostavnom primeru bi trebalo proveriti da li je on podržan od strane simulatora.

Ekstrakcioni metod 3 ima manju tačnost u odnosu na ekstrakcioni metod 1 i veću kompleksnost proračuna u odnosu na ekstrakcioni metod 2. Međutim, on omogućava prevazilaženje problema koji su vezani za preostala dva metoda. Naime, *de-embedding*



postupak baziran na veštačkim neuronskim mrežama ne zahteva razvoj kompleksnih matričnih proračuna, kao što je potrebno u slučaju analitičkog *de-embedding* postupka. Pored toga, *de-embedding* postupak baziran na veštačkim neuronskim mrežama ne zahteva određene (starije) verzije simulatora kola koje su potrebne u slučaju *de-embedding* postupka u okviru simulatora mikrotalasnih kola. Na taj način, ekstrakcioni metod 3 predstavlja adekvatnu alternativu ekstrakcionim metodima 1 i 2.

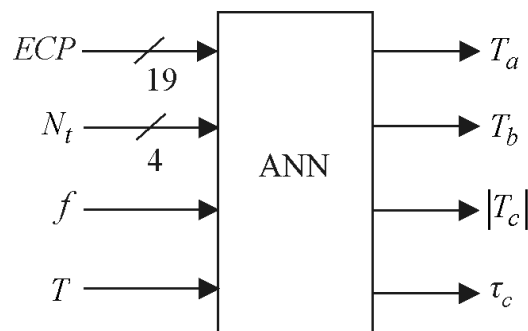
## 6. DIREKTNO ODREĐIVANJE TALASNIH TEMPERATURA ŠUMA PRIMENOM VEŠTAČKIH NEURONSKIH MREŽA

U cilju efikasnijeg određivanja talasnih temperatura šuma u odnosu na vremenski zahtevne optimizacione procedure u simulatorima mikrotalasnih kola, koje se najčešće koriste u tu svrhu, u prethodnoj glavi predloženi su novi ekstrakcioni metodi. Ovi metodi se zasnivaju na indirektnom određivanju talasnih temperatura šuma korišćenjem parametara šuma unutrašnjeg kola tranzistora, koji se ekstrahuju na osnovu merenih parametara šuma tranzistora primenom različitih *de-embedding* postupaka. Pored metoda za indirektno određivanje talasnih temperatura šuma, razvijeni su i metodi bazirani na veštačkim neuronskim mrežama koji omogućavaju efikasno direktno određivanje ovih parametara. Ovi metodi, za razliku od prethodno predloženih ekstrakcionih metoda, ne zahtevaju poznate parametre šuma unutrašnjeg kola tranzistora, a time ni primenu *de-embedding* postupka u cilju otklanjanja efekata elemenata spoljašnjeg kola tranzistora. U okviru ove glave biće predstavljena četiri različita metoda za direktnu ekstrakciju talasnih temperatura šuma. Svi predloženi ekstrakcioni metodi su bazirani na veštačkim neuronskim mrežama, [56-58, 65, 68].

### 6.1 EKSTRAKCIONI METOD 1

Na Slici 6.1 prikazan je predloženi neuronski model baziran na standardnoj MLP strukturi, koji omogućava određivanje dveju realnih talasnih temperatura šuma,  $T_a$  i  $T_b$ , i

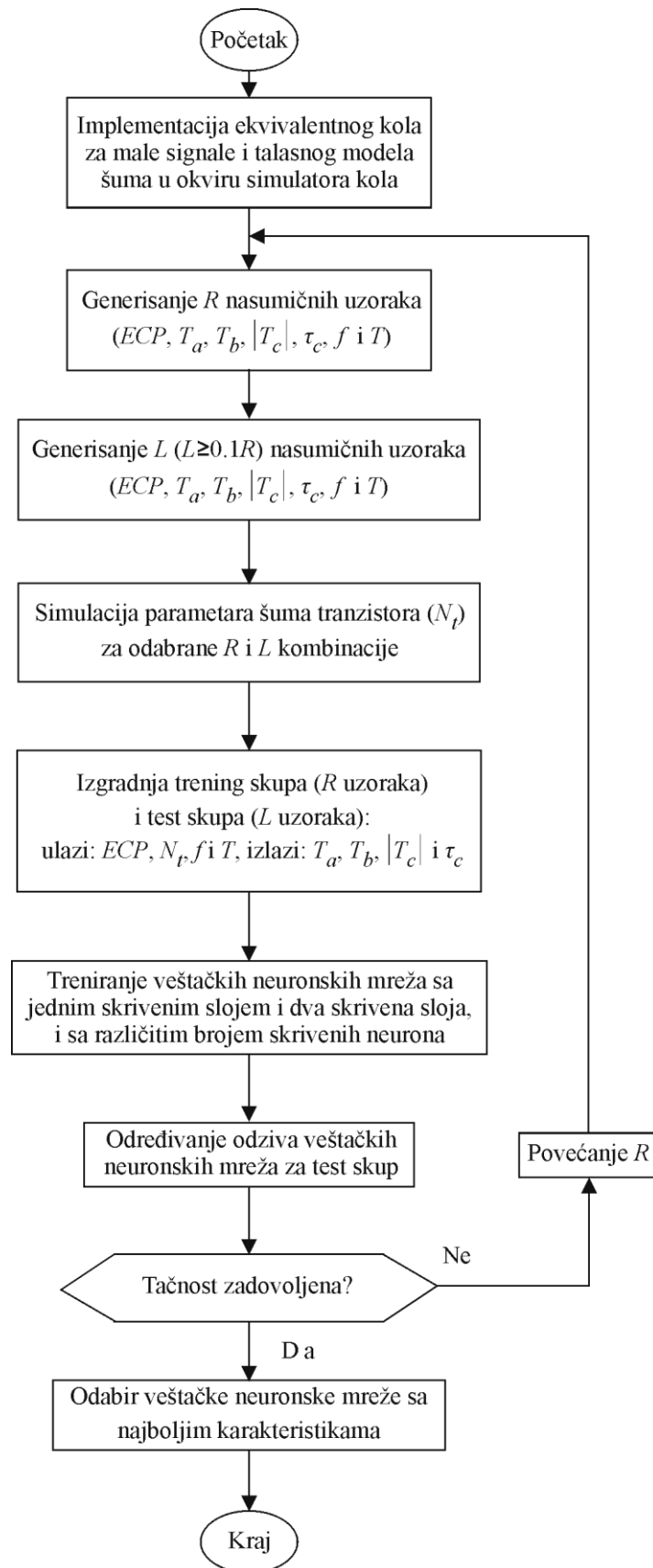
kompleksne korelacione talasne temperature šuma,  $T_c = |T_c| e^{j\omega\tau_c}$ , u slučaju ekvivalentnog kola tranzistora prikazanog na Slici 2.14, [58, 68]. Određivanje ovih temperatura vrši se na osnovu elemenata razmatranog ekvivalentnog kola,  $ECP$ , parametara šuma tranzistora,  $N_t$  ( $F_{min}$ ,  $|\Gamma_{opt}|$ ,  $\varphi_{opt}$  i  $R_n$ ), frekvencije,  $f$ , i temperature,  $T$ . Na taj način, prikazani neuronski model ima 25 neurona koji odgovaraju ulazima i četiri izlazna neurona koji odgovaraju talasnim temperaturama šuma.



Slika 6.1 Predloženi neuronski model za određivanje talasnih temperatura šuma.

Kompletna procedura razvoja i validacije predloženog neuronskog modela ilustrovana je blok dijagramom prikazanim na Slici 6.2, i može se opisati na sledeći način, [58]:

- Korak 1: implementacija razmatranog ekvivalentnog kola tranzistora za male signale i talasnog modela šuma u okviru standardnog simulatora kola.
- Korak 2: generisanje  $R$  nasumično odabranih uzoraka  $ECP$ ,  $T_a$ ,  $T_b$ ,  $|T_c|$  i  $\tau_c$ , u okviru opsega tipičnih vrednosti ovih parametara, kojima je dodeljeno  $R$  kombinacija  $f$  i  $T$ , koje su takođe nasumično odabrane u okviru frekvencijskog i temperaturnog opsega rada tranzistora. Ovi podaci koriste se za izgradnju odgovarajućeg trening skupa.
- Korak 3: generisanje  $L$  ( $L \geq 0.1R$ ) nasumično odabranih uzoraka  $ECP$ ,  $T_a$ ,  $T_b$ ,  $|T_c|$  i  $\tau_c$ , u okviru opsega tipičnih vrednosti ovih parametara, kojima je dodeljeno  $L$  kombinacija  $f$  i  $T$ , takođe nasumično odabranih u okviru frekvencijskog i temperaturnog opsega rada tranzistora. Ovi podaci koriste se za izgradnju odgovarajućeg test skupa.
- Korak 4: za  $R$  i  $L$  različitih kombinacija  $ECP$ ,  $T_a$ ,  $T_b$ ,  $|T_c|$ ,  $\tau_c$ ,  $f$  i  $T$ , simuliranje parametara šuma tranzistora,  $N_t$ , u okviru standardnog simulatora kola.



Slika 6.2 Blok dijagram razvoja i validacije predloženog neuronskog modela.

- Korak 5: izgradnja trening i test skupa namenjenih veštačkim neuronskim mrežama, koje imaju za cilj određivanje talasnih temperatura šuma:
  - Trening skup –  $R$  kombinacija {ulazi:  $ECP, N_t, f, T$ ; izlazi:  $T_a, T_b, |T_c|, \tau_c$ } i
  - Test skup –  $L$  kombinacija {ulazi:  $ECP, N_t, f, T$ ; izlazi:  $T_a, T_b, |T_c|, \tau_c$ }.
- Korak 6: treniranje određenog broja veštačkih neuronskih mreža sa 25 ulaza i četiri izlaza, i sa jednim ili dva skrivena sloja, sa različitim brojem skrivenih neurona.
- Korak 7: validacija obučenih veštačkih neuronskih mreža poređenjem njihovog odziva sa referentnim vrednostima koje nisu korišćene prilikom treninga (test skup sa  $L$  uzoraka).
- Korak 8: ukoliko rezultati testiranja nemaju zadovoljavajuću tačnost, vrši se povećanje  $R$ , a zatim i ponavljanje koraka 2 - 7. U suprotnom, prelazi se na korak 9.
- Korak 9: odabir veštačke neuronske mreže sa najboljim karakteristikama. Ova neuronska mreža će ubuduće biti korišćena za određivanje talasnih temperatura šuma.

### 6.1.1 Numerički rezultati i diskusija

Kako bi se izvršila validacija predloženog ekstrakcionog metoda, on je primenjen za određivanje talasnih temperatura šuma u slučaju pakovanog GaAs HEMT-a NE20283A, proizvođača NEC. Merenje  $S$  parametara i parametara šuma ovog tranzistora vršeno je u frekvenzijskom opsegu od 6 do 18 GHz, sa korakom 0.2 GHz, i temperaturnom opsegu od 233 do 333 K, sa korakom od 20 K. O samom postupku merenja ovih parametara bilo je više reči u odeljku 5.1.1, [99]. Takođe, u okviru tog odeljka, date su i ekstrahovane vrednosti elemenata ekvivalentnog kola ovog tranzistora (Slika 2.14), [99].

Kako bi se postigla dobra pokrivenost ulaznog prostora, imajući u vidu veliki broj ulaza, vrednosti  $ECP$  koje su korišćene sa obučavanje i testiranje veštačkih neuronskih mreža dobijene su nasumično u okviru opsega tipičnih vrednosti ovih veličina za frekvenzijski opseg 6 - 18 GHz i temperaturni opseg 233 - 333 K. Odgovarajuće vrednosti  $N_t$ , takođe korišćene za obučavanje i testiranje veštačkih neuronskih mreža, dobijene su u okviru ADS simulatora kola, [101], na osnovu nasumično dobijenih talasnih temperatura šuma, primenom ekvivalentnog kola tranzistora i talasnog modela šuma.

U cilju dobijanja veštačke neuronske mreže sa najboljim karakteristikama, izvršeno je obučavanje nekoliko mreža korišćenjem trening skupova sa različitim brojem uzoraka. Kako bi se odredio optimalan broj uzoraka trening skupa, broj uzoraka je postepeno povećavan sve do dobijanja mreže sa najboljim karakteristikama. Za svaki trening skup, izvršeno je obučavanje mreža sa različitim brojem skrivenih slojeva i neurona u okviru MATLAB softverskog okruženja, [100], primenom *quasi-Newton* algoritma, [72]. Kao mera obučenosti i generalizacije veštačkih neuronskih mreža korišćeni su sledeći parametri: srednja greška testiranja (*ATE*), maksimalna greška (*WCE*) i korelacioni koeficijent (*r*). Među obučanim neuronskim mrežama, mreža koja je dala najbolje rezultate sastoji se iz dva skrivena sloja, sa devet neurona u prvom i 12 neurona u drugom sloju, [58]. Ova mreža obučena je korišćenjem trening skupa koji sadrži 40000 uzoraka, pri čemu se za njeno testiranje koristio test skup koji se sastoji iz 10000 uzoraka, [58]. U Tabeli 6.1 prikazani su rezultati koji predstavljaju meru obučenosti i generalizacije odabrane veštačke neuronske mreže.

Tabela 6.1 Rezultati testiranja odabrane veštačke neuronske mreže.

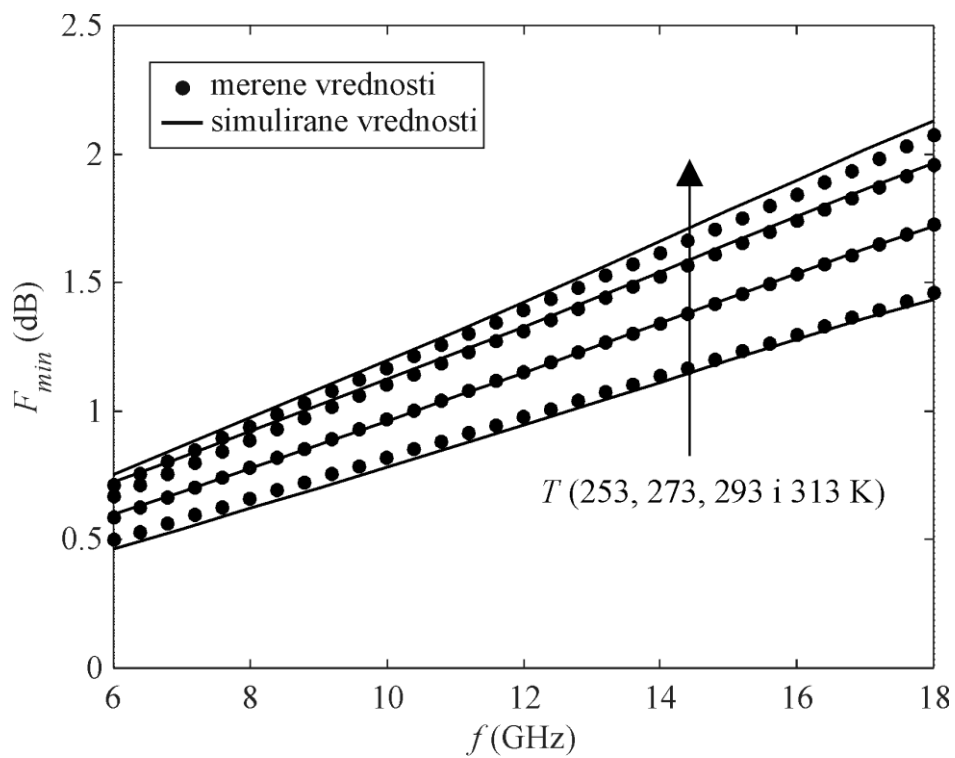
		<i>ATE</i> (%)	<i>WCE</i> (%)	<i>r</i>
trening skup	$T_a$ (K)	0.18	4.54	0.9996
	$T_b$ (K)	0.19	4.38	0.9996
	$ T_c $ (K)	0.15	3.51	0.9998
	$\tau_c$ (ps)	0.30	7.36	0.9995
test skup	$T_a$ (K)	0.23	5.09	0.9996
	$T_b$ (K)	0.22	4.24	0.9996
	$ T_c $ (K)	0.19	2.87	0.9998
	$\tau_c$ (ps)	0.30	7.86	0.9995

Odabrana veštačka neuronska mreža zatim je iskorišćena za određivanje talasnih temperatura šuma na svim frekvencijama i temperaturama na kojima su izvršena merenja parametara šuma tranzistora. Dobijene talasne temperature šuma su nakon toga pridružene talasnom modelu šuma implementiranom u okviru ADS-a, [101]. Na kraju, korišćenjem implementiranog talasnog modela šuma, kao i ekvivalentnog kola razmatranog tranzistora, koje je takođe implementirano u okviru ADS-a, [101], izvršena je simulacija parametara šuma tranzistora, a dobijene vrednosti upoređene su sa odgovarajućim merenim podacima.

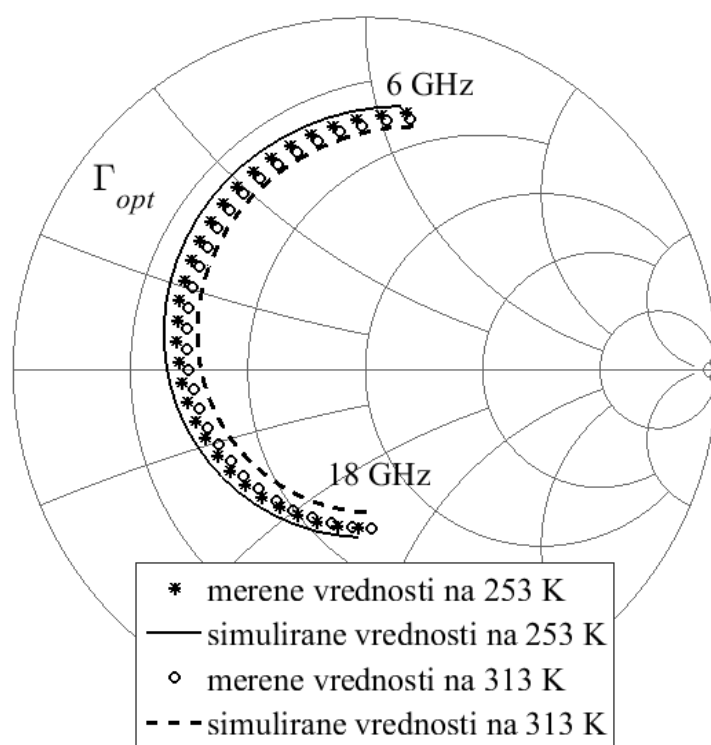
Kao ilustracija, Tabela 6.2 prikazuje dobijene talasne temperature šuma u razmatranom frekvencijskom opsegu za temperature ambijenta 253, 273, 293 i 313 K. Iste temperature ambijenta iskorišćene su i za poređenje simuliranih i merenih parametara šuma tranzistora, Slika 6.3, [58]. Kako bi se rezultati za  $\Gamma_{opt}$  jasno prikazali, oni su dati na dva odvojena grafika. Pored toga, Slika 6.4 prikazuje temperaturnu zavisnost simuliranih i merenih vrednosti  $F_{min}$  za razmatrani frekvencijski opseg, [58]. Kao što se može videti, simulirane vrednosti parametara šuma tranzistora su veoma bliske merenim vrednostima ovih parametara, što potvrđuje tačnost određivanja talasnih temperatura šuma. U cilju preglednosti, i u ovoj glavi su vrednosti dobijenih talasnih temperatura šuma i merenih parametara šuma tranzistora date sa većim frekvencijskim korakom u odnosu na merenja.

Tabela 6.2 *Talasne temperature šuma dobijene korišćenjem odabrane veštačke neuronske mreže, na temperaturama od 253, 273, 293 i 313 K.*

	$f$ (GHz)	6	8	10	12	14	16	18
253 K	$T_a$ (K)	117.22	133.81	151.76	171.80	195.30	222.66	252.92
	$T_b$ (K)	115.45	129.18	143.61	159.70	178.81	201.66	228.30
	$ T_c $ (K)	114.71	129.17	144.42	161.41	181.54	205.51	233.29
	$\tau_c$ (ps)	19.57	19.00	18.32	17.57	16.80	16.06	15.38
273 K	$T_a$ (K)	127.20	143.59	161.79	183.18	208.80	238.28	270.25
	$T_b$ (K)	123.51	137.12	151.89	169.29	190.39	215.16	243.21
	$ T_c $ (K)	123.16	137.47	153.05	171.39	193.59	219.62	248.97
	$\tau_c$ (ps)	19.61	19.01	18.32	17.58	16.82	16.09	15.39
293 K	$T_a$ (K)	138.38	154.36	172.44	194.45	221.42	252.75	287.23
	$T_b$ (K)	132.91	146.23	160.99	179.03	201.40	227.80	257.90
	$ T_c $ (K)	132.91	146.89	162.44	181.45	204.99	232.77	264.39
	$\tau_c$ (ps)	19.65	19.02	18.33	17.59	16.83	16.10	15.38
313 K	$T_a$ (K)	148.54	165.87	186.03	211.12	242.14	278.63	319.31
	$T_b$ (K)	144.43	158.96	175.57	196.30	222.15	252.98	288.59
	$ T_c $ (K)	144.34	159.61	177.11	198.96	226.18	258.67	296.13
	$\tau_c$ (ps)	20.28	19.58	18.82	18.02	17.20	16.41	15.65

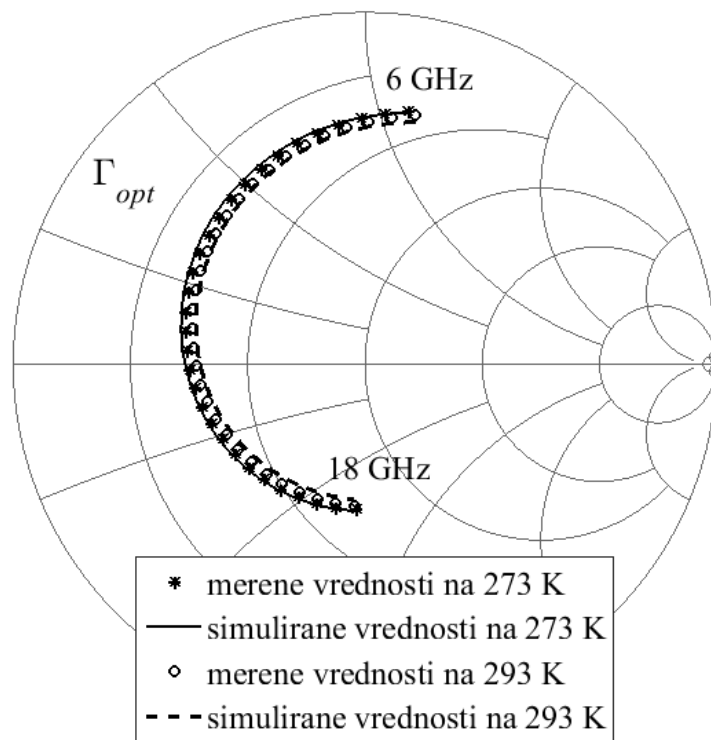


(a)

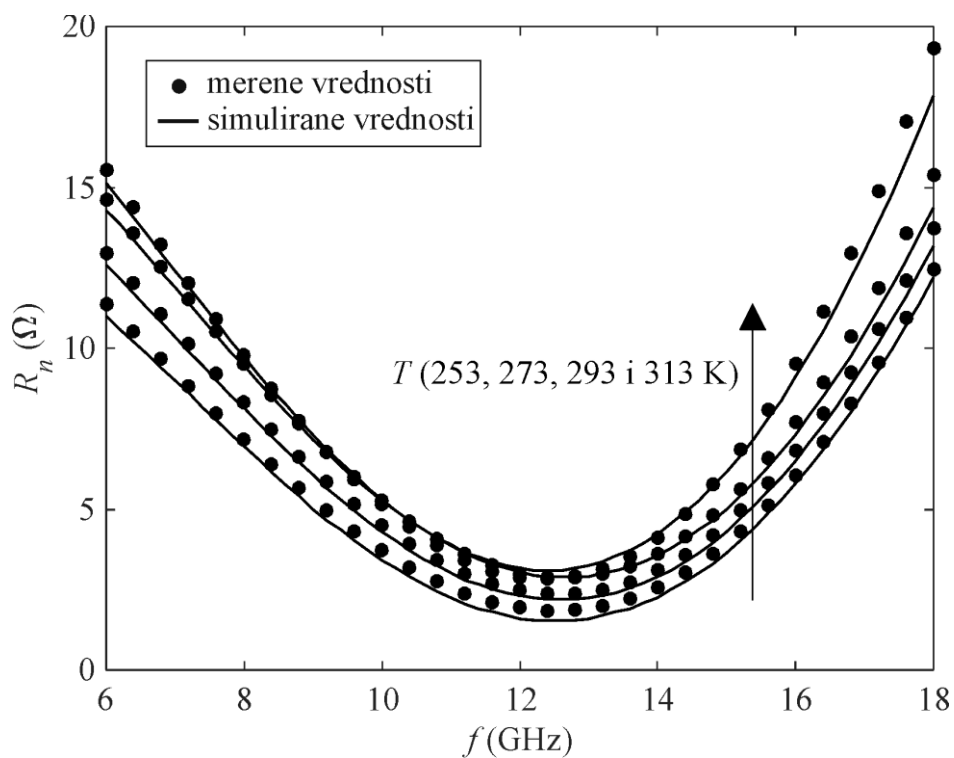


(b)



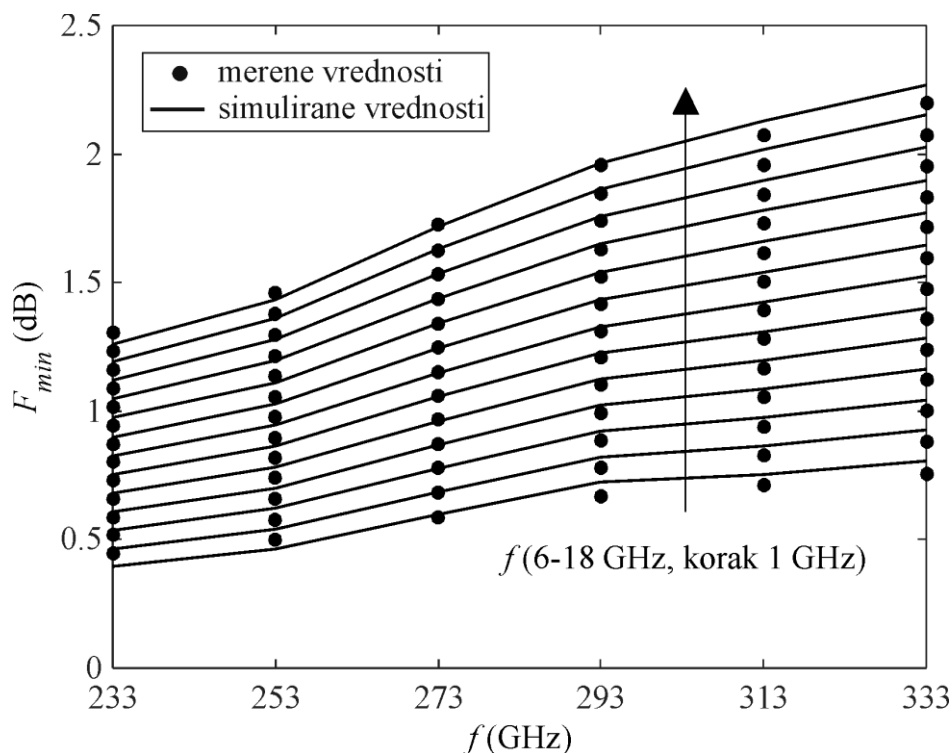


(c)



(d)

Slika 6.3 Frekvencijska zavisnost merenih i simuliranih parametara šuma na temperaturama 253, 273, 293 i 313 K: (a)  $F_{min}$  (b)-(c)  $\Gamma_{opt}$  i (d)  $R_n$ .

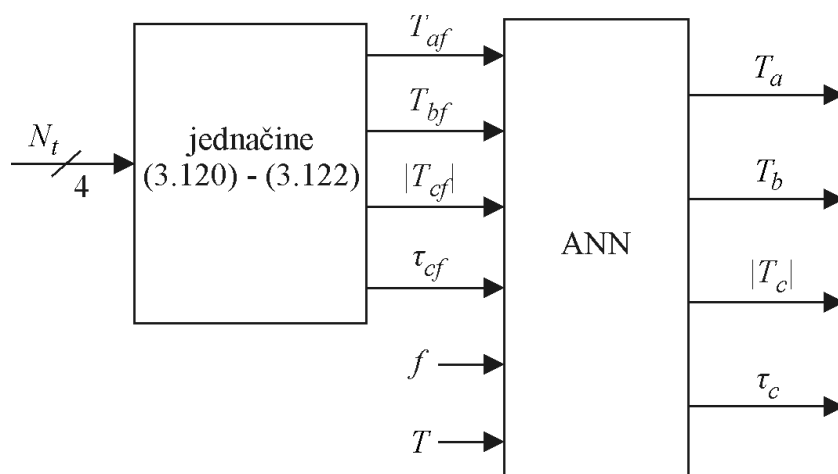
Slika 6.4 Temperaturna zavisnost simuliranih i merenih vrednosti parametra  $F_{min}$ .

## 6.2 EKSTRAKCIONI METOD 2

Talasnje temperature šuma,  $T_a$ ,  $T_b$  i  $T_c = |T_c| e^{j\omega\tau_c}$ , povezane su sa parametrima šuma unutrašnjeg kola tranzistora,  $N_u$  ( $F_{min,w}$ ,  $|\Gamma_{opt,u}|$ ,  $\varphi_{opt,u}$  i  $R_{n,u}$ ), preko jednačina (3.120) - (3.122). Međutim, kako parametri šuma unutrašnjeg kola tranzistora nisu direktno merljive veličine, direktno analitičko određivanje talasnih temperatura šuma nije moguće. Umesto toga, parametri šuma unutrašnjeg kola tranzistora se u jednačinama (3.120) - (3.122) mogu zameniti potpuno merljivim parametrima šuma tranzistora,  $N_t$  ( $F_{min}$ ,  $|\Gamma_{opt}|$ ,  $\varphi_{opt}$  i  $R_n$ ), što dalje vodi ka određivanju fiktivnih talasnih temperatura šuma,  $T_{af}$ ,  $T_{bf}$  i  $T_{cf} = |T_{cf}| e^{j\omega\tau_{cf}}$ . Za razliku od talasnih temperatura šuma koje se odnose na unutrašnje kolo tranzistora, ovako određene fiktivne talasne temperature šuma odnose se na celi tranzistor. Fiktivne talasne temperature šuma mogu biti veoma korisne za određivanje talasnih temperatura šuma.

Naime, kao što će biti pokazano u nastavku, postoji jaka korelacija između fiktivnih talasnih temperatura šuma i talasnih temperatura šuma. Upravo ova činjenica je iskorišćena za razvoj novog metoda za određivanje talasnih temperatura šuma.

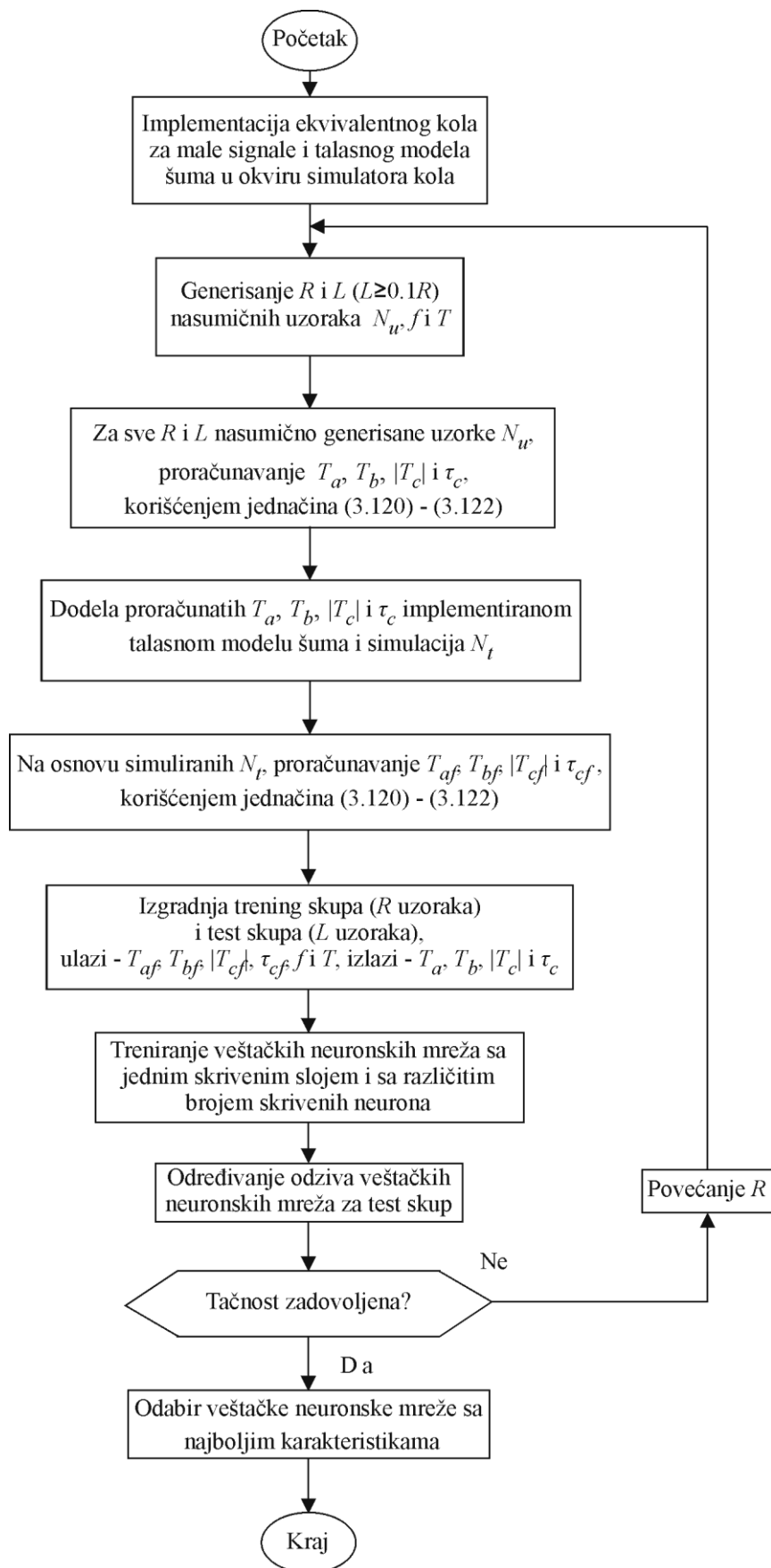
Predloženi metod za određivanje talasnih temperatura šuma baziran je na neuronskom modelu prikazanom na Slici 6.5, [65]. Ovaj model zasniva se na standardnoj MLP strukturi i omogućava određivanje  $T_a$ ,  $T_b$ ,  $|T_c|$  i  $\tau_c$ , na osnovu  $T_{af}$ ,  $T_{bf}$ ,  $|T_{cf}|$  i  $\tau_{cf}$ . Takođe, frekvencija,  $f$ , i temperatura,  $T$ , predstavljaju dodatne ulaze neuronskog modela. Dakle, prikazani neuronski model ima šest neurona koji odgovaraju ulazima, što je značajno manje u odnosu na 25 ulaznih neurona kod prethodno predloženog neuronskog modela.



Slika 6.5 Predloženi neuronski pristup za ekstrakciju talasnih temperatura šuma.

Kompletna procedura razvoja i validacije predloženog neuronskog modela ilustrovana je blok dijagramom prikazanim na Slici 6.6, i može se opisati na sledeći način, [65]:

- Korak 1: implementacija razmatranog ekvivalentnog kola tranzistora za male signale i talasnog modela šuma u okviru standardnog simulatora kola.
- Korak 2: generisanje  $R$  i  $L$  ( $L \geq 0.1R$ ) nasumičnih uzoraka  $N_u$ ,  $f$  i  $T$ .
- Korak 3: za svaki od  $R$  i  $L$  uzoraka  $N_u$ , proračunavanje  $T_a$ ,  $T_b$ ,  $|T_c|$  i  $\tau_c$ , korišćenjem jednačina (3.120) - (3.122).
- Korak 4: za  $R$  i  $L$  različitih kombinacija proračunatih vrednosti  $T_a$ ,  $T_b$ ,  $|T_c|$  i  $\tau_c$ , i nasumično određenih uzoraka  $f$  i  $T$ , simuliranje  $N_t$  u okviru standardnog simulatora kola.



Slika 6.6 Blok dijagram razvoja i validacije predloženog neuronskog modela.

- Korak 5: primena jednačina (3.120) - (3.122) na simulirane vrednosti  $N_t$  i proračun  $T_{af}$ ,  $T_{bf}$ ,  $|T_{cf}|$  i  $\tau_{cf}$ .
- Korak 6: izgradnja trening skupa ( $R$  uzoraka) i test skupa ( $L$  uzoraka), gde su ulazi  $T_{af}$ ,  $T_{bf}$ ,  $|T_{cf}|$ ,  $\tau_{cf}$ ,  $f$  i  $T$ , a izlazi  $T_a$ ,  $T_b$ ,  $|T_c|$  i  $\tau_c$ .
- Korak 7: treniranje određenog broja veštačkih neuronskih mreža sa jednim skrivenim slojem i sa različitim brojem skrivenih neurona.
- Korak 8: validacija obučenih veštačkih neuronskih mreža poređenjem njihovog odziva sa referentnim vrednostima koje nisu korišćene prilikom njihovog treninga (test skup sa  $L$  uzoraka).
- Korak 9: ukoliko rezultati testiranja nemaju zadovoljavajuću tačnost, vrši se povećanje  $R$ , a zatim i ponavljanje koraka 2 - 8. U suprotnom, prelazi se na korak 10.
- Korak 10: odabir veštačke neuronske mreže sa najboljim karakteristikama. Ova neuronska mreža će ubuduće biti korišćena za određivanje talasnih temperatura šuma.

### 6.2.1 Numerički rezultati i diskusija

Predloženi ekstrakcioni metod, kao i svi prethodni ekstrakcioni metodi, primenjen je za određivanje talasnih temperatura šuma NEC-ovog pakovanog GaAs HEMT-a NE20283A.

Najpre su na osnovu nasumično generisanih parametara šuma unutrašnjeg kola tranzistora određene talasne temperature šuma, koje su zatim iskorišćene za dobijanje fiktivnih talasnih temperatura šuma u okviru ADS simulatora kola, [101]. Na osnovu dobijenih vrednosti, formirani su odgovarajući trening i test skupovi sa određenim brojem uzoraka. Dobijeni trening skup i *Levenberg-Marquard* algoritam, [72], su nakon toga iskorišćeni za obučavanje nekoliko veštačkih neuronskih mreža sa jednim skrivenim slojem i različitim brojem skrivenih neurona u okviru MATLAB softverskog okruženja, [100]. Kako bi se odredila tačnost učenja i generalizacije veštačkih neuronskih mreža, izvršeno je testiranje obučenih mreža za odgovarajući trening i test skup, respektivno, za čije potrebe su korišćeni parametri  $ATE$ ,  $WCE$  i  $r$ . Broj uzoraka trening skupa je postepeno povećavan i

obučavanje veštačkih neuronskih mreža je ponavljano sve dok nije dobijena mreža sa zadovoljavajućim karakteristikama. Među obučenim veštačkim neuronskim mrežama, mreža koja je dala najbolje rezultate sastoji se iz jednog skrivenog sloja, sa pet neurona, [65]. Ova mreža je obučena trening skupom koji sadrži 329 uzoraka, pri čemu test skup sadrži 37 uzoraka, [65]. U Tabeli 6.3 dati su dobijeni rezultati testiranja odabrane veštačke neuronske mreže za odgovarajuće trening i test skupove.

Tabela 6.3 Rezultati testiranja odabrane veštačke neuronske mreže.

		ATE (%)	WCE (%)	$r$
trening skup	$T_a$ (K)	0.1200	0.5500	0.99997
	$T_b$ (K)	0.1021	0.4989	0.99998
	$ T_c $ (K)	0.0904	0.4473	0.99999
	$\tau_c$ (ps)	0.1618	0.8713	0.99997
test skup	$T_a$ (K)	0.1595	0.4529	0.99997
	$T_b$ (K)	0.1197	0.5843	0.99998
	$ T_c $ (K)	0.1141	0.5185	0.99998
	$\tau_c$ (ps)	0.1697	0.7527	0.99997

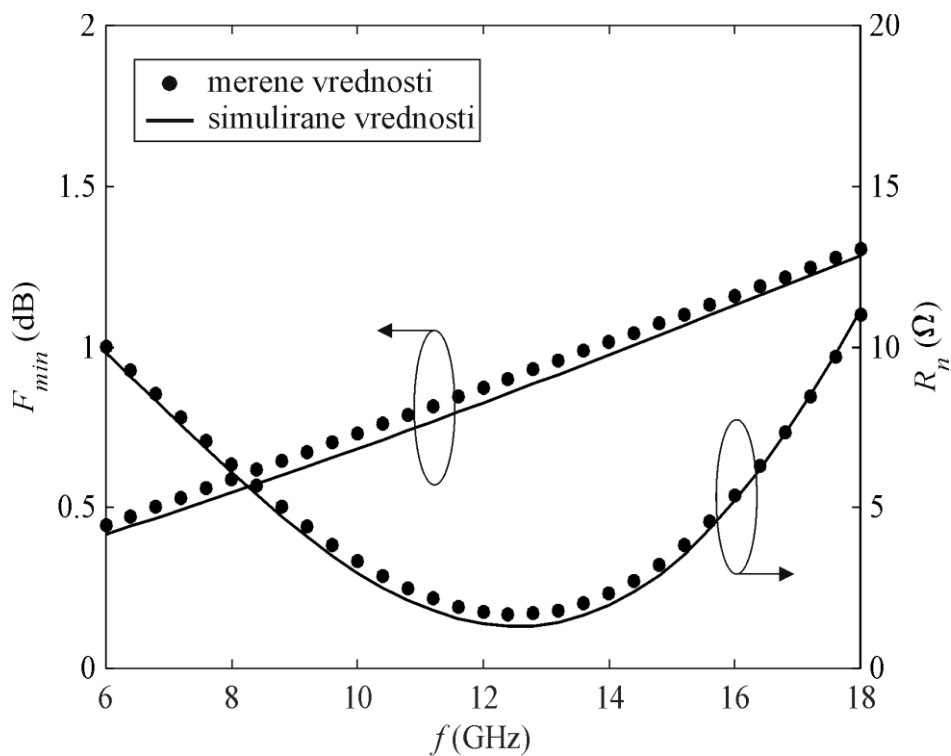
Odabrana veštačka neuronska mreža iskorišćena je za određivanje talasnih temperatura šuma u celokupnom frekvencijskom (6 - 18 GHz, korak 0.2 GHz) i temperaturnom (233 - 333 K, korak 20 K) opsegu merenja parametara šuma razmatranog tranzistora. U cilju validacije predloženog ekstrakcionog metoda, dobijene talasne temperature šuma dodeljene su talasnom modelu šuma implementiranom u okviru ADS-a, [101]. Korišćenjem implementiranog talasnog modela šuma, kao i ekvivalentnog kola razmatranog tranzistora, koje je takođe implementirano u okviru ADS-a, [101], izvršena je simulacija parametara šuma tranzistora. Simulirani parametri šuma su zatim upoređeni sa merenim podacima.

Kao ilustracija, Tabela 6.4 prikazuje dobijene vrednosti talasnih temperatura šuma u razmatranom frekvencijskom opsegu za temperature ambijenta 233 i 253 K. Takođe, iste temperature ambijenta iskorišćene su za poređenje simuliranih i merenih parametara šuma

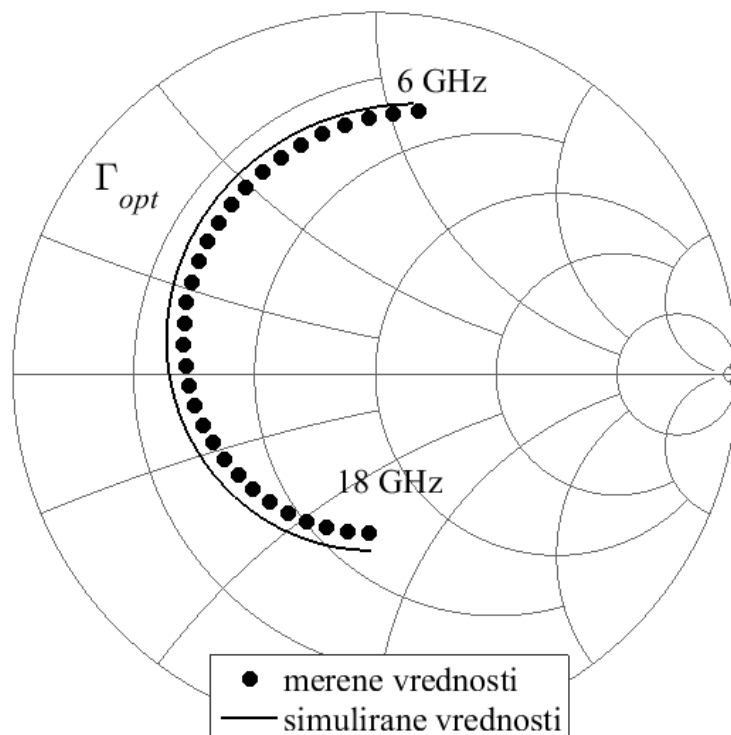
tranzistora, Slike 6.7 i 6.8, [65]. Na osnovu prikazanih rezultata, može se videti da su simulirane vrednosti parametara šuma tranzistora veoma bliske merenim vrednostima tih parametara, što potvrđuje tačnost predloženog ekstrakcionog metoda.

Tabela 6.4 Talasne temperature šuma dobijene korišćenjem odabrane veštačke neuronske mreže, na temperaturama od 233 i 253 K.

	$f$ (GHz)	6	8	10	12	14	16	18
233 K	$T_a$ (K)	105.89	118.07	133.18	152.00	174.87	201.35	229.72
	$T_b$ (K)	103.85	113.44	125.35	140.44	159.21	181.44	205.58
	$ T_c $ (K)	103.02	113.17	125.77	141.69	161.42	184.71	209.98
	$\tau_c$ (ps)	19.32	18.77	18.12	17.41	16.70	16.04	15.38
253 K	$T_a$ (K)	116.79	130.46	147.27	168.21	193.86	223.87	255.79
	$T_b$ (K)	114.20	125.07	138.47	155.42	176.63	201.92	229.14
	$ T_c $ (K)	113.59	125.07	139.23	157.09	179.39	205.91	234.45
	$\tau_c$ (ps)	19.42	18.88	18.24	17.54	16.82	16.09	15.36

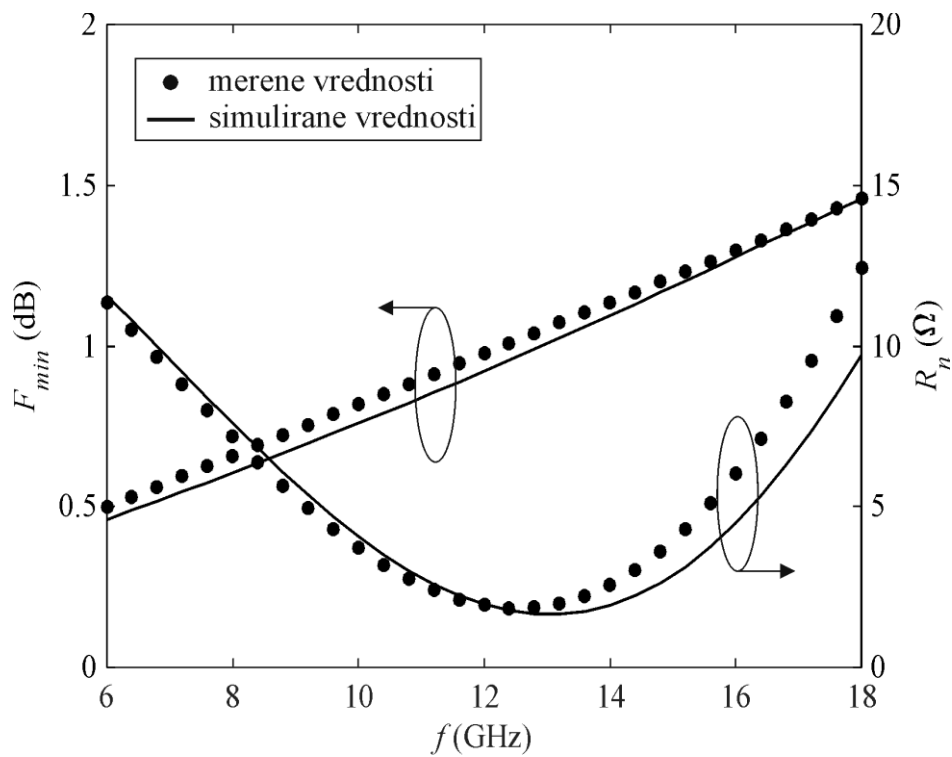


(a)



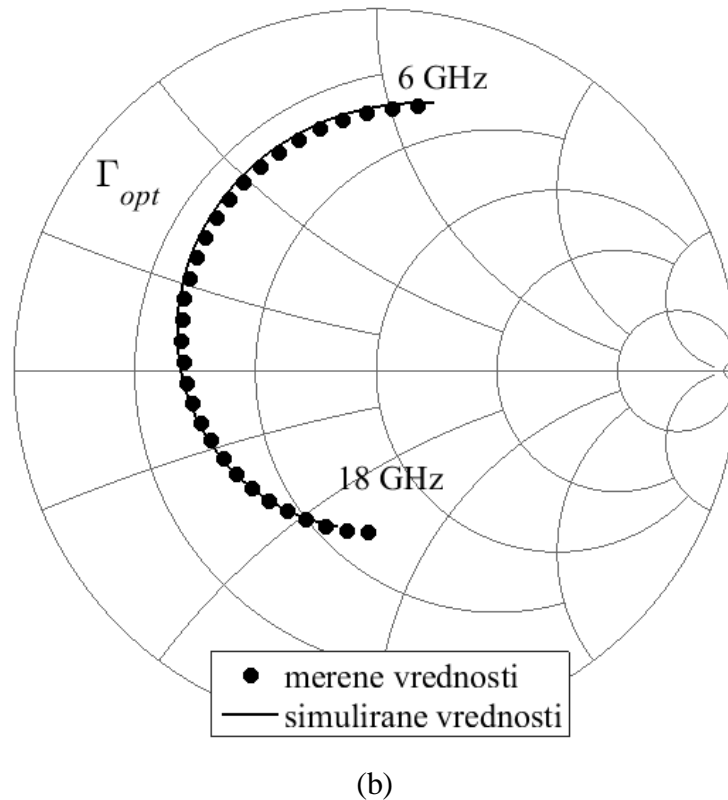
(b)

Slika 6.7 Frekvencijska zavisnost merenih i simuliranih vrednosti parametara šuma na temperaturi od 233 K: (a)  $F_{min}$  i  $R_n$  (b)  $\Gamma_{opr}$



(a)



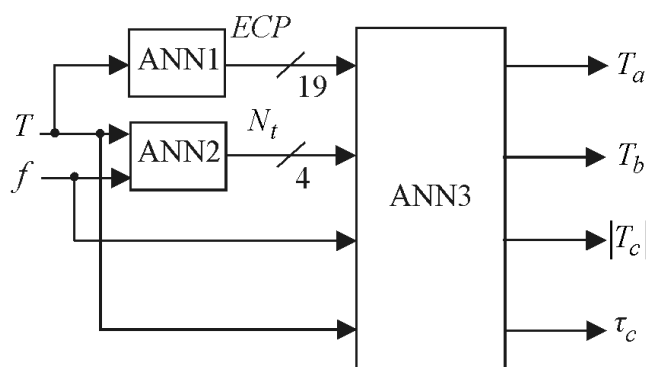


Slika 6.8 Frekvencijska zavisnost merenih i simuliranih vrednosti parametara šuma na temperaturi od 253 K: (a)  $F_{min}$  i  $R_n$  (b)  $\Gamma_{opt}$

### 6.3 EKSTRAKCIONI METOD 3

Predloženi ekstrakcioni metod razvijen je za ekvivalentno kolo tranzistora prikazano na Slici 2.14, i bazira se na tri neuronska modela zasnovana na standardnoj MLP strukturi, Slika 6.9, [56]. Osnovu metoda predstavlja neuronski model ANN3, o kome je već bilo reči u odeljku 6.1, [58]. Model ANN3 obezbeđuje direktno određivanje talasnih temperatura šuma,  $T_a$ ,  $T_b$  i  $T_c = |T_c|e^{j\omega\tau_c}$ , na osnovu elemenata razmatranog ekvivalentnog kola,  $ECP$ , parametara šuma tranzistora,  $N_t$  ( $F_{min}$ ,  $|\Gamma_{opt}|$ ,  $\varphi_{opt}$  i  $R_n$ ), frekvencije,  $f$ , i temperature,  $T$ . Kako bi se omogućilo određivanje talasnih temperatura šuma sa proizvoljnim temperaturnim i frekvencijskim korakom, bez potrebe za dodatnom ekstrakcijom  $ECP$  i dodatnim merenjima

$N_t$ , vrednosti  $ECP$  i  $N_t$  određuju se korišćenjem dva dodatna neuronska modela, ANN1 i ANN2, respektivno, [78]. S obzirom na to da neuronski model ANN1 omogućava određivanje  $ECP$  na osnovu  $T$ , on sadrži samo jedan ulazni i 19 izlaznih neurona. Vrednosti  $ECP$  koje se koriste za obučavanje ANN1 dobijaju se na osnovu merenih  $S$  parametara za svaku temperaturu ambijenta, primenom optimizacionih procedura u standardnim simulatorima kola. Sa druge strane, neuronski model ANN2 omogućava određivanje  $N_t$  na osnovu  $T$  i  $f$ , odnosno, ima dva ulazna i četiri izlazna neurona. Vrednosti  $N_t$  koje se koriste za obučavanje ANN2 dobijaju se merenjem na određenim  $T$  i  $f$ .



Slika 6.9 Predloženi neuronski pristup za ekstrakciju talasnih temperatura šuma.

Dakle, predloženi ekstrakcioni metod predstavlja nadogradnju ekstrakcionog metoda 1, ali za razliku od njega, kao i od ekstrakcionog metoda 2, omogućava kontinualno određivanje talasnih temperatura šuma duž celog frekvencijskog i temperaturnog opsega od interesa.

### 6.3.1 Numerički rezultati i diskusija

NEC-ov pakovani GaAs HEMT NE20283A i u ovom slučaju iskorišćen je za validaciju predloženog ekstrakcionog metoda.

Kompletan postupak treniranja i testiranja veštačke neuronske mreže ANN3 predstavljen je u odeljku 6.1.1, [58]. Za treniranje i testiranje ANN2 korišćeni su mereni parametri šuma tranzistora,  $N_t$ , [78]. Vrednosti  $ECP$  koje su korišćene za treniranje i

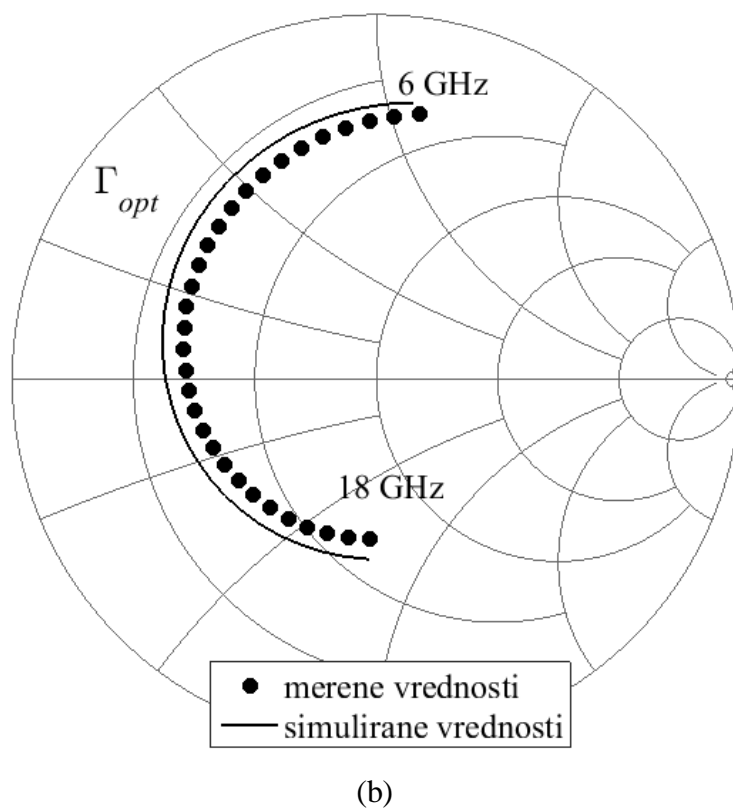
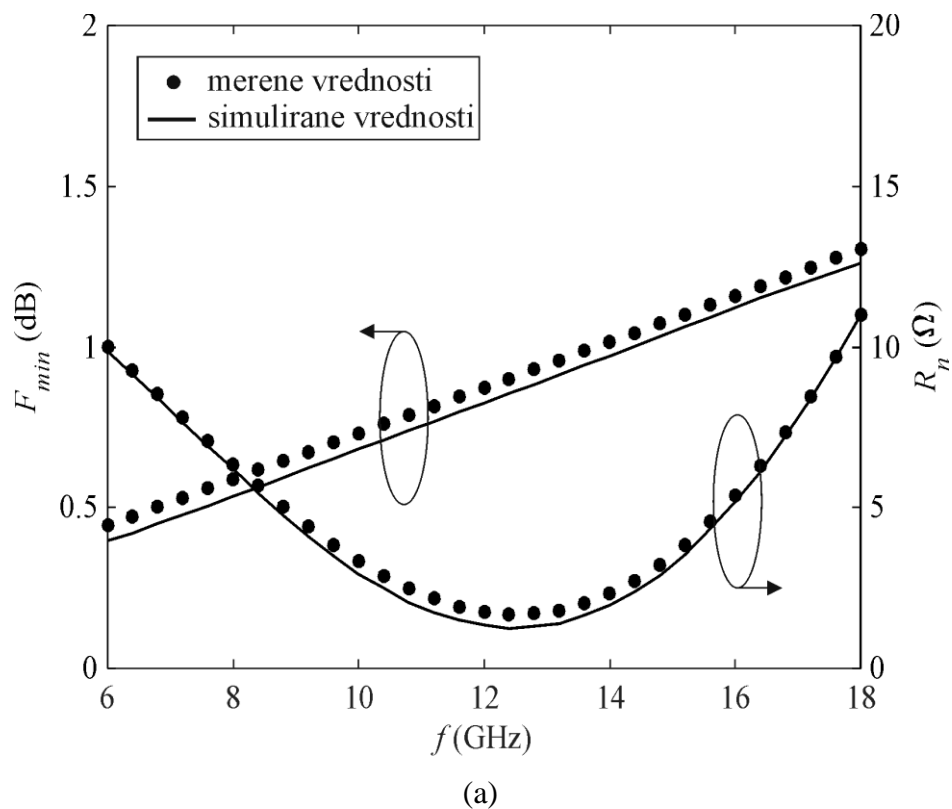
testiranje ANN1 dobijene su na osnovu merenih  $S$  parametara primenom optimizacionih procedura u simulatorima kola, na svim temperaturama za koje su bili dostupni mereni podaci, [78]. Kompletan postupak obuke ANN1 i ANN2 izvršen je uz pomoć *Levenberg-Marquard* algoritma, [72].

Predloženi ekstrakcioni metod iskorišćen je za određivanje talasnih temperatura šuma za celokupni razmatrani frekvencijski i temperaturni opseg. Dobijene talasne temperature šuma su zatim dodeljene talasnom modelu šuma implementiranom u okviru ADS-a, [101]. Ovaj model je zajedno sa ekvivalentnim kolom razmatranog tranzistora, koje je takođe implementirano u okviru istog simulatora, iskorišćen za simulaciju parametara šuma tranzistora, koji su nakon toga u cilju validacije predloženog ekstrakcionog metoda upoređeni sa odgovarajućim merenim podacima.

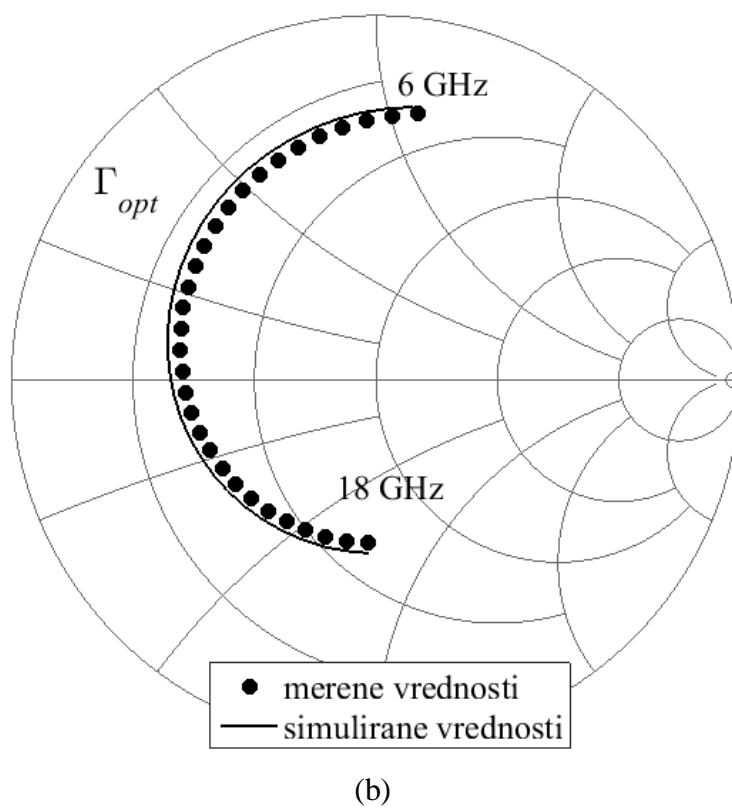
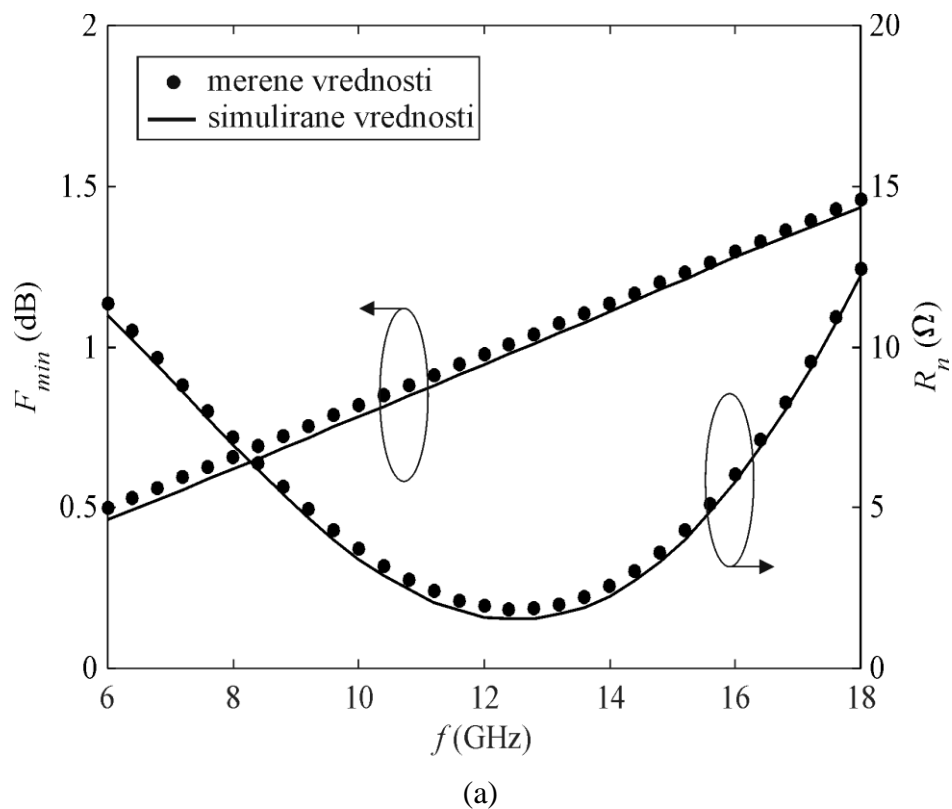
Kao ilustracija, Tabela 6.5 prikazuje vrednosti talasnih temperatura šuma dobijenih korišćenjem predloženog ekstrakcionog metoda na temperaturama od 233 i 253 K. Pored toga, Slike 6.10 i 6.11 prikazuju poređenje parametara šuma tranzistora simuliranih na osnovu dobijenih talasnih temperatura šuma sa merenim podacima, na temperaturama od 233 i 253 K, respektivno. Dobro slaganje simuliranih i merenih parametara šuma tranzistora potvrđuje tačnost predloženog ekstrakcionog metoda.

Tabela 6.5 *Talasne temperature šuma dobijene korišćenjem predloženog neuronskog pristupa, na temperaturama od 233 i 253 K.*

	$f$ (GHz)	6	8	10	12	14	16	18
233 K	$T_a$ (K)	105.39	122.20	139.07	156.36	176.46	201.65	230.95
	$T_b$ (K)	104.58	118.49	131.95	145.49	161.51	182.47	208.36
	$ T_c $ (K)	103.48	118.14	132.39	146.74	163.65	185.62	212.54
	$\tau_c$ (ps)	19.44	18.92	18.26	17.52	16.75	16.02	15.34
253 K	$T_a$ (K)	116.85	134.38	153.05	172.66	195.38	222.73	253.06
	$T_b$ (K)	115.12	129.70	144.82	160.49	178.88	201.73	228.38
	$ T_c $ (K)	114.36	129.70	145.67	162.24	181.62	205.59	233.37
	$\tau_c$ (ps)	19.56	19.00	18.32	17.57	16.80	16.06	15.38



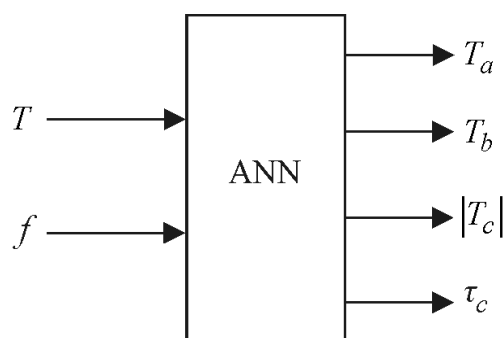
Slika 6.10 Frekvencijska zavisnost merenih i simuliranih vrednosti parametara šuma na temperaturi od 233 K: (a)  $F_{min}$  i  $R_n$ , (b)  $\Gamma_{opt}$ .



Slika 6.11 Frekvencijska zavisnost merenih i simuliranih vrednosti parametara šuma na temperaturi od 253 K: (a)  $F_{min}$  i  $R_n$ , (b)  $\Gamma_{opt}$ .

## 6.4 EKSTRAKCIONI METOD 4

Predloženi ekstrakcioni metod bazira se na neuronskom modelu prikazanom na Slici 6.12, [57, 68]. Ovaj neuronski model zasniva se na standardnoj MLP strukturi i omogućava određivanje talasnih temperatura šuma,  $T_a$ ,  $T_b$  i  $T_c = |T_c|e^{j\omega\tau_c}$ , na osnovu temperature,  $T$ , i frekvencije,  $f$ . Dakle, obučavanje i testiranje veštačkih neuronskih mreža se u ovom slučaju vrši korišćenjem trening i test skupova koji sadrže podatke o šest različitih parametara (dva odgovaraju ulazu, a četiri željenim vrednostima na izlazu). Za nekoliko različitih kombinacija  $T$  i  $f$ , vrednosti  $T_a$ ,  $T_b$ ,  $|T_c|$  i  $\tau_c$ , koje se koriste za treniranje i testiranje veštačkih neuronskih mreža, dobijaju se na osnovu merenih parametara šuma tranzistora primenom optimizacionih procedura u okviru standardnog simulatora kola.



Slika 6.12 Predloženi neuronski model za ekstrakciju talasnih temperatura šuma.

Predloženi ekstrakcioni metod, baš kao i ekstrakcioni metod 3, omogućava određivanje talasnih temperatura šuma sa proizvoljnim temperaturnim i frekvencijskim korakom.

### 6.4.1 Numerički rezultati i diskusija

Kao i u prethodnim slučajevima, kako bi se izvršila validacija predloženog ekstrakcionog metoda, on je primenjen za određivanje talasnih temperatura šuma kod pakovanog GaAs HEMT-a NE20283A, proizvođača NEC.

U cilju izgradnje odgovarajućeg trening skupa, talasne temperature šuma dobijene su optimizacionim procedurama u okviru ADS-a, [101], za temperature ambijenta 233, 273, 293 i 333 K, i frekvencije iz opsega od 6 do 18 GHz, sa korakom 1 GHz. U tu svrhu, korišćeno je ekvivalentno kolo razmatranog tranzistora i talasni model šuma, koji su implementirani u pomenuti simulator kola. Kako bi se dobila veštačka neuronska mreža sa najboljim karakteristikama, dobijeni trening skup, koji se sastoji od 52 uzorka, i *Levenberg-Marquard* algoritam, [72], iskorišćeni su za obučavanje nekoliko mreža sa jednim skrivenim slojem i različitim brojem skrivenih neurona. Testiranje obučenih mreža izvršeno je podacima dobijenim na isti način kao i trening podaci, za temperature ambijenta 253 i 313 K, pri čemu se kao mera obučenosti i generalizacije koriste parametri *ATE*, *WCE* i *r*. Među obučenim veštačkim neuronskim mrežama, mreža koja je pokazala najbolje rezultate sastoji se iz jednog skrivenog sloja, sa četiri skrivena neurona, [57]. Rezultati testiranja odabrane veštačke neuronske mreže dati su u Tabeli 6.6.

Odabrana neuronska mreža zatim je iskorišćena za određivanje talasnih temperatura šuma u celom frekvencijskom i temperaturnom opsegu od interesa. Dobijene talasne temperature šuma su nakon toga dodeljene talasnom modelu šuma implementiranom u okviru ADS-a, [101], koji je uz ekvivalentno kolo razmatranog tranzistora iskorišćen za simulaciju parametara šuma tranzistora. Simulirani parametri šuma na kraju su upoređeni sa merenim podacima.

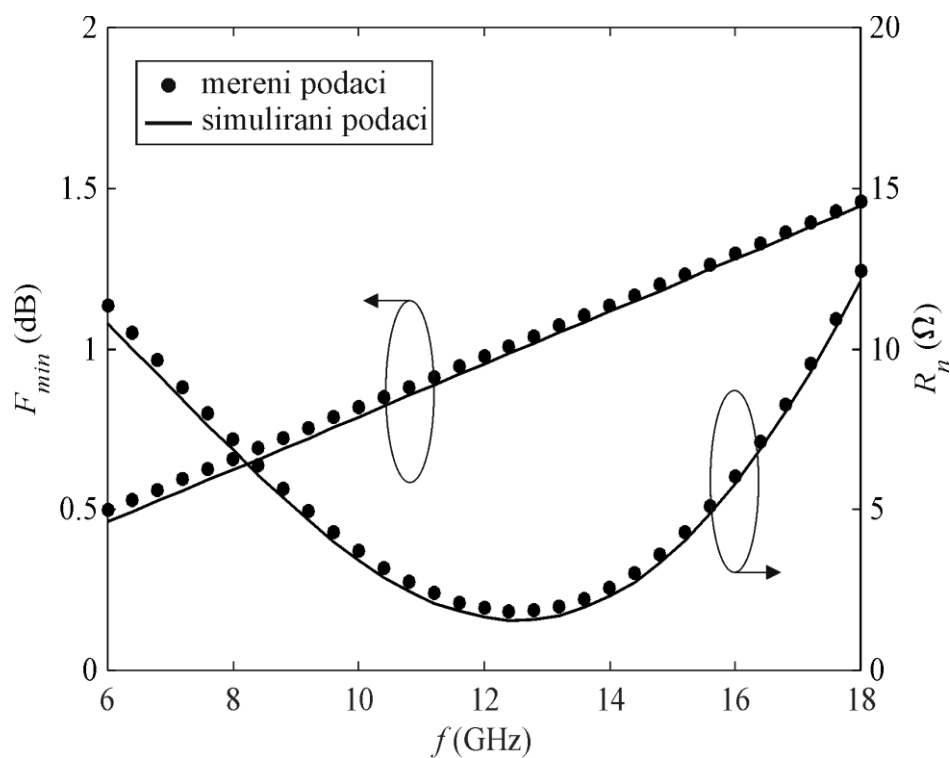
Tabela 6.6 Rezultati testiranja odabrane veštačke neuronske mreže.

		<i>ATE</i> (%)	<i>WCE</i> (%)	<i>r</i>
trening skup	$T_a$ (K)	0.14	1.27	0.99989
	$T_b$ (K)	0.27	2.26	0.99960
	$ T_c $ (K)	0.27	2.28	0.99958
	$\tau_c$ (ps)	0.95	6.78	0.99683
test skup	$T_a$ (K)	1.46	2.25	0.99999
	$T_b$ (K)	2.90	4.21	0.99996
	$ T_c $ (K)	2.98	4.22	0.99997
	$\tau_c$ (ps)	6.86	8.18	0.99999

Kao ilustracija, Tabela 6.7 prikazuje vrednosti talasnih temperatura šuma dobijenih korišćenjem predložene veštačke neuronske mreže, na temperaturi od 253 K. Pored toga, na Slici 6.13 prikazano je poređenje parametara šuma simuliranih na osnovu dobijenih talasnih temperatura šuma sa odgovarajućim merenim vrednostima ovih parametara, na temperaturi od 253 K, [57]. Na osnovu prikazanih rezultata, može se videti da je postignuto dobro slaganje između simuliranih i merenih podataka, što potvrđuje tačnost određivanja talasnih temperatura šuma pomoću predloženog ekstrakcionog metoda.

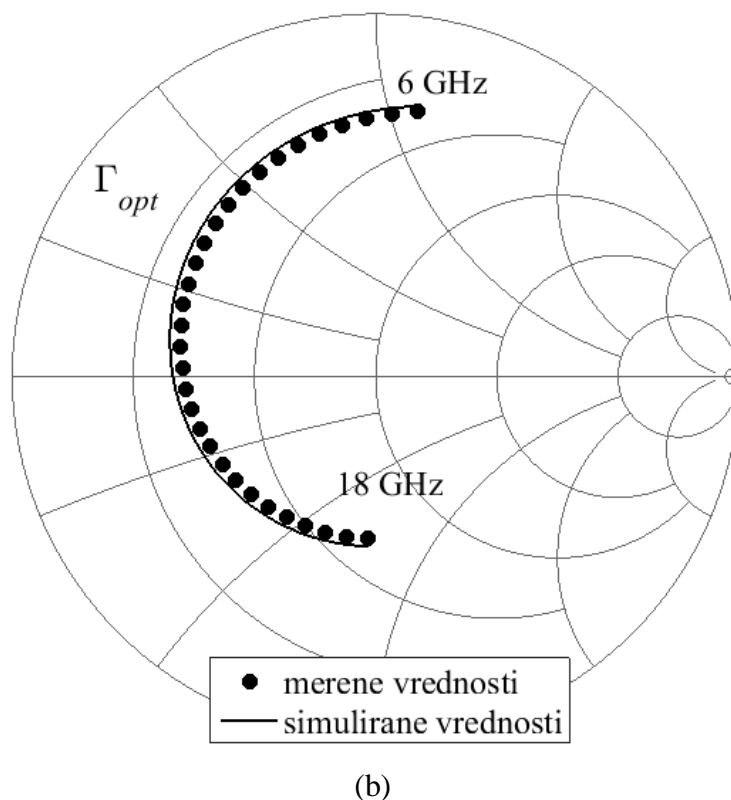
Tabela 6.7 *Talasnne temperature šuma dobijene korišćenjem predložene veštačke neuronske mreže, na temperaturi od 253 K.*

$f$ (GHz)	6	8	10	12	14	16	18
$T_a$ (K)	114.34	130.31	149.07	170.48	194.39	220.91	250.61
$T_b$ (K)	112.41	125.27	140.44	157.88	177.57	199.71	224.92
$ T_c $ (K)	111.67	125.21	141.19	159.54	180.24	203.49	229.94
$\tau_c$ (ps)	19.51	18.93	18.27	17.55	16.82	16.08	15.39



(a)





Slika 6.13 Frekvencijska zavisnost merenih i simuliranih vrednosti parametara šuma na temperaturi od 253 K: (a)  $F_{min}$  i  $R_n$ , (b)  $\Gamma_{opt}$ .

## 6.5 KOMPARATIVNA ANALIZA PREDLOŽENIH EKSTRAKCIONIH METODA BAZIRANIH NA VEŠTAČKIM NEURONSKIM MREŽAMA

Kako bi se odredila tačnost modelovanja parametara šuma tranzistora u slučaju primene ekstrakcionih metoda 1, 2, 3 i 4, baziranih na veštačkim neuronskim mrežama, u sva četiri slučaja izvršen je proračun parametara  $ATE$  i  $WCE$  na osnovu simuliranih (dobijenih) i merenih (željenih) parametara šuma tranzistora, za temperaturu od 253 K. Proračunate vrednosti parametara  $ATE$  i  $WCE$ , koji su u okviru ove glave korišćeni za testiranje obučениh veštačkih neuronskih mreža, date su u Tabeli 6.8.

Tabela 6.8 Greške testiranja proračunate za modelovane parametre šuma u slučaju predloženih ekstrakcionih metoda, na temperaturi od 253 K.

	ekstrakcioni metod 1		ekstrakcioni metod 2		ekstrakcioni metod 3		ekstrakcioni metod 4	
	<i>ATE</i>	<i>WCE</i>	<i>ATE</i>	<i>WCE</i>	<i>ATE</i>	<i>WCE</i>	<i>ATE</i>	<i>WCE</i>
	(%)	(%)	(%)	(%)	(%)	(%)	(%)	(%)
$F_{min}$	3.05	3.99	4.32	6.24	2.90	3.79	2.58	3.66
$ \Gamma_{opt} $	9.99	11.52	7.20	10.25	10.10	11.86	7.99	9.55
$\varphi_{opt}$	0.54	0.84	3.93	6.04	0.55	0.87	0.48	0.64
$R_n$	2.66	3.38	7.12	25.88	2.60	3.45	2.93	5.26

Kao što se može videti sa Slika 6.3, 6.8, 6.11 i 6.13, kao i iz Tabele 6.8, za sva četiri predložena ekstrakciona metoda postignuta je dobra tačnost modelovanja parametara šuma. Međutim, ekstrakcioni metod 1 je, uz ekstrakcione metode 3 i 4, pokazao nešto bolje rezultate modelovanja u odnosu na ekstrakcioni metod 2. Sa druge strane, veštačke neuronske mreže koje se koriste kod ekstrakcionog metoda 1 su relativno velikih dimenzija, pri čemu se za njihovo obučavanje koriste trening skupovi sa velikim brojem uzoraka. To može dovesti do toga da celokupan postupak treninga veštačkih neuronskih mreža kod ovog ekstrakcionog metoda zahteva više vremena.

S obzirom na to da se ekstrakcioni metod 2 bazira na primeni veštačkih neuronskih mreža relativno malih dimenzija, za čije obučavanje se koriste trening skupovi sa malim brojem uzoraka, obučavanje mreža se u ovom slučaju vrši znatno brže. Međutim, kao što je već napomenuto, ekstrakcioni metod 2 je pokazao nešto lošije rezultate modelovanja parametara šuma tranzistora u odnosu na preostala tri ekstrakciona metoda.

Ekstrakcioni metod 3 predstavlja nadogradnju ekstrakcionog metoda 1, i za razliku od njega omogućava određivanje talasnih temperatura šuma sa proizvoljnim frekvencijskim i temperaturnim korakom. Imajući u vidu da se ekstrakcioni metod 3 bazira na tri neuronska modela, pri čemu je osnova isti neuronski model kao i kod ekstrakcionog metoda 1, obučavanje veštačkih neuronskih mreža u slučaju ovog ekstrakcionog metoda takođe traje relativno dugo.

Ekstrakcioni metod 4 omogućava određivanje talasnih temperatura šuma sa proizvoljnim frekvencijskim i temperaturnim korakom. Međutim, i pored toga, ovaj ekstrakcioni metod pokazao je najbolje karakteristike u pogledu vremena potrebnog za obuku veštačkih neuronskih mreža, koje se koriste u tu svrhu. Naime, u slučaju ekstrakcionog metoda 4, talasne temperature šuma određuju se samo na osnovu temperature i frekvencije, pa su i dimenzije primenjenih veštačkih neuronskih mreža, kao i dimenzije primenjenog trening skupa, relativno male. Ipak, talasne temperature šuma koje se koriste za treniranje i testiranje mreža dobijaju se na osnovu merenih parametara šuma tranzistora primenom optimizacionih procedura u simulatoru mikrotalasnih kola. Na taj način, u slučaju ovog ekstrakcionog metoda, samo prikupljanje trening i test podataka može biti vremenski zahtevnije u poređenju sa preostalim ekstrakcionim metodima.

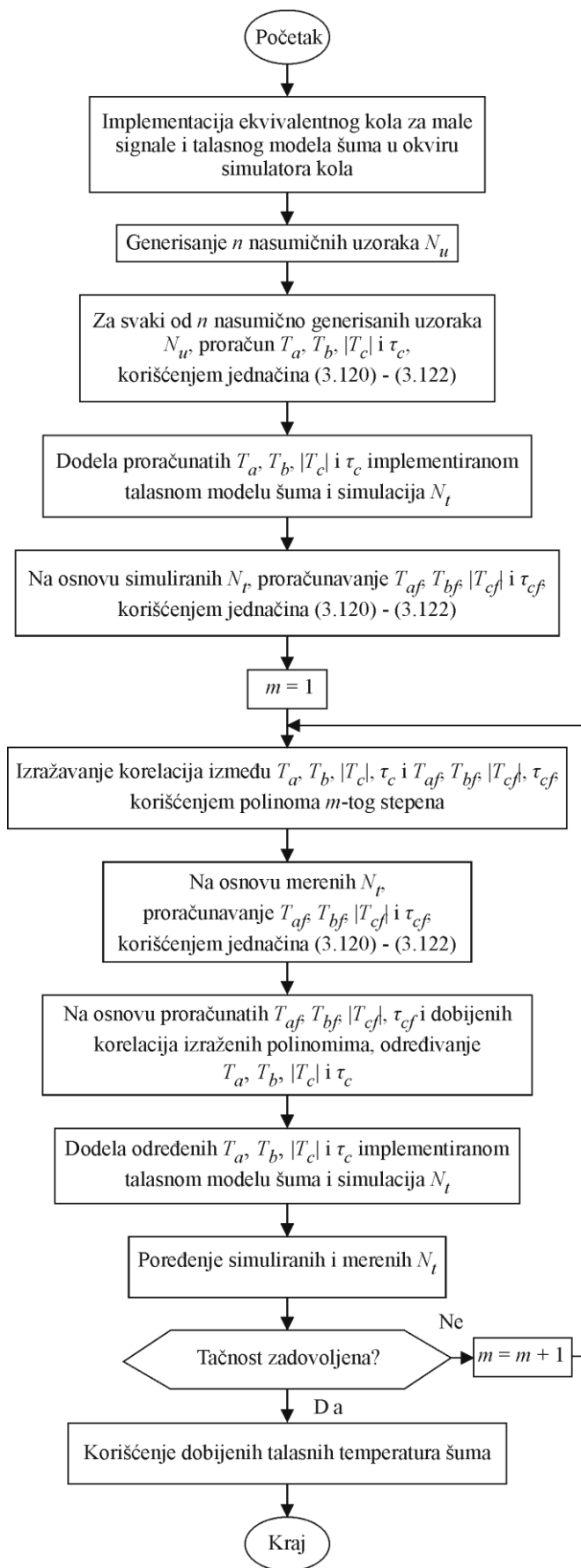
## **7. DIREKTNO ODREĐIVANJE TALASNIH TEMPERATURA ŠUMA PRIMENOM POLINOMA**

Za direktno određivanje talasnih temperatura šuma se, pored prethodno predloženih ekstrakcionih metoda baziranih na veštačkim neuronskim mrežama, može koristiti i semi-analitički ekstrakcioni metod baziran na polinomima. Ovaj metod zasniva se na direktnom određivanju talasnih temperatura šuma na osnovu korelacija koje postoje između ovih parametara i fiktivnih talasnih temperatura šuma. Za razliku od talasnih temperatura šuma koje se odnose na unutrašnje kolo tranzistora, fiktivne talasne temperature šuma se odnose na celi tranzistor. Dakle, pomenuti ekstrakcioni metod je sličan ekstrakcionom metodu predloženom u odeljku 6.2, s tim što se u ovom slučaju za izražavanje korelacija između gorenavedenih parametara umesto veštačkih neuronskih mreža koriste polinomi.

### **7.1 SEMI-ANALITIČKI EKSTRAKCIONI METOD BAZIRAN NA POLINOMIMA**

Kompletna procedura razvoja i validacije predloženog ekstrakcionog metoda ilustrovana je blok dijagramom prikazanim na Slici 7.1, i može se opisati na sledeći način, [60]:

- Korak 1: implementacija razmatranog ekvivalentnog kola tranzistora za male signale i talasnog modela šuma u okviru standardnog simulatora kola.
- Korak 2: generisanje  $n$  nasumičnih uzoraka parametara šuma unutrašnjeg kola tranzistora,  $N_u (F_{min,u}, |\Gamma_{opt,u}|, \varphi_{opt,u}$  i  $R_{n,u})$ .
- Korak 3: za svaki od  $n$  uzoraka  $N_u$ , proračunavanje talasnih temperatura šuma,  $T_a$ ,  $T_b$  i  $T_c = |T_c| e^{j\omega\tau_c}$ , korišćenjem jednačina (3.120) - (3.122).
- Korak 4: dodela proračunatih  $T_a$ ,  $T_b$ ,  $|T_c|$  i  $\tau_c$  talasnom modelu šuma implementiranom u okviru standardnog simulatora kola u koraku 1.
- Korak 5: simuliranje parametara šuma tranzistora,  $N_t (F_{min}, |\Gamma_{opt}|, \varphi_{opt}$  i  $R_n)$ , za odgovarajući frekvencijski i temperaturni opseg.
- Korak 6: primena jednačina (3.120) - (3.122) na simulirane vrednosti  $N_t$  i proračunavanje fiktivnih talasnih temperatura šuma,  $T_{af}$ ,  $T_{bf}$  i  $T_{cf} = |T_{cf}| e^{j\omega\tau_{cf}}$ , koje se odnose na celo kolo tranzistora.
- Korak 7: izražavanje korelacija između  $T_a$ ,  $T_b$ ,  $|T_c|$ ,  $\tau_c$  i  $T_{af}$ ,  $T_{bf}$ ,  $|T_{cf}|$ ,  $\tau_{cf}$  za odgovarajući frekvencijski opseg korišćenjem polinoma prvog reda ( $m = 1$ ).
- Korak 8: primena jednačina (3.120) - (3.122) na merene vrednosti  $N_t$  i proračunavanje  $T_{af}$ ,  $T_{bf}$ ,  $|T_{cf}|$  i  $\tau_{cf}$ .
- Korak 9: određivanje  $T_a$ ,  $T_b$ ,  $|T_c|$  i  $\tau_c$ , korišćenjem proračunatih vrednosti  $T_{af}$ ,  $T_{bf}$ ,  $|T_{cf}|$ ,  $\tau_{cf}$  i dobijenih korelacija izraženih polinomima.
- Korak 10: u cilju validacije predloženog ekstrakcionog metoda, dodela određenih  $T_a$ ,  $T_b$ ,  $|T_c|$  i  $\tau_c$  talasnom modelu šuma implementiranom u okviru standardnog simulatora kola u koraku 1.
- Korak 11: simuliranje  $N_t$  za isti frekvencijski i temperaturni opseg kao u koraku 5.
- Korak 12: poređenje simuliranih  $N_t$  sa merenim vrednostima ovih parametara.
- Korak 13: ukoliko dobijeni rezultati nemaju zadovoljavajuću tačnost, povećanje stepena polinoma ( $m$ ) za jedan, i ponavljanje koraka 7 - 12. U suprotnom, koriste se talasne temperature šuma dobijene u koraku 9.



Slika 7.1 Blok dijagram razvoja i validacije predloženog ekstrakcionog metoda.

### 7.1.1 Numerički rezultati i diskusija

Kao i u svim prethodnim slučajevima, validacija predloženog ekstrakcionog metoda izvršena je na primeru NEC-ovog pakovanog GaAs HEMT-a NE20283A, čiji su  $S$  parametri i parametri šuma mereni u frekventijskom opsegu 6 - 18 GHz, sa korakom 0.2 GHz, i temperaturnom opsegu 233 - 333 K, sa korakom 20 K, [99]. Vrednosti elemenata ekvivalentnog kola razmatranog tranzistora, prikazanog na Slici 2.14, date su u odeljku 5.1.1.

Najpre je izvršeno nasumično generisanje vrednosti  $N_u$ . Zatim su na osnovu nasumično generisanih  $N_u$  određene talasne temperature šuma, koje su nakon toga iskorišćene za dobijanje fiktivnih talasnih temperatura šuma u okviru ADS simulatora kola, [101]. U ovom slučaju, za razmatrani frekventijski opseg, korelacije između talasnih temperatura šuma i fiktivnih talasnih temperatura šuma izražene su sa velikom tačnošću korišćenjem polinoma prvog reda, [60]:

$$T_a = x_a + y_a T_{af} + z_a f, \quad (7.1)$$

$$T_b = x_b + y_b T_{bf} + z_b f, \quad (7.2)$$

$$|T_c| = x_c + y_c |T_{cf}| + z_c f, \quad (7.3)$$

$$\tau_c = x_d + y_d \tau_{cf} + z_d f, \quad (7.4)$$

gde su  $x_{a-d}$ ,  $y_{a-d}$  i  $z_{a-d}$  koeficijenti polinoma, čije vrednosti su date u Tabeli 7.1 za različite temperature ambijenta, [60], dok  $f$  označava frekvenciju. Frekvencija je uključena u jednačine (7.1) - (7.4) iz razloga što su parametri šuma spoljašnjeg kola tranzistora frekventijski zavisni. Treba napomenuti da su u pomenutim jednačinama  $T_a$ ,  $T_b$ ,  $|T_c|$ ,  $T_{af}$ ,  $T_{bf}$  i  $|T_{cf}|$  izraženi u K,  $\tau_c$  i  $\tau_{cf}$  u ps, dok je  $f$  izražena u GHz.

Vrednosti koeficijenata polinoma prikazane u Tabeli 7.1 i fiktivne talasne temperature šuma proračunate na osnovu merenih  $N_t$  iskorišćene su za određivanje talasnih temperatura šuma. U cilju validacije predloženog semi-analičkog ekstrakcionog metoda, određene talasne temperature šuma dodeljene su talasnom modelu šuma implementiranom u okviru ADS-a, [101], nakon čega je izvršena simulacija  $N_t$ . Simulirane vrednosti  $N_t$  su zatim upoređene sa odgovarajućim merenim podacima.

Tabela 7.1 Koeficijenti polinoma za različite temperature ambijenta, [60].

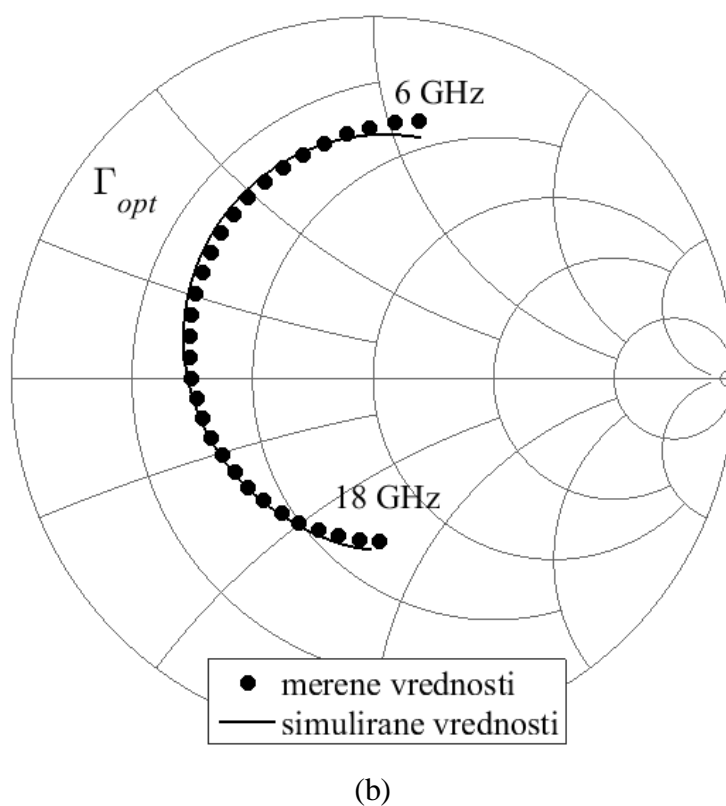
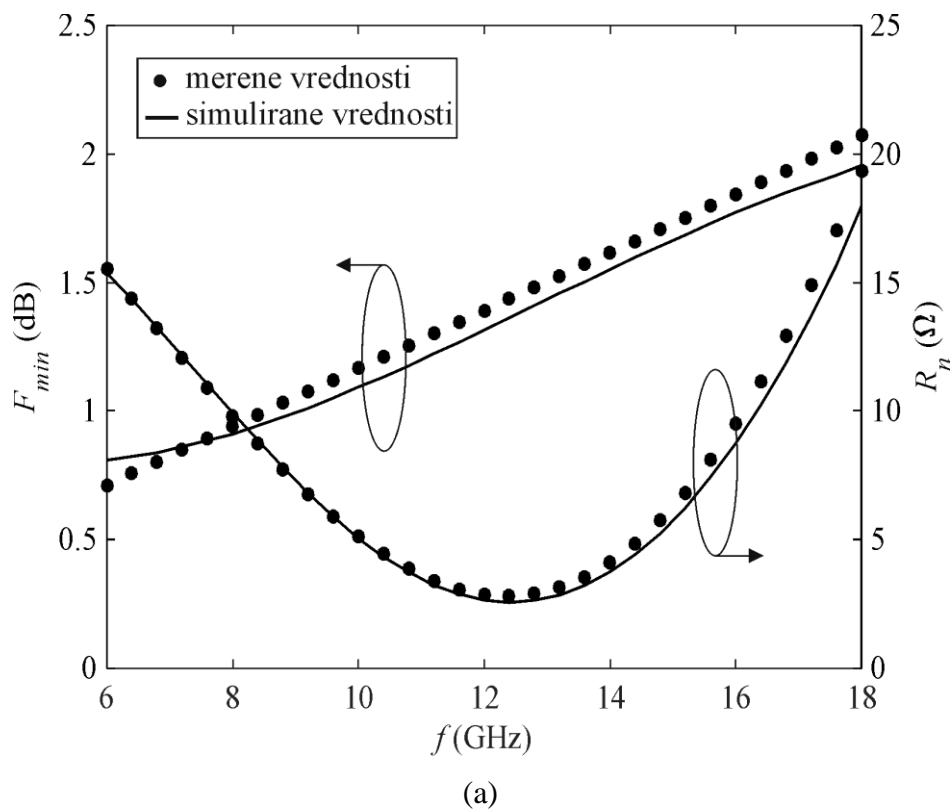
	$T$ (K)	233	253	273	293	313	333
$T_a$	$x_a$	-82.090	-99.120	-109.300	-82.070	-48.950	-54.600
	$y_a$	1.507	1.584	1.567	1.257	0.970	0.976
	$z_a$	4.920	4.973	4.836	5.900	7.662	8.364
$T_b$	$x_b$	-98.400	-77.260	-149.100	-164.200	-100.100	-110.700
	$y_b$	1.540	1.218	1.702	1.720	1.233	1.244
	$z_b$	7.226	8.385	9.251	9.852	10.480	11.630
$ T_c $	$x_c$	-70.380	-67.850	-107.300	-171.400	-102.000	-105.100
	$y_c$	1.178	1.055	1.248	1.618	1.136	1.096
	$z_c$	8.696	9.901	11.700	13.620	13.470	14.850
$\tau_c$	$x_d$	25.300	24.230	23.490	23.370	24.240	24.750
	$y_d$	-0.098	-0.065	-0.046	-0.044	-0.046	-0.058
	$z_d$	-0.332	-0.345	-0.348	-0.346	-0.372	-0.372

Kao ilustracija, Tabela 7.2 prikazuje dobijene vrednosti talasnih temperatura šuma u razmatranom frekvencijskom opsegu za temperaturu ambijenta od 313 K. Ista temperatura ambijenta iskorišćena je za poređenje simuliranih i merenih vrednosti parametara šuma tranzistora, Slika 7.2, [60]. Na osnovu prikazanih rezultata može se videti da je postignuto dobro slaganje između simuliranih i merenih parametara šuma tranzistora, što potvrđuje tačnost predloženog ekstrakcionog metoda. Vrednosti dobijenih talasnih temperatura šuma i merenih parametara šuma tranzistora su i u okviru ove glave u cilju preglednosti date sa većim frekvencijskim korakom.

Tabela 7.2 Talasne temperature šuma dobijene korišćenjem predloženog ekstrakcionog metoda, na temperaturi od 313 K.

	$f$ (GHz)	6	8	10	12	14	16	18
313 K	$T_a$ (K)	150.08	170.37	192.73	218.10	247.92	284.56	331.69
	$T_b$ (K)	148.38	168.76	189.83	212.78	239.32	272.14	315.76
	$ T_c $ (K)	145.31	168.18	190.78	214.44	241.53	276.20	324.84
	$\tau_c$ (ps)	20.31	19.54	18.78	18.00	17.21	16.41	15.61





Slika 7.2 Frekvencijska zavisnost merenih i simuliranih vrednosti parametara šuma na temperaturi od 313 K: (a)  $F_{min}$  i  $R_n$ , (b)  $\Gamma_{opt}$ .

## 8. PRIMERI PRIMENE TALASNOG MODELA ŠUMA

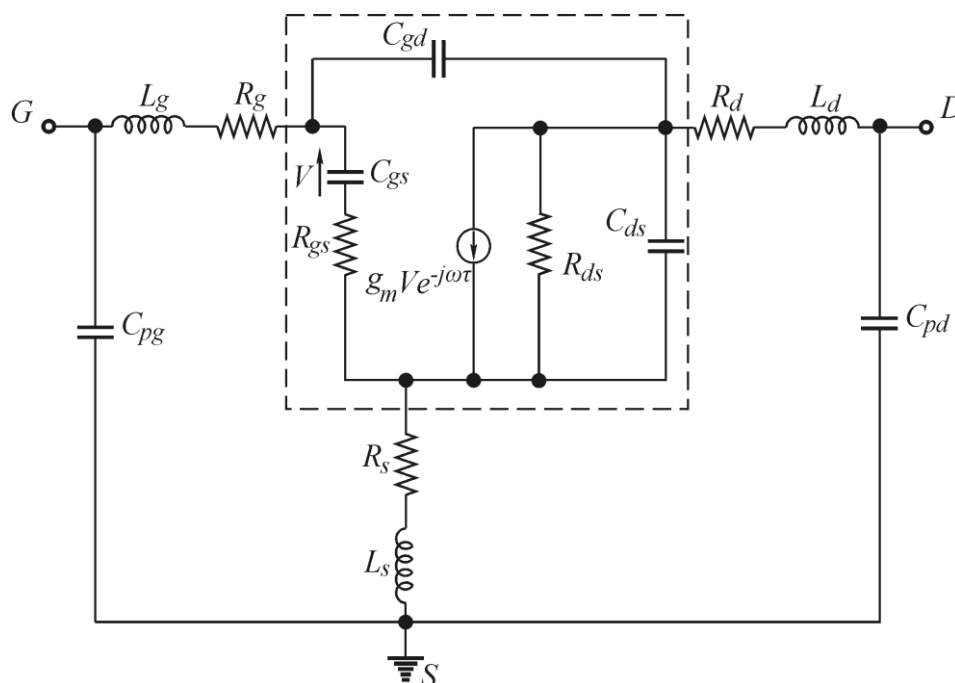
U prethodne tri glave predstavljani su različiti ekstrakcioni metodi koji omogućavaju efikasnije određivanje talasnih temperatura šuma u poređenju sa optimizacionim procedurama u simulatorima mikrotalasnih kola, koje se najčešće koriste u tu svrhu. U cilju validacije predloženih ekstrakcionih metoda, u svim slučajevima talasni model šuma primenjen je za modelovanje parametara šuma NEC-ovog pakovanog GaAs HEMT-a NE20283A. Pored toga, kako bi se dokazala pouzdanost talasnog modela šuma u slučaju njegove primene na komponente novije generacije, u okviru ove glave on će biti iskorišćen za modelovanje parametara šuma *on-wafer* GaN HEMT-a, [62]. Takođe, u ovoj glavi, talasni model šuma biće primenjen i za modelovanje parametara šuma osvetljenog *on-wafer* GaAs HEMT-a, [92], i tri različita *on-wafer* GaAs HEMT-a sa skaliranom širinom gejta, [66]. Na taj način, biće dokazana pouzdanost talasnog modela šuma i u slučaju njegove primene na komponente izložene različitim spoljašnjim svetlosnim uslovima, kao i na komponente iste klase sa različitom širinom gejta. Treba napomenuti da će u sva tri slučaja, u svrhu efikasnog određivanja talasnih temperatura šuma, biti korišćeni neki od ekstrakcionih metoda predloženih u petoj glavi.

## 8.1 PRIMENA TALASNOG MODELA ŠUMA NA GaN HEMT

HEMT baziran na AlGaIn/GaN heterospoju, koji spada u grupu relativno novih komponenata, poslednjih godina privukao je značajnu pažnju usled svojih odličnih karakteristika u pogledu snage. S tim u vezi, vršena istraživanja su uglavnom fokusirana na primeni GaN HEMT-a u pojačavačima snage, [103-110], a svega nekoliko studija posvećeno je modelovanju šuma ovog tipa tranzistora, [89, 111-116].

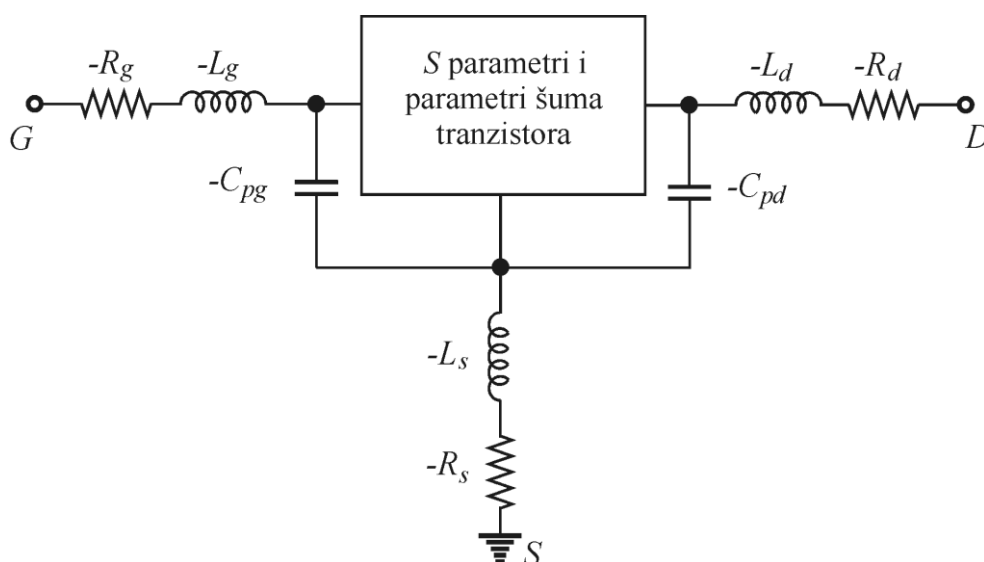
U nastavku će biti predstavljen celokupan postupak modelovanja parametara šuma GaN HEMT-a, za šta je po prvi put primenjen talasni model šuma, [62].

Na Slici 8.1 prikazano je ekvivalentno kolo *on-wafer* GaN HEMT-a za male signale, [116]. Kao što se može videti, prikazano ekvivalentno kolo sastoji se iz unutrašnjeg i spoljašnjeg kola. Unutrašnje kolo, koje je označeno isprekidanom linijom, sastoji se od sledećih elemenata:  $C_{gs}$ ,  $C_{gd}$ ,  $C_{ds}$ ,  $R_{gs}$ ,  $R_{ds}$  i naponski kontrolisanog strujnog izvora  $g_m V e^{-j\omega\tau}$ . Spoljašnje kolo čine sledeći elementi:  $L_g$ ,  $L_d$ ,  $L_s$ ,  $R_g$ ,  $R_d$ ,  $C_{pg}$  i  $C_{pd}$ . Za razliku od elemenata unutrašnjeg kola tranzistora koji su zavisni od napajanja, za elemente koji pripadaju spoljašnjem kolu tranzistora pretpostavljeno je da su nezavisni od napajanja.



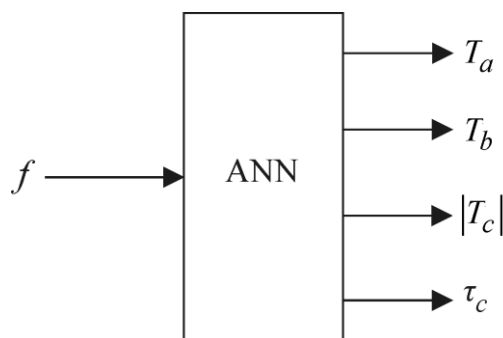
Slika 8.1 Ekvivalentno kolo *on-wafer* GaN HEMT-a za male signale.

U cilju određivanja talasnih temperatura šuma, u ovom slučaju koristi se indirektni ekstrakcioni metod 2, predstavljen u odeljku 5.2, koji se zasniva na primeni *de-embedding* postupka u okviru simulatora mikrotalasnih kola, [90]. Dakle, već je napomenuto da se kod ovog *de-embedding* postupka kreće od predstavljanja tranzistora pomoću njegovih  $S$  parametara i parametara šuma u okviru simulatora mikrotalasnih kola, a da se zatim vrši nadovezivanje elemenata spoljašnjeg kola tranzistora istih vrednosti, ali sa negativnim predznakom, i obrnutim redosledom nego što je to u slučaju ekvivalentnog kola tranzistora. Rezultujuće kolo, čijim simuliranjem se dobijaju parametri šuma unutrašnjeg kola tranzistora, prikazano je na Slici 8.2.



Slika 8.2 Šema za određivanje parametara šuma unutrašnjeg kola on-wafer GaN HEMT-a u okviru simulatora mikrotalasnih kola.

Talasne temperature šuma dobijaju se na osnovu simuliranih parametara šuma unutrašnjeg kola tranzistora korišćenjem jednačina (3.120) - (3.122). Kako bi se postiglo određivanje talasnih temperatura šuma sa proizvoljnim frekvencijskim korakom, potrebno je razviti neke frekvencijski zavisne funkcije koje fituju proračunate vrednosti ovih parametara. U razmatranom slučaju, fitovanje se vrši treniranjem veštačke neuronske mreže, bazirane na MLP strukturi, tako da modeluje zavisnost  $T_a$ ,  $T_b$ ,  $|T_c|$  i  $\tau_c$  od  $f$ , Slika 8.3, [62].



Slika 8.3 Neuronski model za fitovanje proračunatih talasnih temperatura šuma.

### 8.1.1 Numerički rezultati i diskusija

*On-wafer* GaN HEMT, na koji je primenjen talasni model šuma, izrađen je na SiC supstratu sa dužinom gejtja od  $0.25\ \mu\text{m}$  i širinom gejtja od  $400\ \mu\text{m}$ . U slučaju ovog tranzistora,  $S$  parametri su mereni korišćenjem vektorskog analizatora mreža, dok su parametri šuma određeni korišćenjem odgovarajućeg softvera prema standardnoj *source-pull* proceduri, na osnovu merenja faktora šuma za različite impedanse izvora koje su menjane uz pomoć tjunera, [116]. Sva merenja izvršena su za sledeće uslove napajanja:  $V_{DS} = 10\ \text{V}$  i  $I_{DS} = 40\ \text{mA}$ .  $S$  parametri i parametri šuma tranzistora mereni su u frekvencijskim opsezima  $0.1 - 50\ \text{GHz}$ , sa korakom  $0.1\ \text{GHz}$ , i  $5 - 25\ \text{GHz}$ , sa korakom  $1\ \text{GHz}$ , respektivno. Vrednosti elemenata unutrašnjeg kola tranzistora dobijene su na osnovu  $Y$  parametara ovog kola, [88]. Vrednosti elemenata spoljašnjeg kola tranzistora dobijene su na osnovu  $S$  parametara tranzistora, koji su mereni za određene uslove napajanja korišćenjem procedure opisane u [88, 117, 118]. Dobijene vrednosti elemenata unutrašnjeg i spoljašnjeg kola tranzistora date su u Tabeli 8.1, [116].

Najpre je šema koja se koristi za simulaciju parametara šuma unutrašnjeg kola tranzistora implementirana u okviru ADS-a, [102]. Simulacija ovih parametara izvršena je na svim frekvencijama za koje su bile dostupne merene vrednosti parametara šuma tranzistora. Talasne temperature šuma zatim su proračunate na osnovu simuliranih parametara šuma unutrašnjeg kola tranzistora korišćenjem jednačina (3.120) - (3.122). Dobijene talasne temperature šuma su iskorišćene za obučavanje nekoliko veštačkih neuronskih mreža, sa

Tabela 8.1 Ekstrahovane vrednosti elemenata unutrašnjeg i spoljašnjeg kola tranzistora, [116].

unutrašnje kolo tranzistora	$C_{gs}$ (fF)	549.2
	$C_{gd}$ (fF)	87.4
	$C_{ds}$ (fF)	174.3
	$R_{gs}$ ( $\Omega$ )	0.5
	$R_{ds}$ ( $\Omega$ )	213.5
	$g_m$ (mS)	90.3
	$\tau$ (ps)	2.3
spoljašnje kolo tranzistora	$L_s$ (pH)	23.3
	$L_d$ (pH)	117.6
	$L_g$ (pH)	170.1
	$R_s$ ( $\Omega$ )	0.3
	$R_d$ ( $\Omega$ )	2.1
	$R_g$ ( $\Omega$ )	1.8
	$C_{pg}$ (fF)	20
	$C_{pd}$ (fF)	35

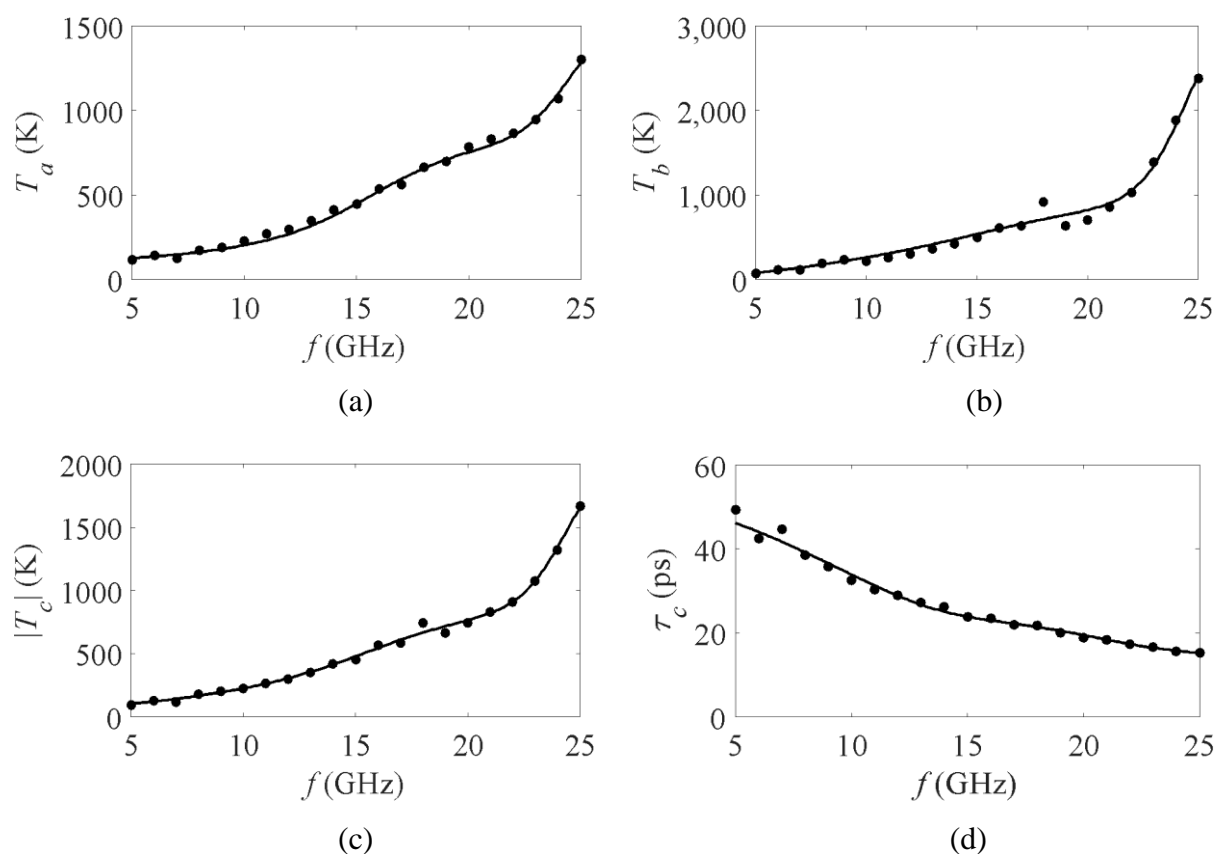
jednim skrivenim slojem i različitim brojem skrivenih neurona, korišćenjem *Levenberg-Marquard* algoritma, [72]. U ovom slučaju, *ATE*, *WCE* i *r* korišćeni su kao mera obučenosti mreža. Među obučenim veštačkim neuronskim mrežama, najmanja mreža koja je pokazala zadovoljavajuće rezultate sastoji se iz tri skrivena neurona, [62]. Rezultati testiranja obučene veštačke neuronske mreže za dati trening skup prikazani su u Tabeli 8.2.

Odabrana veštačka neuronska mreža nakon toga je iskorišćena za dobijanje talasnih temperatura šuma u celom razmatranom frekvencijskom opsegu. Dobijene vrednosti ovih parametara, koje su prikazane na Slici 8.4, [62], pridružene su talasnom modelu šuma implementiranom u okviru ADS-a, [101]. Na kraju, korišćenjem implementiranog talasnog modela šuma, kao i ekvivalentnog kola razmatranog tranzistora, koje je takođe implementirano u okviru ADS-a, [101], izvršena je simulacija parametara šuma tranzistora, a dobijene vrednosti upoređene su sa merenim podacima, Slika 8.5, [62]. Takođe, u cilju dodatne validacije talasnog modela šuma, na istoj slici prikazane su i vrednosti parametara šuma

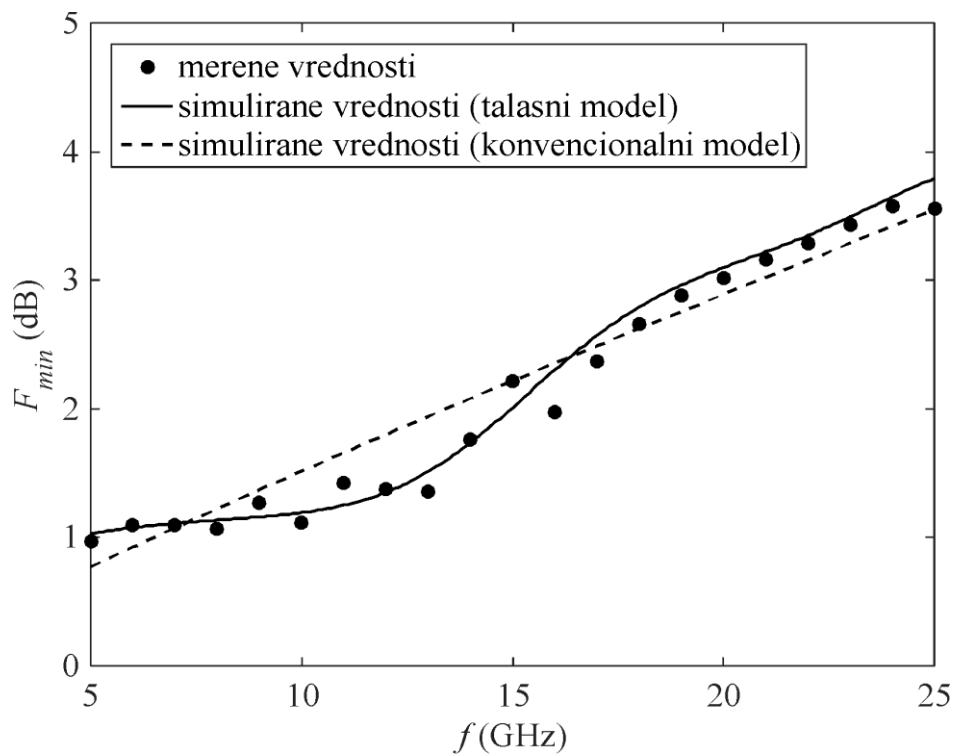
tranzistora simulirane korišćenjem konvencionalnog modela šuma predstavljenog u [116]. Kao što se može videti sa grafika, parametri šuma dobijeni talasnim modelom nešto su bliže merenim parametrima šuma u odnosu na one dobijene konvencionalnim modelom, čime se potvrđuje tačnost talasnog modela šuma.

Tabela 8.2 Rezultati testiranja odabrane veštačke neuronske mreže.

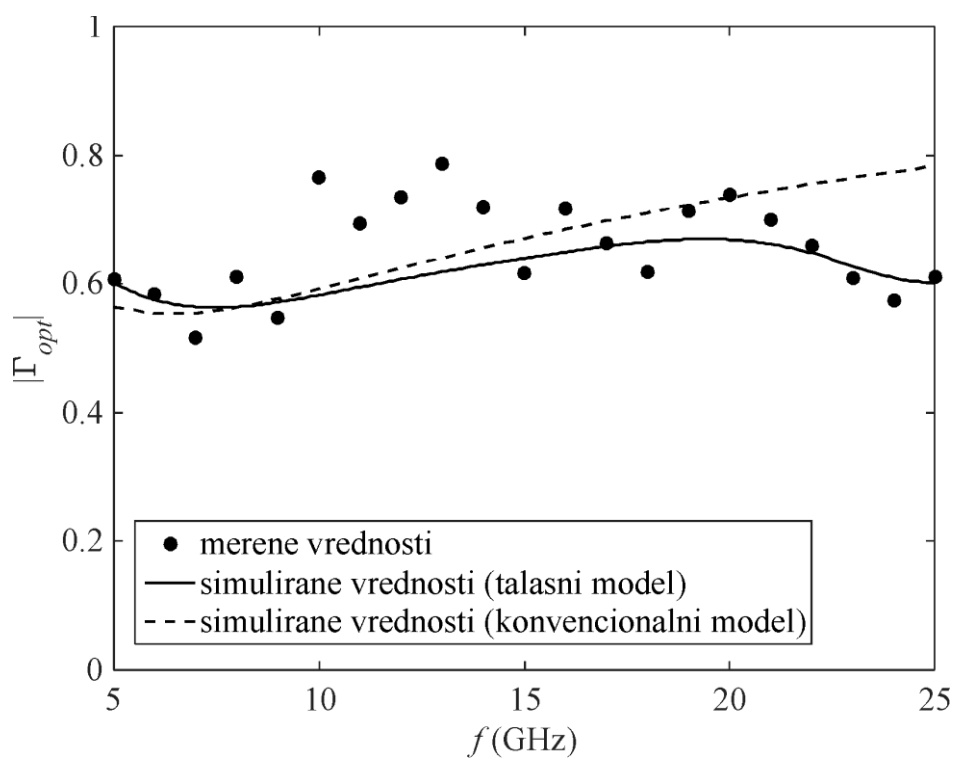
		ATE (%)	WCE (%)	$r$
trening skup	$T_a$ (K)	1.34	2.96	0.9986
	$T_b$ (K)	2.05	9.14	0.9940
	$ T_c $ (K)	1.36	4.79	0.9979
	$\tau_c$ (ps)	1.93	9.88	0.9955



Slika 8.4 Proračunate talasne temperature šuma (simboli) fitovane veštačkom neuronskom mrežom (linije): (a)  $T_a$ , (b)  $T_b$ , (c)  $|T_c|$  i (d)  $\tau_c$ .

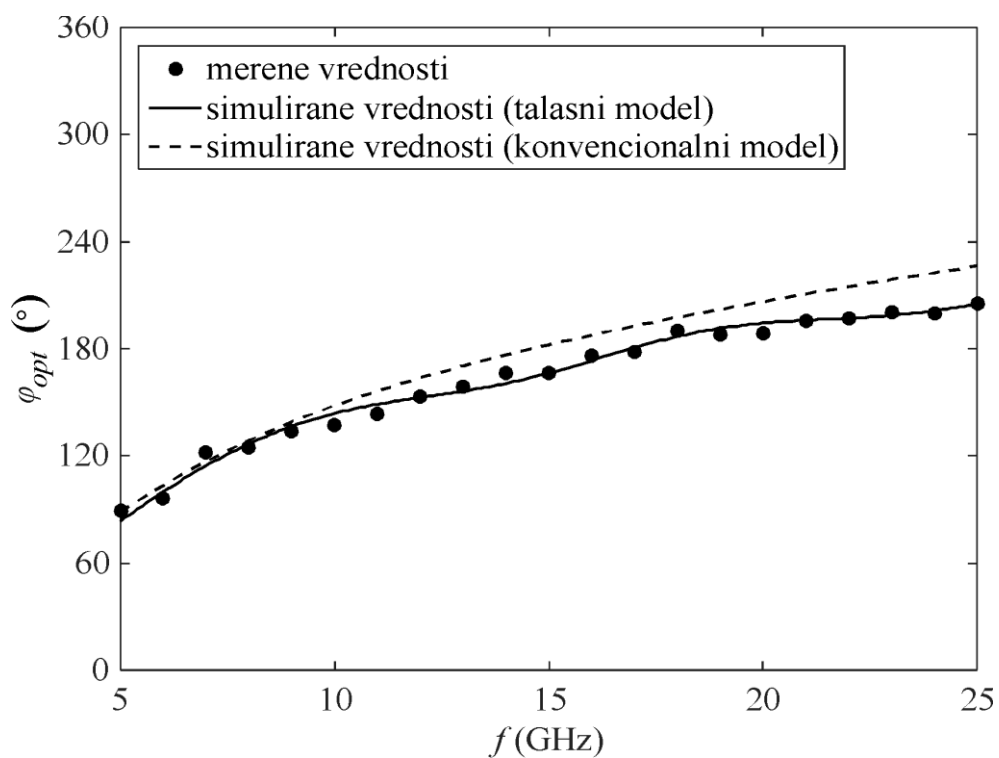


(a)

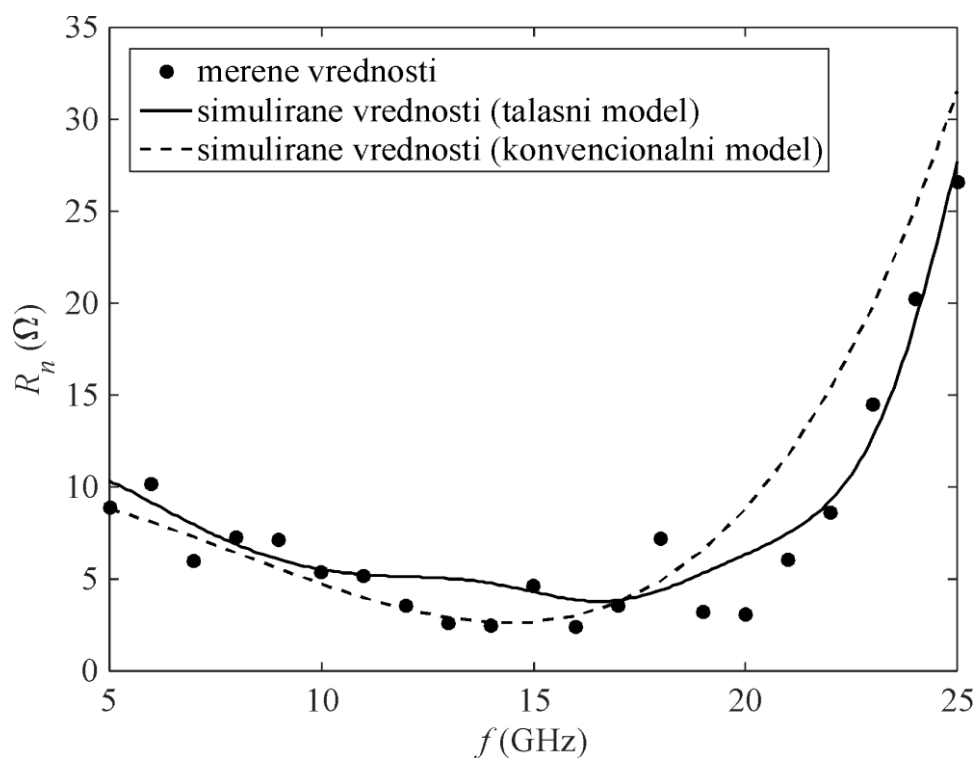


(b)





(c)



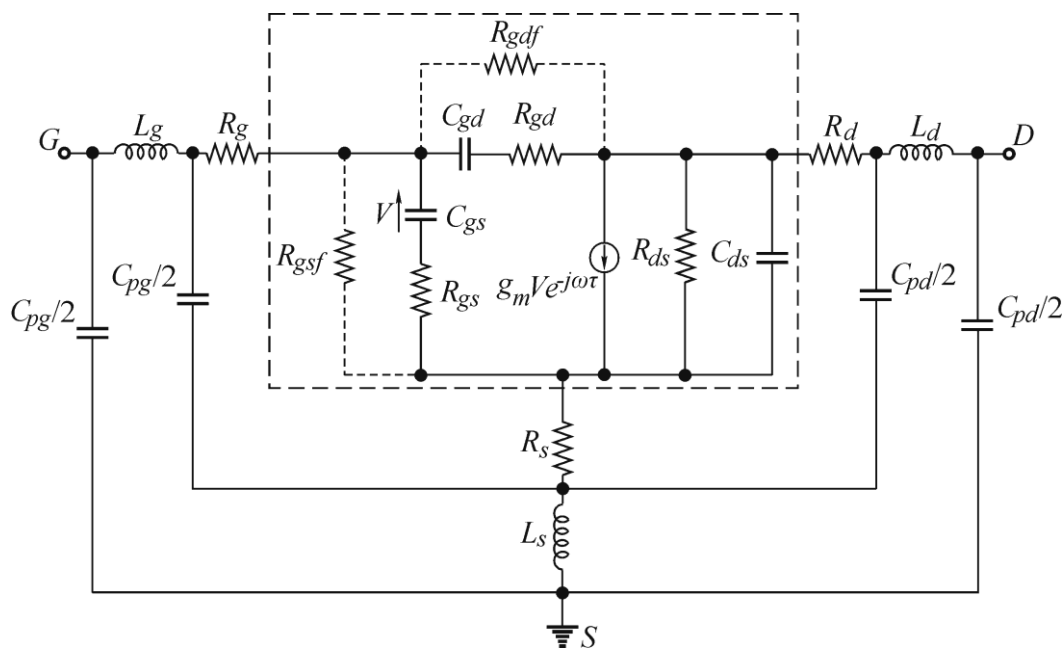
(d)

Slika 8.5 Poređenje parametara šuma dobijenih korišćenjem talasnog modela šuma i konvencionalnog modela šuma sa odgovarajućim merenim podacima:

(a)  $F_{min}$ , (b)  $|\Gamma_{opt}|$ , (c)  $\varphi_{opt}$  i (d)  $R_n$ .

## 8.2 PRIMENA TALASNOG MODELA ŠUMA NA OSVETLJENI GaAs HEMT

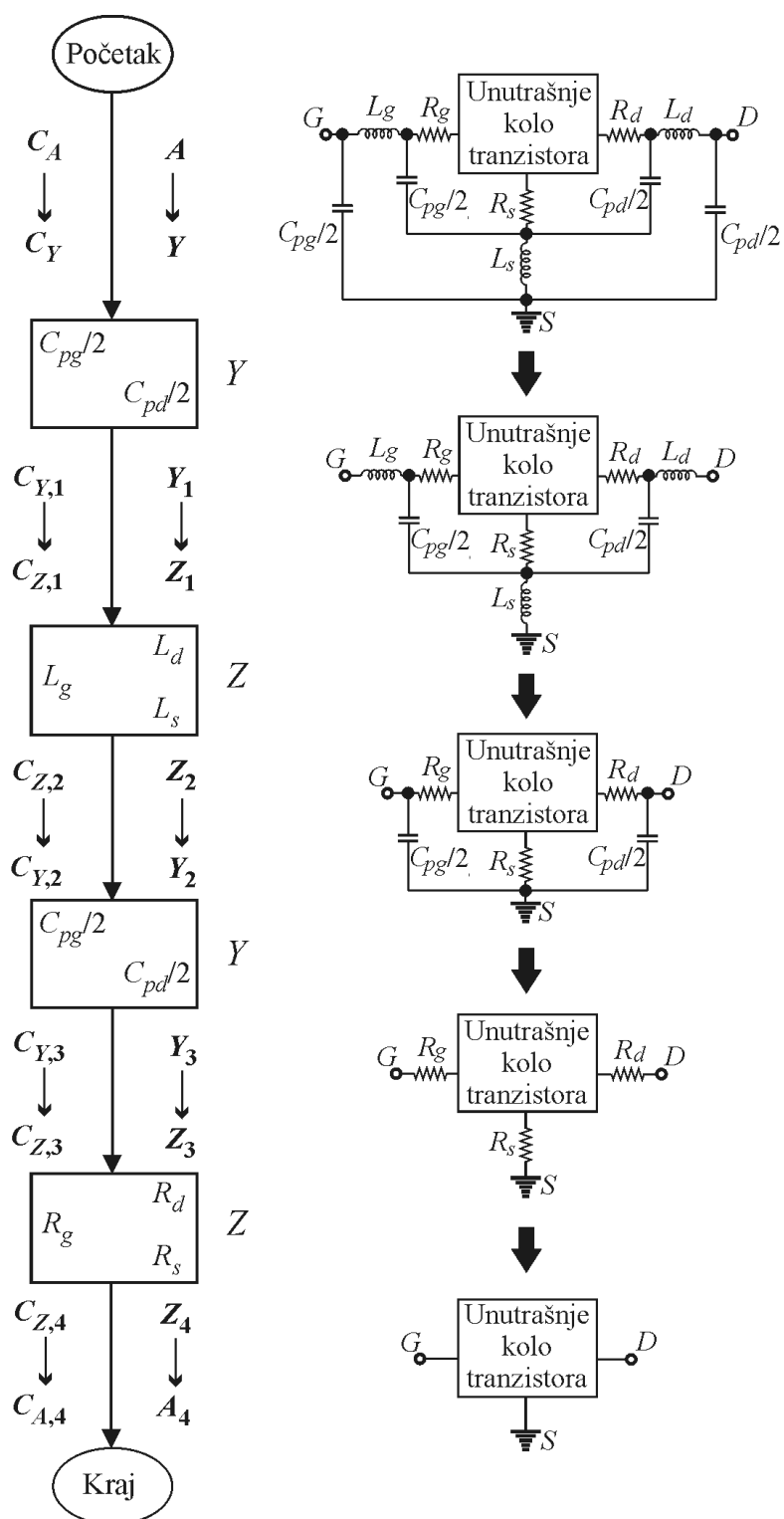
Pored činjenice da su se GaAs HEMT-ovi pokazali veoma pogodnim za malošumne primene na mikrotalasnim frekvencijama, sama fizička struktura ovih tranzistora ih čini veoma pogodnim za integrisane komunikacione sisteme, kod kojih su mikrotalasni tranzistori optički kontrolisani u cilju obavljanja različitih funkcija mikrotalasnih elektronskih kola (npr. kontrola pojačanja pojačavača, podešavanje frekvencije oscilatora i podešavanje pomeraja faze u pmeračima faze), [119-124]. Zbog toga je veoma bitno izvršiti karakterizaciju signala i šuma ovog tipa tranzistora pod uticajem svetlosti. Iako je poslednjih godina vršeno mnoštvo istraživanja iz oblasti modelovanja šuma mikrotalasnih tranzistora, [25-29, 111-116], svega nekoliko radova posvećeno je modelovanju parametara šuma komponenata izloženih osvetljenju, [125-127]. Upravo će iz tih razloga, u ovom delu disertacije, biti predstavljen celokupan postupak modelovanja parametara šuma GaAs HEMT-a pod uticajem svetlosti, za čije potrebe je po prvi put primenjen talasni model šuma, [92].



Slika 8.6 Ekvivalentno kolo osvetljenog on-wafer GaAs HEMT-a za male signale.

Na Slici 8.6 prikazano je ekvivalentno kolo osvetljenog *on-wafer* GaAs HEMT-a za male signale, [126]. Kao i u prethodnim slučajevima, prikazano ekvivalentno kolo sastoji se iz unutrašnjeg i spoljašnjeg kola. Unutrašnje kolo, koje je označeno isprekidanom linijom, čine sledeći elementi:  $C_{gs}$ ,  $C_{gd}$ ,  $C_{ds}$ ,  $R_{gs}$ ,  $R_{gsf}$ ,  $R_{gd}$ ,  $R_{gdf}$ ,  $R_{ds}$  i naponski kontrolisani strujni izvor  $g_m V e^{j\omega\tau}$ . U poređenju sa standardnim unutrašnjim kolom, koje se najčešće koristi u većini modela mikrotalasnih tranzistora, prikazano unutrašnje kolo prošireno je sa dve otpornosti,  $R_{gsf}$  i  $R_{gdf}$ . Ovo je urađeno zbog značajnog povećanja struje gejta kada se komponenta izloži osvetljenju. Uloga ovih otpornosti je zanemarljiva kada tranzistor nije osvetljen, pa u tom slučaju one nisu uključene u ekvivalentno kolo. Svi elementi unutrašnjeg kola su zavisni od uslova napajanja i osvetljenja. Ostatak ekvivalentnog kola predstavlja spoljašnje kolo, koje se sastoji iz sledećih elemenata:  $2 \times C_{pg}/2$ ,  $2 \times C_{pd}/2$ ,  $L_g$ ,  $L_d$ ,  $L_s$ ,  $R_g$ ,  $R_d$  i  $R_s$ . Za razliku od elemenata unutrašnjeg kola, elementi spoljašnjeg kola su nezavisni od uslova napajanja i osvetljenja.

Kako bi se odredile talasne temperature šuma, u ovom slučaju koristi se indirektni ekstrakcioni metod 1, predstavljen u odeljku 5.1, koji se zasniva na primeni analitičkog *de-embedding* postupka za određivanje parametara šuma unutrašnjeg kola tranzistora, [59, 63, 85-89]. Kao što je već napomenuto, kod ovog *de-embedding* postupka, ekstrakcija parametara šuma unutrašnjeg kola tranzistora vrši se na osnovu merenih parametara šuma tranzistora, što se postiže otklanjanjem efekata paralelno i redno vezanih elemenata spoljašnjeg kola tranzistora korišćenjem  $Y$  i  $Z$  reprezentacije, respektivno. Iako se analitički *de-embedding* postupak predstavljen u odeljku 5.1 odnosi na ekvivalentno kolo tranzistora prikazano na Slici 2.14, sam postupak otklanjanja efekata paralelno i redno vezanih elemenata je identičan i u ovom slučaju. Upravo je na Slici 8.7 predstavljen kompletan analitički postupak *de-embedding*-a spoljašnjih elemenata ekvivalentnog kola tranzistora prikazanog na Slici 8.6, [92]. U okviru blokova naznačeni su svi elementi spoljašnjeg kola čiji je efekat potrebno otkloniti, dok su između blokova prikazane dobijene matrice kao i njihove konverzije. Sa desne strane blokova prikazane su korišćene formulacije ( $Y$  ili  $Z$ ). Pored blok dijagrama ilustrovana je transformacija spoljašnjeg kola tranzistora tokom procesa *de-embedding*-a. Dakle, najpre se otklanja uticaj  $C_{pg}/2$  i  $C_{pd}/2$  korišćenjem  $Y$  formulacije. Nakon toga,  $Z$  formulacija se koristi za otklanjanje uticaja  $L_g$ ,  $L_d$  i  $L_s$ . Uticaj preostalih  $C_{pg}/2$  i  $C_{pd}/2$  takođe se otklanja korišćenjem  $Y$  formulacije. Konačno, nakon otklanjanja uticaja  $R_g$ ,



Slika 8.7 Blok dijagram kompletne analitičke procedure de-embedding-a elemenata spoljašnjeg kola osvetljenog on-wafer GaAs HEMT-a za male signale, kao i ilustracija transformacije ovog kola tokom procesa de-embedding-a.

$R_d$  i  $R_s$  korišćenjem  $Z$  formulacije, vrši se proračun parametara šuma unutrašnjeg kola tranzistora uz pomoć jednačina (5.33) - (5.36).

Na osnovu ekstrahovanih parametara šuma unutrašnjeg kola tranzistora, korišćenjem jednačina (3.120) - (3.122), proračunavaju se talasne temperature šuma. Kako bi se postiglo kontinualno određivanje talasnih temperatura šuma duž celog frekvencijskog opsega, potrebno je razviti frekvencijski zavisne funkcije koje fituju proračunate vrednosti ovih parametara. Kao i u prethodnom slučaju, fitovanje se vrši treniranjem veštačke neuronske mreže, bazirane na MLP strukturi, da modeluje zavisnost talasnih temperatura šuma od frekvencije, Slika 8.3, [92].

### 8.2.1 Numerički rezultati i diskusija

*On-wafer* HEMT baziran na AlGaAs-GaAs heterospoju, na koji je primenjen talasni model šuma, ima dužinu gejta od 0.25  $\mu\text{m}$  i širinu gejta od 100  $\mu\text{m}$ , pri čemu se gejst sastoji iz dva prsta širine 50  $\mu\text{m}$ . Ovakav *layout* vodi ka poboljšanju mikrotalasnih karakteristika, naročito karakteristika šuma, zahvaljujući smanjenju otpornosti gejta. Merenje  $S$  parametara i parametara šuma ovog tranzistora izvršeno je u slučajevima bez osvetljenja i sa osvetljenjem, u frekvencijskim opsezima 0.1 - 26.5 GHz, sa korakom od 0.1 GHz, i 2 - 18 GHz, sa korakom od 1 GHz, respektivno, korišćenjem merne opreme i procedure opisane u [123]. U slučaju sa osvetljenjem, uređaj je osvetljavao kontinualnim talasnim laserskim zrakom talasne dužine 650 nm i gustine snage 0.3  $\mu\text{W}/\mu\text{m}^2$ .

Najpre je kompletan analitički *de-embedding* postupak koji se odnosi na ekvivalentno kolo tranzistora prikazano na Slici 8.6 razvijen u okviru MATLAB softverskog okruženja, [100]. Razvijeni analitički *de-embedding* postupak i mereni parametri šuma tranzistora su iskorišćeni za ekstrakciju parametara šuma unutrašnjeg kola razmatranog tranzistora u slučajevima bez osvetljenja i sa osvetljenjem. Elementi spoljašnjeg kola tranzistora su ekstrahovani na osnovu  $S$  parametara tranzistora koji su mereni pod sledećim uslovima napajanja:  $V_{DS} = 0$  V i  $V_{GS} = -1.275$  V. Za to je korišćena merna procedura opisana u [128]. Sa druge strane, elementi unutrašnjeg kola tranzistora su ekstrahovani na osnovu unutrašnjih  $Y$  parametara za uslove napajanja:  $V_{DS} = 2.5$  V i  $V_{GS} = -0.6$  V. Dobijene vrednosti elemenata spoljašnjeg i unutrašnjeg kola tranzistora date su u Tabelama 8.3 i 8.4, respektivno, [126, 128].

Tabela 8.3 Ekstrahovane vrednosti elemenata spoljašnjeg kola tranzistora za  $V_{DS} = 0 \text{ V}$  i  $V_{GS} = -1.275 \text{ V}$ , [128].

$L_g$ (pH)	118.6
$L_s$ (pH)	11.5
$L_d$ (pH)	127.7
$R_g$ ( $\Omega$ )	4.8
$R_s$ ( $\Omega$ )	0.5
$R_d$ ( $\Omega$ )	2
$C_{pg}$ (fF)	15.2
$C_{pd}$ (fF)	15.2

Tabela 8.4 Ekstrahovane vrednosti elemenata unutrašnjeg kola tranzistora za  $V_{DS} = 2.5 \text{ V}$  i  $V_{GS} = -0.6 \text{ V}$ , [126].

	bez osvetljenja	sa osvetljenjem
$C_{gs}$ (fF)	132.5	147.9
$R_{gs}$ ( $\Omega$ )	0.3	0.1
$C_{gd}$ (fF)	17.9	21.0
$R_{gd}$ ( $\Omega$ )	17.0	73.2
$g_m$ (mS)	32.8	40.5
$\tau$ (ps)	1.3	1.1
$R_{ds}$ ( $\Omega$ )	744.5	508.6
$C_{ds}$ (fF)	146.0	152.1
$R_{gsf}$ ( $\Omega$ )	–	5369
$R_{gdf}$ ( $\Omega$ )	–	28544

Na osnovu ekstrahovanih vrednosti parametara šuma unutrašnjeg kola tranzistora, primenom jednačina (3.120) - (3.122), određene su talasne temperature šuma za oba uslova osvetljenja, za sve frekvencije na kojima su izvršena merenja parametara šuma tranzistora. Nakon toga, talasne temperature šuma dobijene za dati frekvencijski opseg, ali sa korakom od 4 GHz, iskorišćene su za izgradnju odgovarajućih trening skupova, koji su primenjeni za treniranje nekoliko veštačkih neuronskih mreža sa jednim skrivenim slojem i različitim brojem skrivenih neurona. Obučavanje mreža je takođe izvršeno u okviru MATLAB-a, [100], korišćenjem *Levenberg-Marquardt* algoritma, [72]. Kao i u prethodnom slučaju, *ATE*, *WCE* i *r* korišćeni su kao mera obučenosti mreža. Među obučenim veštačkim neuronskim mrežama, mreža koja je dala najbolje rezultate sadrži dva skrivena neurona u slučaju bez osvetljenja i tri skrivena neurona u slučaju sa osvetljenjem, [92]. Rezultati testiranja obučenih veštačkih neuronskih mreža za dati trening skup prikazani su u Tabeli 8.5.

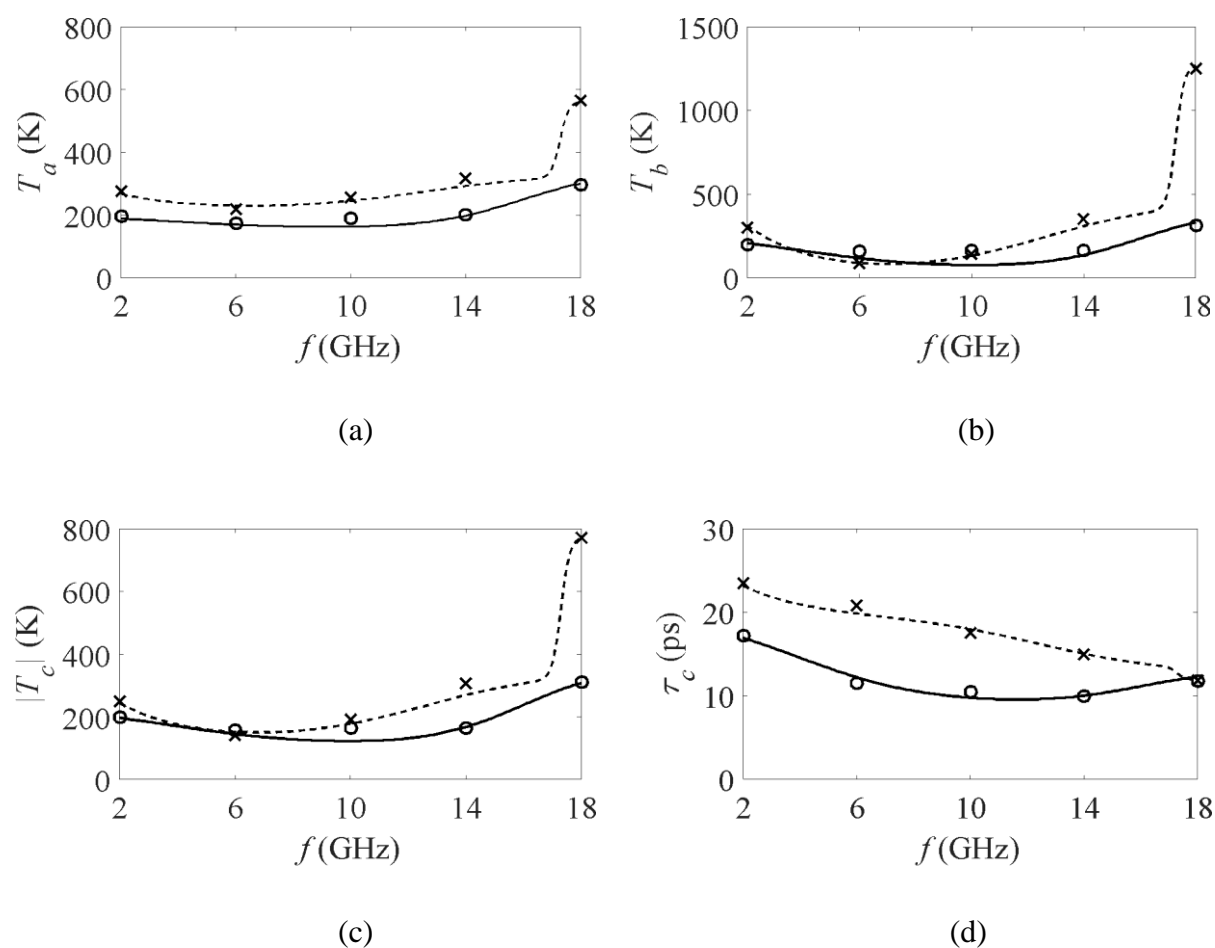
Tabela 8.5 Rezultati testiranja odabranih veštačkih neuronskih mreža u slučaju bez osvetljenja i sa osvetljenjem.

			<i>ATE</i> (%)	<i>WCE</i> (%)	<i>r</i>
trening skup	bez osvetljenja	$T_a$ (K)	7.25	21.97	0.9842
		$T_b$ (K)	10.34	26.30	0.9631
		$ T_c $ (K)	8.20	26.56	0.9740
		$\tau_c$ (ps)	6.06	9.84	0.9809
	sa osvetljenjem	$T_a$ (K)	0.24	0.26	0.9999
		$T_b$ (K)	0.07	0.08	0.9999
		$ T_c $ (K)	0.07	0.12	0.9999
		$\tau_c$ (ps)	0.45	0.86	0.9999

Ove mreže iskorišćene su za određivanje talasnih temperatura šuma u istom frekvencijskom opsegu. Zatim su dobijene talasne temperature šuma, koje su prikazane na Slici 8.8, [92], dodeljene talasnom modelu šuma implementiranom u okviru ADS-a, [101].

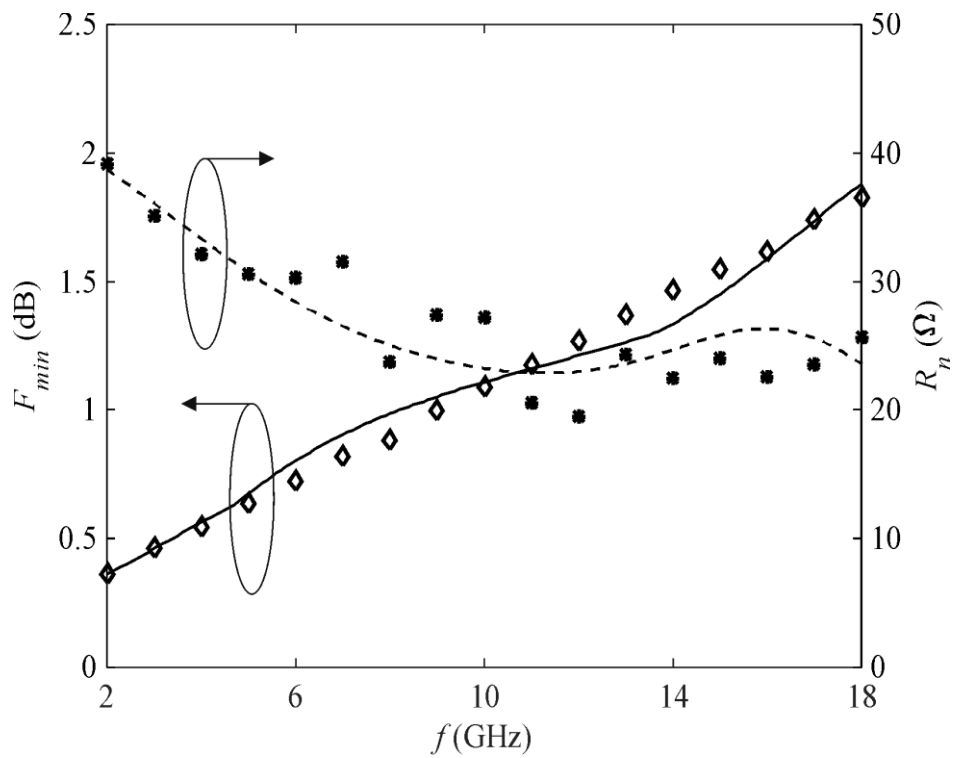
Korišćenjem implementiranog talasnog modela šuma, kao i ekvivalentnog kola razmatranog tranzistora, koje je takođe implementirano u okviru ADS-a, [101], izvršena je simulacija parametara šuma tranzistora. Konačno, simulirane vrednosti parametara šuma tranzistora su upoređene sa merenim vrednostima ovih parametara u oba slučaja.

Kao ilustracija, Slike 8.9 i 8.10 prikazuju simulirane i odgovarajuće merene vrednosti parametara šuma, [92]. Rezultati prikazani na Slikama 8.9 i 8.10 dobijeni su za GaAs HEMT bez osvetljenja i sa osvetljenjem, respektivno, u frekvencijskom opsegu 2 - 18 GHz. Kao što se može videti, simulirane vrednosti parametara šuma su veoma bliske merenim vrednostima ovih parametara, što potvrđuje tačnost talasnog modela šuma.

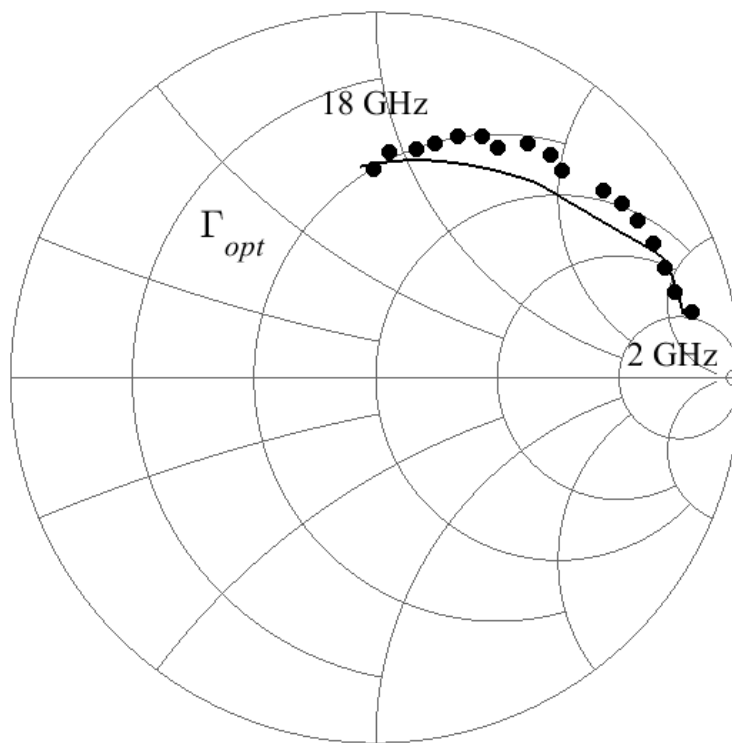


Slika 8.8 Proračunate talasne temperature šuma ( $\circ$  – bez osvetljenja;  $\times$  – sa osvetljenjem) fitovane veštačkom neuronskom mrežom (pune linije – bez osvetljenja; isprekidane linije – sa osvetljenjem): (a)  $T_a$ , (b)  $T_b$ , (c)  $|T_c|$  i (d)  $\tau_c$ .





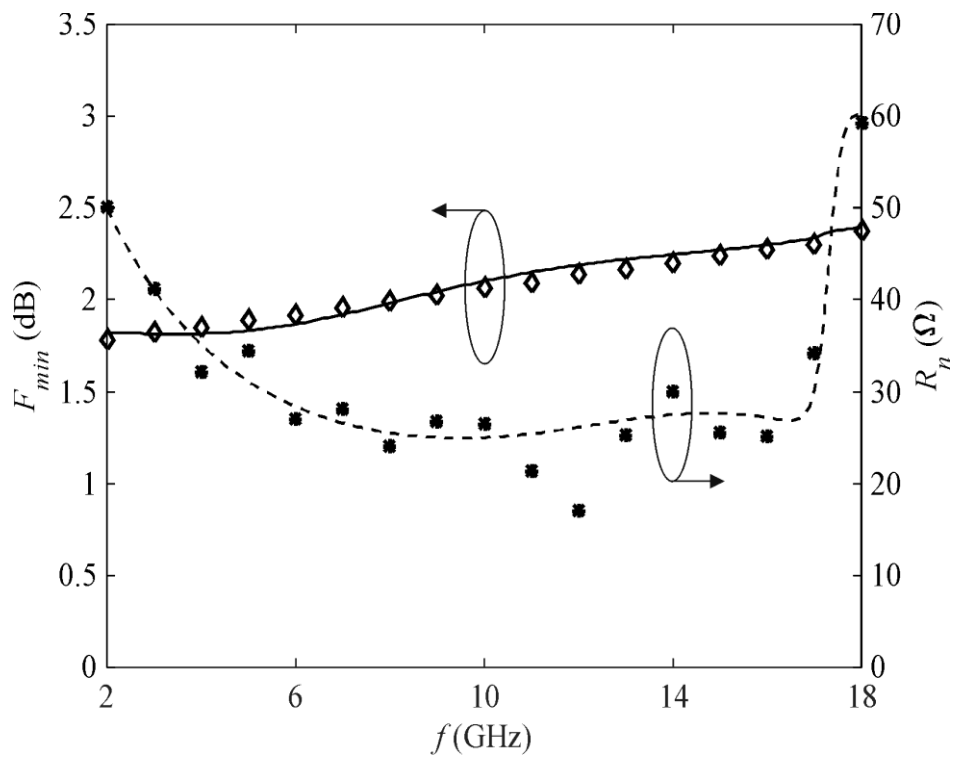
(a)



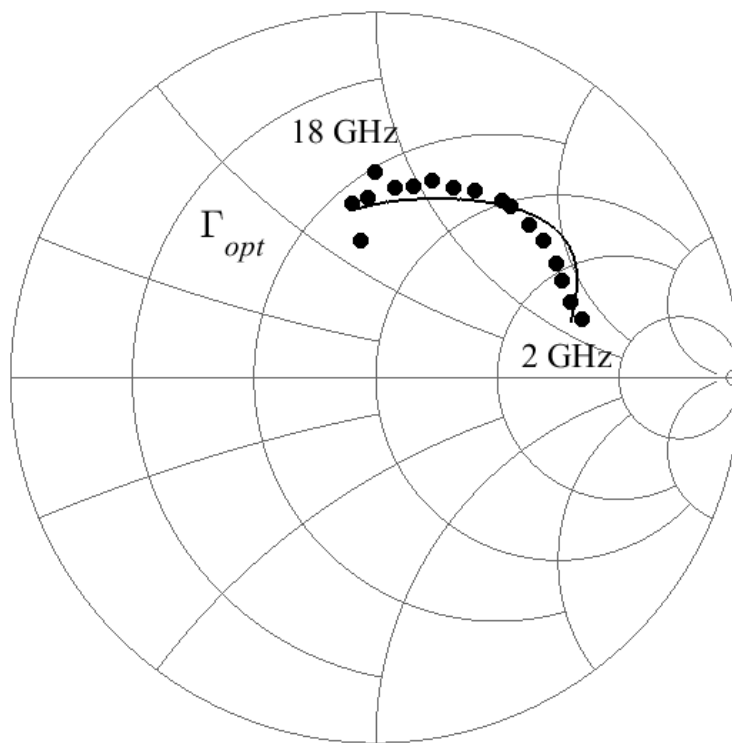
(b)

Slika 8.9 Poređenje parametara šuma dobijenih talasnim modelom šuma (linije) i merenih parametara šuma (simboli) u slučaju on-wafer GaAs HEMT-a bez osvetljenja:

(a)  $F_{min}$  i  $R_n$  (b)  $\Gamma_{opt}$



(a)



(b)

Slika 8.10 Poređenje parametara šuma dobijenih talasnim modelom šuma (linije) i merenih parametara šuma (simboli) u slučaju osvetljenog on-wafer GaAs HEMT-a:

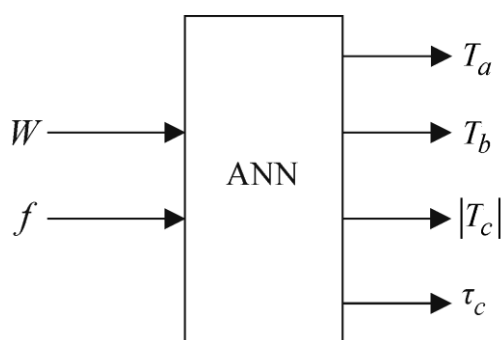
(a)  $F_{min}$  i  $R_n$  (b)  $\Gamma_{opt}$

### 8.3 PRIMENA TALASNOG MODELA ŠUMA NA SKALIRANE GaAs HEMT-OVE

U ovom delu disertacije biće opisan celokupan postupak modelovanja parametara šuma skaliranih *on-wafer* GaAs HEMT-ova, primenom talasnog modela šuma. O ekvivalentnom kolu *on-wafer* GaAs HEMT-a već je bilo reči u prethodnom odeljku, Slika 8.6.

U cilju određivanja talasnih temperatura šuma, u ovom slučaju se koristi indirektni ekstrakcioni metod 1, koji se zasniva na primeni analitičkog *de-embedding* postupka, [59, 63, 85-89]. Analitički *de-embedding* postupak kojim se ekstrahuju parametri šuma unutrašnjeg dela razmatranog ekvivalentnog kola tranzistora, koje je prikazano na Slici 8.6, predstavljen je takođe u prethodnom odeljku.

Talasan temperature šuma dobijaju se na osnovu ekstrahovanih parametara šuma unutrašnjeg kola tranzistora korišćenjem jednačina (3.120) - (3.122). Kako bi se postiglo kontinualno određivanje talasnih temperatura šuma duž celog frekvencijskog opsega, proračunate vrednosti ovih parametara su fitovane primenom veštačkih neuronskih mreža. Na Slici 8.11 prikazan je neuronski model koji modeluje zavisnost talasnih temperatura šuma,  $T_a$ ,  $T_b$ , i  $T_c = |T_c|e^{j\omega\tau_c}$ , od frekvencije,  $f$ , i širine gejta tranzistora,  $W$ . Uključivanjem dodatnog ulaza koji predstavlja širinu gejta tranzistora, postignuto je da ovaj neuronski model omogućava određivanje frekvencijski zavisnih talasnih temperatura šuma u slučaju skaliranih *on-wafer* GaAs HEMT-ova, [66].



Slika 8.11 Neuronski model za modelovanje zavisnosti talasnih temperatura šuma od širine gejta tranzistora i frekvencije.

### 8.3.1 Numerički rezultati i diskusija

*On-wafer* GaAs HEMT-ovi, na koje je primenjen talasni model šuma, imaju istu dužinu gejta  $0.25 \mu\text{m}$  i različite širine gejta  $100, 200$  i  $300 \mu\text{m}$ . U slučaju sva tri tranzistora, gejt se sastoji iz dva prsta, što vodi ka poboljšanju karakteristika šuma same komponente zahvaljujući smanjenju otpornosti gejta.  $S$  parametri i parametri šuma tranzistora mereni su u frekvencijskim opsezima  $0.1 - 26.5$  GHz, sa korakom od  $0.1$  GHz, i  $2 - 18$  GHz, sa korakom od  $1$  GHz, respektivno, korišćenjem merne opreme i procedure opisane u [123].

Najpre su parametri šuma unutrašnjeg kola tranzistora određeni na osnovu merenih parametara šuma tranzistora u sva tri slučaja. U tu svrhu korišćen je analitički *de-embedding* postupak, koji je prethodno razvijen u okviru MATLAB softverskog okruženja, [100]. Ovaj postupak vezan je za ekvivalentno kolo tranzistora za male signale prikazano na Slici 8.6, pri čemu su vrednosti elemenata ekvivalentnog kola, koje su date u Tabeli 8.6, ekstrahovane ranije i preuzete iz [126] i [128]. Na osnovu određenih parametara šuma unutrašnjeg kola sva tri tranzistora, korišćenjem jednačina (3.120) - (3.122), proračunate su talasne temperature šuma za sve frekvencije na kojima su izvršena merenja parametara šuma tranzistora. Nakon toga, talasne temperature šuma dobijene sa frekvencijskim korakom od  $4$  GHz, iskorišćene su za izgradnju odgovarajućeg trening skupa (ulazi -  $W$  i  $f$ , izlazi -  $T_a$ ,  $T_b$ ,  $|T_c|$  i  $\tau_c$ ), koji je primenjen za treniranje nekoliko veštačkih neuronskih mreža sa jednim skrivenim slojem i različitim brojem skrivenih neurona. Obučavanje mreža vršeno je u okviru MATLAB-a, [100], primenom *Levenberg-Marquardt* algoritma, [72]. Kao i u svim prethodnim slučajevima, kao mera obučenosti mreža korišćeni su  $ATE$ ,  $WCE$  i  $r$ . Među obučanim veštačkim neuronskim mrežama, mreža koja je dala najbolje rezultate sastoji se iz tri skrivena neurona, [66]. Rezultati testiranja obučene veštačke neuronske mreže za dati trening skup prikazani su u Tabeli 8.7.

Ova mreža iskorišćena je za određivanje talasnih temperatura šuma u istom frekvencijskom opsegu. Zatim su dobijene talasne temperature šuma, koje su prikazane na Slikama 8.12 - 8.14, dodeljene talasnom modelu šuma implementiranom u okviru ADS-a, [101]. Korišćenjem implementiranog talasnog modela šuma, kao i ekvivalentnog kola razmatranog tranzistora, koje je takođe implementirano u okviru ADS-a, [101], izvršena je

Tabela 8.6 Ekstrahovane vrednosti elemenata ekvivalentnog kola tranzistora, [126, 128].

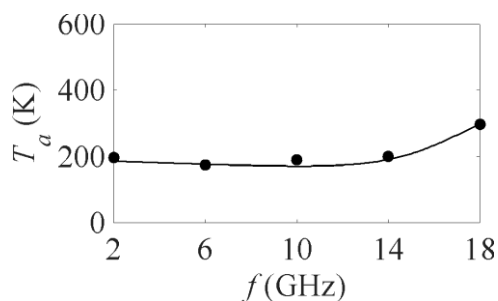
$W$ ( $\mu\text{m}$ )	100	200	300
$C_{pg}, C_{pd}$ (fF)	15.2	16.6	25.2
$L_g$ (pH)	118.6	107.9	103.9
$L_d$ (pH)	127.7	99.0	103.4
$L_s$ (pH)	11.5	13.0	11.1
$R_g$ ( $\Omega$ )	4.8	4.3	3.6
$R_d$ ( $\Omega$ )	2.0	1.7	1.5
$R_s$ ( $\Omega$ )	0.5	0.4	0.3
$C_{gs}$ (fF)	132.5	194.1	272.4
$R_{gs}$ ( $\Omega$ )	0.3	0.4	0.6
$C_{gd}$ (fF)	17.9	23.9	30.6
$R_{gd}$ ( $\Omega$ )	17.0	33.4	38.9
$g_m$ (mS)	32.8	56.7	85.8
$\tau$ (ps)	1.3	1.1	1.2
$R_{ds}$ ( $\Omega$ )	744.5	384.6	263.2
$C_{ds}$ (fF)	146.0	210.6	315.8

simulacija parametara šuma tranzistora. Na kraju, simulirane vrednosti parametara šuma tranzistora su upoređene sa merenim vrednostima ovih parametara u slučaju sva tri tranzistora.

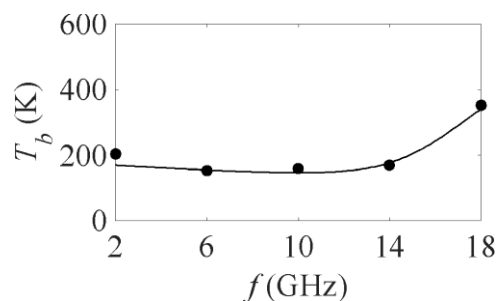
Kao ilustracija, Slika 8.15 prikazuje simulirane vrednosti  $F_{min}$  i odgovarajuće merene podatke u slučaju *on-wafer* GaAs HEMT-ova sa širinama gejta 100, 200 i 300  $\mu\text{m}$ , [66]. Pored toga, Slika 8.16 prikazuje simulirane i odgovarajuće merene vrednosti parametara  $\Gamma_{opt}$  i  $R_n$  u slučaju *on-wafer* GaAs HEMT-a sa širinom gejta od 100  $\mu\text{m}$ , [66]. Na osnovu rezultata prikazanih na Slikama 8.15 i 8.16, može se videti da su simulirane vrednosti parametara šuma veoma bliske merenim vrednostima ovih parametara, što potvrđuje tačnost primenjenog talasnog modela šuma.

Tabela 8.7 Rezultati testiranja odabrane veštačke neuronske mreže u slučaju tranzistora sa različitim širinama gejta.

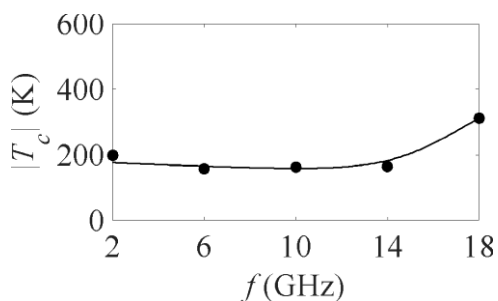
			ATE (%)	WCE (%)	$r$
trening skup	W = 100 $\mu\text{m}$	$T_a$ (K)	7.48	13.62	0.9852
		$T_b$ (K)	6.93	17.03	0.9811
		$ T_c $ (K)	5.92	14.84	0.9873
		$\tau_c$ (ps)	8.92	19.13	0.9538
	W = 200 $\mu\text{m}$	$T_a$ (K)	10.27	18.41	0.9581
		$T_b$ (K)	13.67	26.82	0.9584
		$ T_c $ (K)	12.70	23.44	0.9583
		$\tau_c$ (ps)	13.12	31.21	0.9333
	W = 300 $\mu\text{m}$	$T_a$ (K)	5.50	11.09	0.9938
		$T_b$ (K)	1.69	6.17	0.9979
		$ T_c $ (K)	3.11	6.00	0.9981
		$\tau_c$ (ps)	10.12	23.28	0.9526



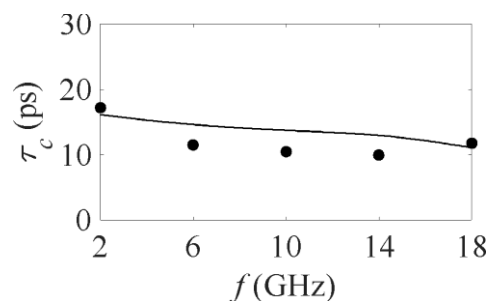
(a)



(b)



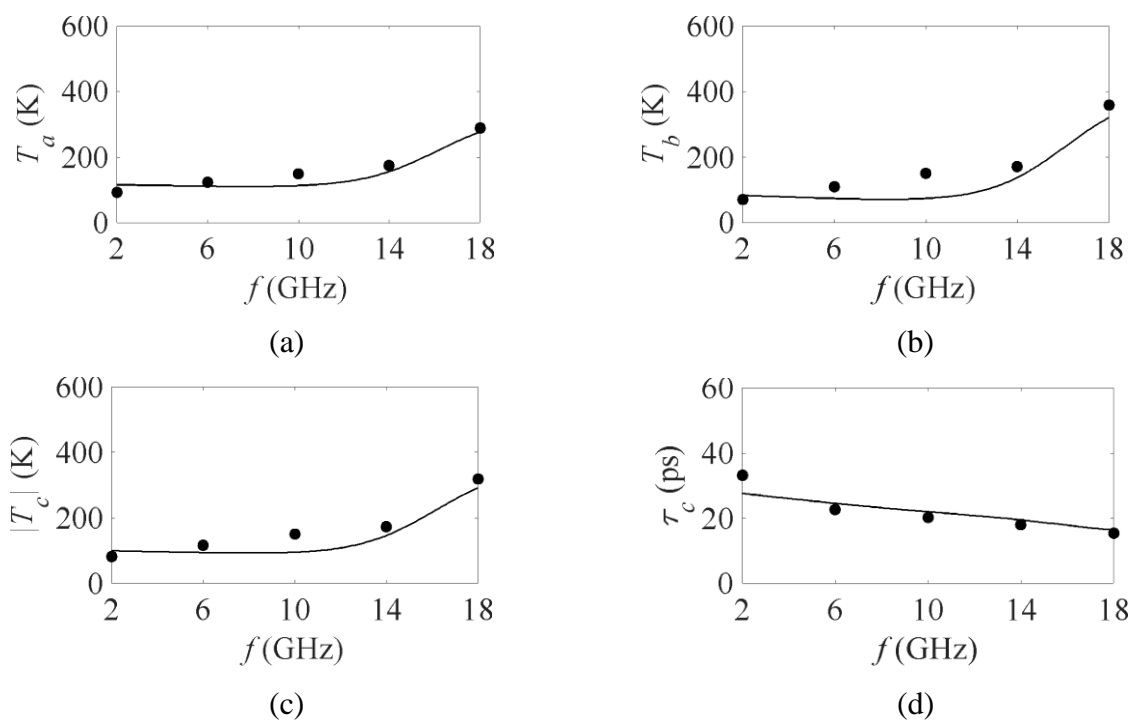
(c)



(d)

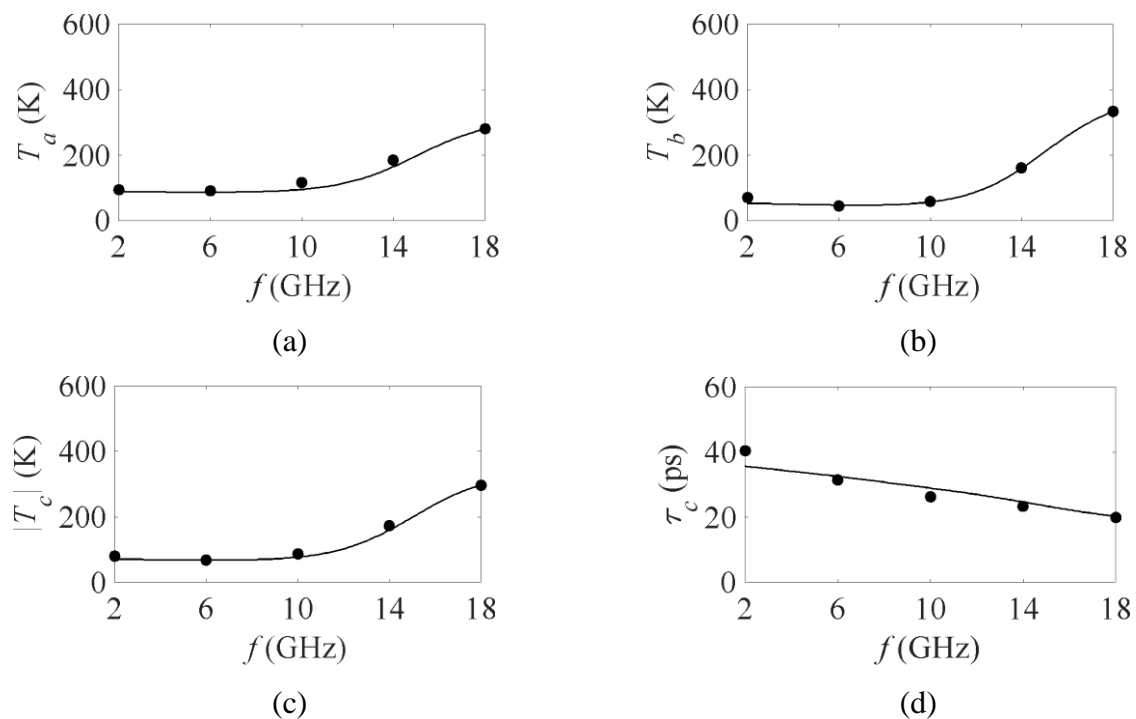
Slika 8.12 Proračunate talasne temperature šuma (simboli) fitovane veštačkom neuronskom mrežom (linije) u slučaju on-wafer GaAs HEMT-a sa širinom gejta od 100  $\mu\text{m}$ :

(a)  $T_a$ , (b)  $T_b$ , (c)  $|T_c|$  i (d)  $\tau_c$ .



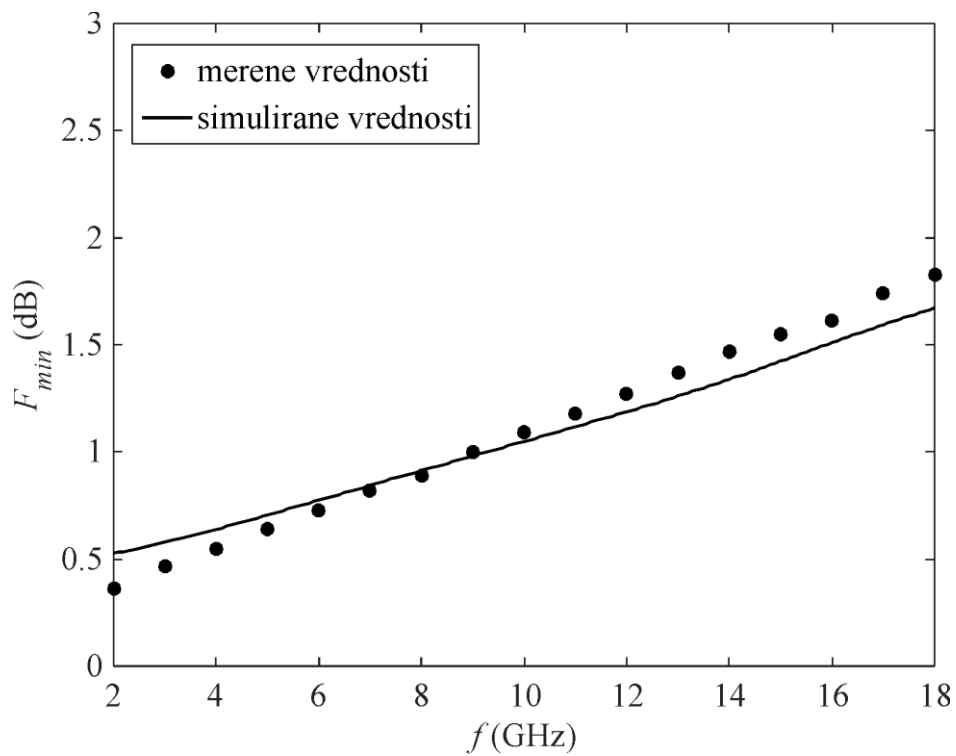
Slika 8.13 Proračunate talasne temperature šuma (simboli) fitovane veštačkom neuronskom mrežom (linije) u slučaju on-wafer GaAs HEMT-a sa širinom gejta od 200 μm:

(a)  $T_a$ , (b)  $T_b$ , (c)  $|T_c|$  i (d)  $\tau_c$ .

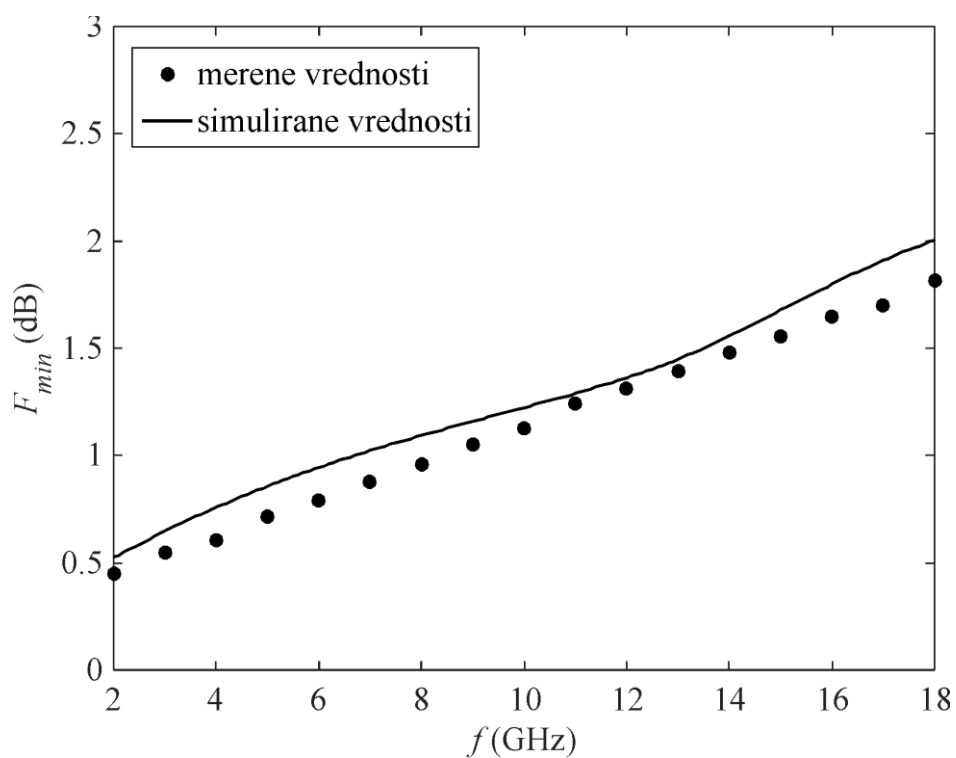


Slika 8.14 Proračunate talasne temperature šuma (simboli) fitovane veštačkom neuronskom mrežom (linije) u slučaju on-wafer GaAs HEMT-a sa širinom gejta od 300 μm:

(a)  $T_a$ , (b)  $T_b$ , (c)  $|T_c|$  i (d)  $\tau_c$ .

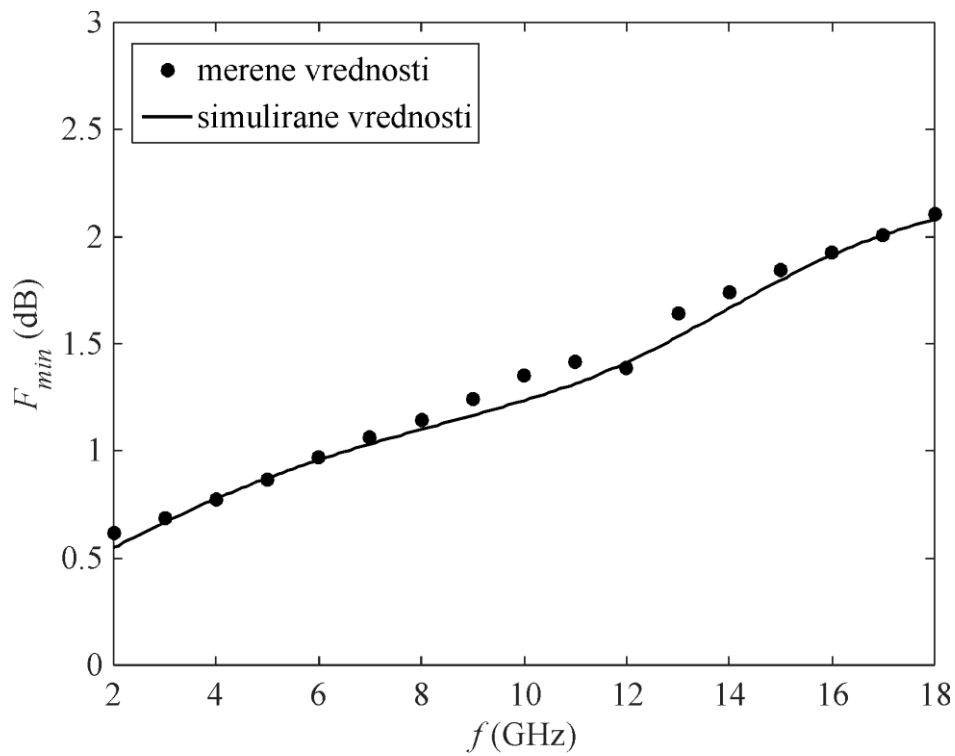


(a)



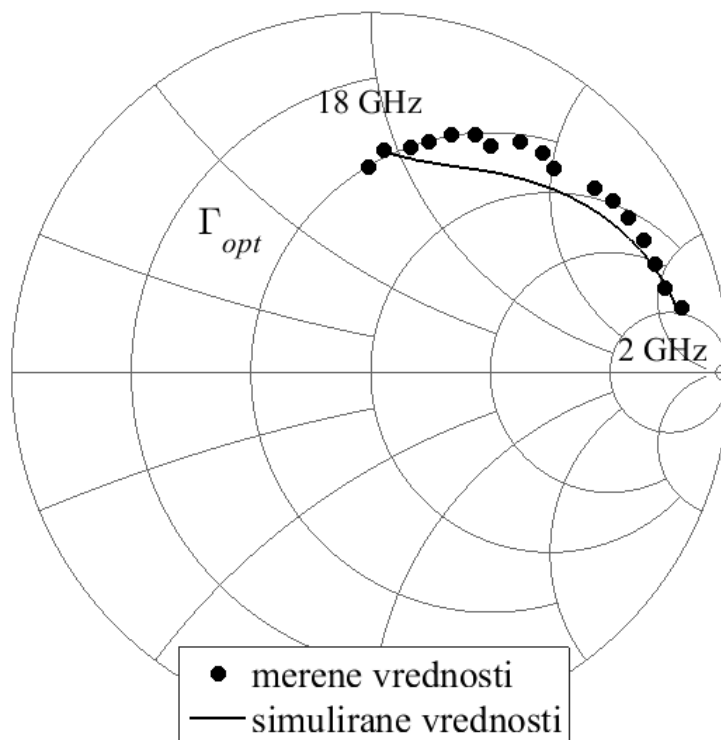
(b)



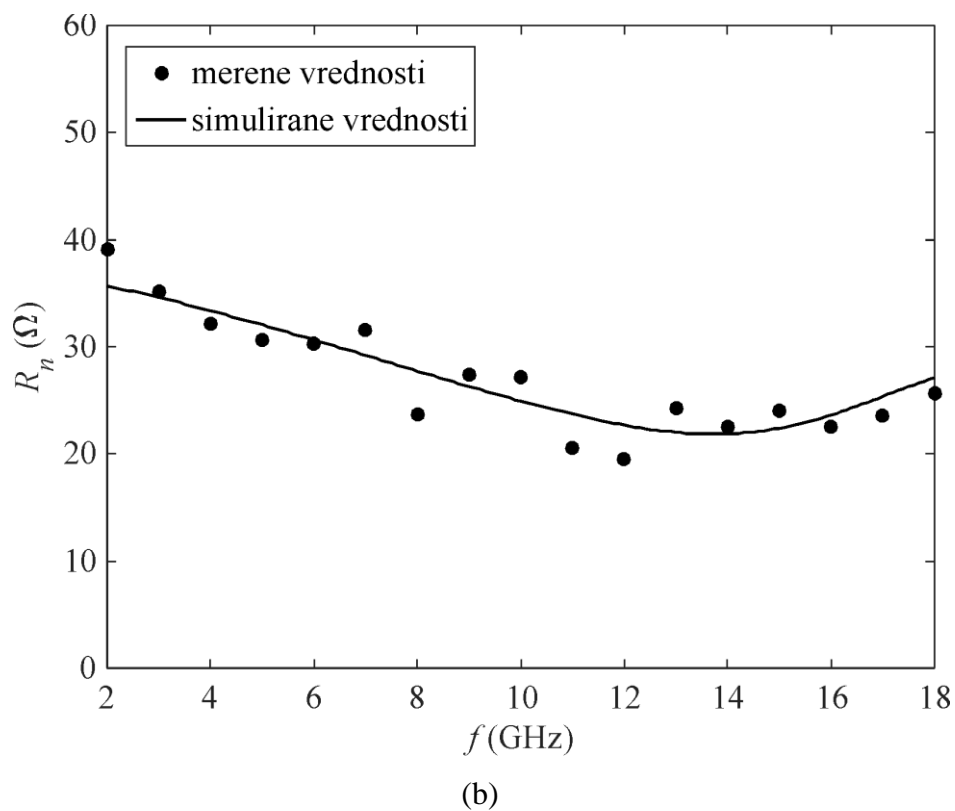


(c)

Slika 8.15 Merene i simulirane vrednosti  $F_{min}$  u slučaju on-wafer GaAs HEMT-a sa širinom gejta: (a)  $100 \mu\text{m}$ , (b)  $200 \mu\text{m}$  i (c)  $300 \mu\text{m}$ .



(a)



Slika 8.16 Poređenje parametara šuma simuliranih talasnim modelom šuma i merenih parametara šuma u slučaju on-wafer GaAs HEMT-a sa širinom gejta od  $100 \mu\text{m}$ :

(a)  $\Gamma_{opt}$  i (b)  $R_n$ .

## 9. ZAKLJUČAK

Jedan od najvažnijih faktora koji se uzima u obzir prilikom projektovanja aktivnih mikrotalasnih sklopova (pojačavača, oscilatora, pomerača faze, mešača, aktivnih filtara itd.), koji se koriste u savremenim komunikacionim sistemima, jeste nivo šuma. S tim u vezi, kako su aktivni mikrotalasni sklopovi sastavljeni od određenog broja različitih aktivnih komponenata, kao što su npr. MESFET-ovi i HEMT-ovi, velika pažnja se posvećuje upravo karakterizaciji njihovog šuma.

Međutim, karakterizacija šuma u slučaju mikrotalasnih tranzistora nije tako jednostavna. Karakteristike šuma tranzistora obično se izražavaju korišćenjem parametara šuma, koji predstavljaju interna svojstva same komponente i ne zavise od bilo kog priključenog spoljašnjeg kola. Najčešće se koriste sledeći parametri šuma: minimalni faktor šuma, optimalni koeficijent refleksije izvora i ekvivalentna otpornost šuma. Za efikasno i tačno merenje ovih parametara koriste se savremeni merni sistemi koji se zasnivaju na primeni naprednih vektorskih analizatora mreža, [19]. Međutim, uzimajući u obzir to da je cena naprednih vektorskih analizatora mreža previsoka, većina projektanata mikrotalasnih kola i dalje koristi starije i jeftinije merne sisteme, [4]. Najveći nedostaci starijih mernih sistema su, pored kompleksnosti samog mernog sistema, i manja tačnost i efikasnost merenja u odnosu na savremene merne sisteme.

Kako se konvencionalni metodi za merenje parametara šuma mikrotalasnih tranzistora baziraju na ponovljenim merenjima faktora šuma za različite vrednosti koeficijenta refleksije izvora, oni podrazumevaju upotrebu tjunera, čime se znatno komplikuje i poskupljuje sam postupak merenja, [4]. Nedostaci ovih mernih metoda su: ograničen opseg promene

koeficijenta refleksije izvora, ograničen frekvencijski opseg, komplikovana kalibraciona procedura i problemi oko ponovljivosti merenja. Takođe, dodatni nedostatak ovih mernih metoda jeste taj da kada je potrebno izvršiti merenje parametara šuma na više različitih frekvencija primene tranzistora, ono postaje vremenski zahtevno. Zbog toga je mnogo pogodniji način za određivanje parametara šuma mikrotalasnih tranzistora korišćenje odgovarajućih modela šuma i standardnih mikrotalasnih softverskih alata.

Modeli šuma mikrotalasnih tranzistora se prema načinu na koji su izvedeni generalno mogu podeliti na empirijske, [25-28], i fizičke, [29, 30]. Fizički modeli izvedeni su razmatranjem fizičke strukture komponente, pa je za njihovu primenu neophodno poznavanje brojnih parametara kojima se definiše geometrija tranzistora, karakteristike materijala, tehnološki proces izrade komponente i slično. Kako fizički modeli omogućuju istovremenu optimizaciju tranzistora i kola u kojima se oni koriste, oni su po pravilu veoma pogodni za projektante kola koji imaju određenu kontrolu nad procesom proizvodnje tranzistora. Glavna mana fizičkih modela jeste što oni u većini slučajeva projektovanja mikrotalasnih kola nisu pokazali zadovoljavajuću tačnost. Empirijski modeli zasnivaju se na opisu uočenih karakteristika komponente određenim funkcijama koje treba da omoguće što bolje modelovanje željenih karakteristika. U poređenju sa fizičkim modelima, empirijski modeli su znatno jednostavniji i tačniji, ali im je za postizanje visoke tačnosti modelovanja parametara šuma potrebna velika količina podataka.

Većina modela šuma mikrotalasnih tranzistora bazira se na klasičnim ( $Z$ ,  $Y$ ,  $A$ ,  $H$  itd.) reprezentacijama dvoprilaznog kola sa šumom. U slučaju klasičnih reprezentacija, bilo koje dvoprilazno kolo koje generiše šum može se predstaviti uz pomoć ekvivalentnog kola bez šuma okarakterisanim istim parametrima kao i originalno kolo i dva izdvojena naponska i/ili strujna izvora šuma na jednom ili oba prilaza kola, [20-24].

Jedan od modela šuma koji se bazira na klasičnoj  $H$  reprezentaciji standardnog unutrašnjeg ekvivalentnog kola tranzistora, jeste model šuma Pospieszalski-og, [28]. Kod ovog modela, šum koji se generiše od strane strujnog i naponskog izvora šuma okarakterisan je uz pomoć dve ekvivalentne temperature šuma, i to: ekvivalentne temperature šuma gejta,  $T_g$ , i ekvivalentne temperature šuma drejna,  $T_d$ .

Klasične reprezentacije dvoprilaznog kola sa šumom po pravilu nisu pogodne iz tri razloga, [24]. Prvi razlog je što definisanje klasičnih napona i struja na prilazima kola nije jednostavno kada transmisiona linija ne podržava TEM tip prostiranja. Drugi razlog je što je prilikom merenja veličina potrebnih za određivanje standardnih parametara potrebno da

određeni prilazi budu otvoreni ili kratkospojeni, sto nije lako ostvarivo. Treći razlog je činjenica da je većina aktivnih mikrotalasnih sklopova projektovana tako da radi u uslovima dobrog prilagođenja, pa otvoreni ili kratkospojeni krajevi mogu da dovedu do samooscilovanja ili pregorevanja. Zbog svega navedenog, korišćenje talasne reprezentacije, koja se zasniva na primeni talasnih promenljivih, odnosno,  $S$  i  $T$  matrica, pokazalo se kao mnogo pogodniji način za opis mikrotalasnih kola sa šumom, [22, 25, 31-68]. Naime, pored toga što talasna reprezentacija omogućava prevazilaženje svih problema vezanih za klasične reprezentacije, njena dodatna prednost je ta što su u oblasti mikrotalasa parametri  $S$  i  $T$  matrica direktno merljive veličine.

Model šuma koji se bazira na talasnoj  $T$  reprezentaciji standardnog unutrašnjeg ekvivalentnog kola tranzistora, jeste talasni model šuma, [25]. U slučaju talasne  $T$  reprezentacije, bilo koje dvoprilazno kolo sa šumom predstavlja se pomoću ekvivalentnog dvoprilaznog kola bez šuma opisanog  $T$  parametrima i dva dodatna talasna izvora šuma koji se javljaju na ulazu kola. Ovi talasni izvori šuma okarakterisani su pomoću tri talasne temperature šuma,  $T_a$ ,  $T_b$  i  $T_c$ . Talasni model definiše izraze koji se koriste za određivanje talasnih temperatura šuma i daju vezu između ovih temperatura i parametara šuma unutrašnjeg kola tranzistora. Međutim, kako u praksi ovi parametri nisu direktno merljive veličine, direktno analitičko određivanje talasnih temperatura šuma korišćenjem ovih izraza nije moguće, pa se one određuju na osnovu merenih parametara šuma tranzistora, najčešće primenom optimizacionih procedura u simulatorima mikrotalasnih kola. Glavni nedostatak optimizacionih procedura je što u situacijama kada je potrebno odrediti talasne temperature šuma za više različitih radnih temperatura, uslova napajanja ili frekvencija, one postaju vremenski zahtevne. Zbog toga je deo istraživanja koja su prezentovana u okviru ove doktorske disertacije posvećen upravo razvoju novih ekstrakcionih metoda za efikasnije određivanje talasnih temperatura šuma, koji značajno doprinose i razvoju samog talasnog modela šuma.

Većina predloženih ekstrakcionih metoda bazira se na primeni veštačkih neuronskih mreža. Veštačke neuronske mreže su nelinearne strukture napravljene po ugledu na prirodni nervni sistem, čija je osnovna odlika sposobnost učenja zavisnosti između dva skupa veličina, [69-76]. Proces učenja veštačke neuronske mreže predstavlja nadgledani proces u toku koga se optimizuju vrednosti parametara mreže tako da signal na izlazu mreže bude što bliži željenoj vrednosti za zadate ulaze u mrežu. Najjednostavnije i najčešće korišćene veštačke neuronske mreže jesu MLP mreže, kod kojih su neuroni grupisani u slojeve i koje rade na

principu crne kutije, tj. nije potrebno da poznaju prirodu zavisnosti koju uče. Na taj način, MLP mreže su posebno interesantne za primene kod problema kod kojih ne postoje adekvatni matematički / fizički modeli, odnosno kod problema koji nisu u potpunosti definisani.

S obzirom na to da veštačke neuronske mreže predstavljaju univerzalno sredstvo za modelovanje, kako linearnih, tako i nelinearnih problema, na nivou kola ili na nivou komponente, njihove primene su u prošlosti, u području mikrotalasa, bile zaista brojne, [43, 53, 56-58, 62, 64-68, 73, 76-84]. Tome su najviše doprinele odlične karakteristike veštačkih neuronskih mreža. Među njima, posebno treba istaći sposobnost generalizacije obučene mreže, tj. sposobnost da mreža da korektan odziv i za vrednosti ulaznih veličina koje nisu predstavljene tokom učenja. Pored toga, imajući u vidu veoma kratko vreme dobijanja odziva, modeli bazirani na veštačkim neuronskim mrežama predstavljaju alternativu kompleksnim, vremenski zahtevnim fizičkim-elektromagnetnim modelima. Takođe, usled velike brzine rada, primena modela baziranih na veštačkim neuronskim mrežama u procesima simulacije i optimizacije mikrotalasnih komponenata i kola dovodi do povećanja efikasnosti i znatne uštede vremena, a da pri tome ne dolazi do gubitka tačnosti. Još jedna bitna karakteristika veštačkih neuronskih mreža jeste ta da sam razvoj neuronskog modela ne zahteva poznavanje fizičke prirode zavisnosti koja se modeluje, pa je moguće razviti neuronske modele koji su validni i u onim oblastima rada komponente za koje ne postoje adekvatni matematički modeli.

U okviru ove doktorske disertacije, najpre su razvijena tri ekstrakciona metoda koji omogućuju indirektno određivanje talasnih temperatura šuma. Kod ovih ekstrakcionih metoda, talasne temperature šuma određuju se na osnovu parametara šuma unutrašnjeg kola tranzistora primenom odgovarajućih jednačina. Ekstrakcija parametara šuma unutrašnjeg kola tranzistora vrši se na osnovu merenih parametara šuma tranzistora, što se postiže otklanjanjem efekata elemenata spoljašnjeg kola tranzistora primenom nekog *de-embedding* postupka. Prvi ekstrakcioni metod bazira se na primeni analitičkog *de-embedding* postupka, kod koga se za otklanjanje efekata kaskadno, paralelno i redno vezanih elemenata spoljašnjeg kola tranzistora koriste  $A$ ,  $Y$  i  $Z$  matrice, respektivno, [59, 63, 85-89]. Osnovu drugog ekstrakcionog metoda čini *de-embedding* postupak u okviru simulatora mikrotalasnih kola, koji se zasniva na implementaciji šeme čiji spoljašnji elementi imaju negativne vrednosti i obrnuti redosled nego u slučaju razmatranog ekvivalentnog kola tranzistora, [90]. Treći ekstrakcioni metod podrazumeva primenu *de-embedding* postupka baziranog na veštačkim neuronskim mrežama, kod koga se efekti elemenata spoljašnjeg kola tranzistora otklanjaju treniranjem veštačke neuronske mreže da odredi parametre šuma unutrašnjeg kola tranzistora

na osnovu parametara šuma tranzistora, elemenata ekvivalentnog kola tranzistora, frekvencije i temperature, [67, 68, 91]. U cilju validacije, sva tri ekstrakciona metoda primenjena su za određivanje talasnih temperatura šuma u slučaju konkretnog GaAs HEMT-a.

Na osnovu dobijenih rezultata, izvršena je komparativna analiza razvijenih ekstrakcionih metoda, [64]. Utvrđeno je da je u sva tri slučaja postignuta dobra tačnost modelovanja parametara šuma. Posebno se izdvojio prvi ekstrakcioni metod, koji je pokazao nešto bolje rezultate modelovanja u poređenju sa preostala dva metoda. Međutim, kako je analitički *de-embedding* postupak primenjen u prvom ekstrakcionom metodu uglavnom baziran na matričnim manipulacijama, on vodi ka matematički zahtevnom proračunu. Imajući u vidu da se *de-embedding* postupak u okviru simulatora mikrotalasnih kola bazira na implementaciji određene šeme, koja je u stvari modifikacija razmatranog ekvivalentnog kola tranzistora, drugi ekstrakcioni metod je najjednostavniji u poređenju sa preostala dva metoda. Ipak, takav *de-embedding* postupak nije primenljiv u svim simulatorima mikrotalasnih kola, već zahteva uglavnom starije verzije ovih softvera. Sa druge strane, kako treći ekstrakcioni metod, i pored činjenice da ima manju tačnost u odnosu na prvi ekstrakcioni metod i veću kompleksnost proračuna u odnosu na drugi ekstrakcioni metod, omogućava prevazilaženje problema koji su vezani za preostala dva metoda, on može predstavljati njihovu adekvatnu alternativu.

Nakon ekstrakcionih metoda za indirektno određivanje talasnih temperatura šuma, razvijena su i četiri nova metoda bazirana na primeni veštačkih neuronskih mreža za direktno određivanje ovih parametara. Osnovu prvog ekstrakcionog metoda čini neuronski model koji omogućava određivanje talasnih temperatura šuma na osnovu parametara šuma tranzistora i elemenata razmatranog ekvivalentnog kola tranzistora, [58]. Frekvencija i temperatura takođe su uključene kao ulazi neuronskog modela, uzevši u obzir to da su talasne temperature šuma frekvencijski i temperaturno zavisne. Drugi ekstrakcioni metod zasniva se na neuronskom modelu koji omogućava određivanje talasnih temperatura šuma na osnovu fiktivnih talasnih temperatura šuma, [65]. Za razliku od talasnih temperatura šuma koje se odnose na unutrašnje kolo tranzistora, fiktivne talasne temperature šuma se odnose na celi tranzistor. I u ovom slučaju, frekvencija i temperatura predstavljaju dodatne ulaze neuronskog modela. Treći ekstrakcioni metod razvijen je sa ciljem kontinualnog određivanja talasnih temperatura šuma duž celog frekvencijskog i temperaturnog opsega od interesa. Kako osnovu ovog ekstrakcionog metoda čini isti neuronski model kao i kod prvog ekstrakcionog metoda, može se reći da je treći ekstrakcioni metod zapravo nadogradnja prvog, [56]. Glavna razlika između ova dva ekstrakciona metoda jeste ta što se u slučaju trećeg ekstrakcionog metoda vrednosti

elemenata razmatranog ekvivalentnog kola tranzistora i parametara šuma tranzistora određuju korišćenjem dva dodatna neuronska modela. Četvrti ekstrakcioni metod takođe omogućava određivanje talasnih temperatura šuma sa proizvoljnim frekvencijskim i temperaturnim korakom, i zasniva se na neuronskom modelu koji obezbeđuje određivanje pomenutih parametara samo na osnovu frekvencije i temperature, [57, 68]. Kako bi se izvršila validacija razvijenih ekstrakcionih metoda, oni su primenjeni za određivanje talasnih temperatura šuma u slučaju konkretnog GaAs HEMT-a.

Razmatranjem dobijenih rezultata, takođe je izvršena komparativna analiza razvijenih ekstrakcionih metoda. I ovde je utvrđeno da je u sva četiri slučaja postignuta dobra tačnost modelovanja parametara šuma. Međutim, prvi ekstrakcioni metod je uz treći i četvrti ekstrakcioni metod pokazao nešto bolje rezultate modelovanja u poređenju sa drugim ekstrakcionim metodom. Sa druge strane, činjenica da su veštačke neuronske mreže koje se koriste kod prvog ekstrakcionog metoda relativno velikih dimenzija, pri čemu se za njihovo obučavanje koriste trening skupovi sa velikim brojem uzoraka, može dovesti do toga da celokupan postupak treninga veštačkih neuronskih mreža kod ovog ekstrakcionog metoda zahteva više vremena. Za razliku od njega, drugi ekstrakcioni metod bazira se na primeni veštačkih neuronskih mreža relativno malih dimenzija, za čije obučavanje se koriste trening skupovi sa malim brojem uzoraka, pa se obučavanje mreža u ovom slučaju vrši znatno brže. Ipak, kao što je već rečeno, drugi ekstrakcioni metod je pokazao nešto lošije rezultate modelovanja parametara šuma tranzistora u odnosu na preostala tri ekstrakciona metoda. Imajući u vidu da se treći ekstrakcioni metod bazira na primeni tri neuronska modela, pri čemu je osnova isti neuronski model kao i kod prvog ekstrakcionog metoda, obučavanje veštačkih neuronskih mreža u slučaju ovog ekstrakcionog metoda takođe traje relativno dugo. Glavna prednost trećeg ekstrakcionog metoda, baš kao i četvrtog, jeste ta da oni obezbeđuju kontinualno određivanje talasnih temperatura šuma u celom razmatranom frekvencijskom i temperaturnom opsegu. Pored toga, uzimajući u obzir da su dimenzije primenjenih veštačkih neuronskih mreža, kao i dimenzije primenjenog trening skupa, u slučaju četvrtog ekstrakcionog metoda, relativno male, ovaj ekstrakcioni metod pokazao je najbolje karakteristike u pogledu vremena potrebnog za obuku veštačkih neuronskih mreža. Glavni nedostatak četvrtog ekstrakcionog metoda jeste taj da se podaci koji se koriste za obuku i testiranja veštačkih neuronskih mreža dobijaju primenom optimizacionih procedura u simulatoru mikrotalasnih kola, što može da dovede do toga da samo prikupljanje trening i test podataka bude vremenski zahtevnije u poređenju sa preostalim ekstrakcionim metodima.



Zatim je razvijen semi-analitički ekstrakcioni metod za direktno određivanje talasnih temperatura šuma, koji se bazira na polinomima, [60]. Određivanje talasnih temperatura šuma se u ovom slučaju vrši na osnovu korelacija koje postoje između ovih parametara i fiktivnih talasnih temperatura šuma. Na taj način, ovaj ekstrakcioni metod je dosta sličan drugom ekstrakcionom metodu baziranom na veštačkim neuronskim mrežama. Glavna razlika između ova dva ekstrakciona metoda je ta da se u ovom slučaju za izražavanje korelacija između gorenavedenih parametara umesto veštačkih neuronskih mreža koriste polinomi. Razvijeni ekstrakcioni metod je u cilju validacije primenjen na konkretni GaAs HEMT. Dobrim slaganjem između merenih parametara šuma i parametara šuma simuliranih za dobijene talasne temperature šuma potvrđena je tačnost ovog ekstrakcionog metoda.

Takođe, u okviru ove doktorske disertacije, dati su i različiti primeri primene talasnog modela šuma. Talasni model šuma primenjen je za modelovanje parametara šuma GaN HEMT-a, [62], osvetljenog GaAs HEMT-a, [92], i GaAs HEMT-ova sa skaliranom širinom gejta, [66]. U sva tri slučaja korišćen je neki od ekstrakcionih metoda koji omogućuju indirektno određivanje talasnih temperatura šuma. Poređenjem merenih parametara šuma sa vrednostima ovih parametara simuliranih za dobijene talasne temperature šuma, dokazana je pouzdanost talasnog modela šuma u slučaju njegove primene na komponente novije generacije, na komponente izložene različitim spoljašnjim svetlosnim uslovima, kao i na komponente iste klase sa različitom širinom gejta.

Na osnovu prikazanih rezultata istraživanja i izvedenih zaključaka, kao glavni doprinosi disertacije mogu se izdvojiti:

- Razvoj tri nova ekstrakciona metoda za efikasnije indirektno određivanje talasnih temperatura šuma. Predloženi ekstrakcioni metodi zasnivaju se na analitičkom *de-embedding* postupku, *de-embedding* postupku u okviru simulatora mikrotalasnih kola i *de-embedding* postupku baziranom na veštačkim neuronskim mrežama. Izvršena je validacija i komparativna analiza ovih metoda u slučaju njihove primene na određeni GaAs HEMT.
- Razvoj četiri nova ekstrakciona metoda za efikasnije direktno određivanje talasnih temperatura šuma, koji se zasnivaju na primeni veštačkih neuronskih mreža, kao i validacija i komparativna analiza ovih metoda u slučaju njihove primene na određeni GaAs HEMT.

- Razvoj novog semi-analičkog ekstrakcionog metoda za efikasnije direktno određivanje talasnih temperatura šuma, koji se zasniva na primeni polinoma, kao i validacija ovog metoda u slučaju njegove primene na određeni GaAs HEMT.
- Softverska implementacija svih razvijenih ekstrakcionih metoda.
- Primena talasnog modela šuma na određeni GaN HEMT u cilju dokazivanja pouzdanosti talasnog modela šuma prilikom modelovanja karakteristika šuma komponenata novije generacije.
- Primena talasnog modela šuma na određeni osvetljeni GaAs HEMT u cilju dokazivanja pouzdanosti talasnog modela šuma prilikom modelovanja karakteristika šuma komponenata izloženih različitim spoljašnjim svetlosnim uslovima.
- Primena talasnog modela šuma na tri različita GaAs HEMT-a sa skaliranom širinom gejta u cilju dokazivanja pouzdanosti talasnog modela šuma prilikom modelovanja karakteristika šuma komponenata iste klase sa različitom širinom gejta.

## 10. LITERATURA

- [1] C. A. Liechti, "Microwave field-effect transistors", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-24, pp. 279-300, 1976.
- [2] R. Goyal, *Monolithic Microwave Integrated Circuits: Technology & Design*, Artech House, MA, USA, 1989.
- [3] P. H. Ladbrooke, *MMIC Design: GaAs FETs and HEMTs*, Artech House, MA, USA, 1989.
- [4] J. M. Golio, *Microwave MESFETs & HEMTs*, Artech House, MA, USA, 1991.
- [5] S. Y. Liao, *Microwave Devices and Circuits-Third Edition*, Prentice Hall, NJ, USA, 1996.
- [6] G. Gonzales, *Microwave Transistor Amplifiers-Analysis and Design*, Prentice Hall, NJ, USA, 1997.
- [7] U. Rohde, D. Newkirk, *RF/Microwave Circuit Design for Wireless Applications*, John Wiley & Sons, NY, USA, 2000.
- [8] J. M. Golio, *The RF and Microwave Handbook*, CRC Press, FL, USA, 2001.
- [9] U. K. Mishra, P. Parikh, Y. F. Wu, "AlGaIn/GaN HEMTs - an overview of device operation and applications", *Proceedings of the IEEE*, vol. 90, no. 6, pp. 1022-1031, 2002.
- [10] I. Bahl, P. Bhartia, *Microwave Solid State Circuit Design-Second Edition*, John Wiley & Sons, NJ, USA, 2003.
- [11] S. S. Li, *Semiconductor Physical Electronics – Second Edition*, Springer, NY, USA, 2006.

- [12] J. M. Golio, J. R. Golio, *RF and Microwave Passive and Active Technologies*, CRC press, FL, USA, 2008.
- [13] M. Ghovanloo, "Dual-heterojunction high electron mobility transistors on GaAs substrate", *EECS-521 Final Report*, pp. 1-18, 2008.
- [14] I. Bahl, *Fundamentals of RF and Microwave Transistor Amplifiers*, John Wiley & Sons, NJ, USA, 2009.
- [15] D. Pozar, *Microwave Engineering-Fourth Edition*, John Wiley & Sons, NJ, USA, 2012.
- [16] R. S. Pengelly, S. M. Wood, J. W. Milligan, S. T. Sheppard, W. L. Pribble, "A review of GaN on SiC high electron-mobility power transistors and MMICs", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 60, no. 6, pp. 1764-1783, 2012.
- [17] O. Pronić-Rančić, V. Marković, N. Maleš-Ilić, B. Milovanović, *Mikrotalasna elektronika*, Elektronski fakultet u Nišu, Niš, Srbija, 2013.
- [18] K. Joshin, T. Kikkawa, S. Masuda, K. Watanabe, "Outlook for GaN HEMT technology", *Fujitsu scientific & technical journal*, vol. 50, no. 1, pp. 138-143, 2014.
- [19] <http://www.focus-microwaves.com>.
- [20] H. Rothe, W. Dahlke, "Theory of noisy fourpoles", *Proceedings of the IRE*, vol. 44, no. 6, pp. 811-818, 1956.
- [21] K. Hartmann, "Noise characterization of linear circuits", *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, vol. 23, no. 10, pp. 581-590, 1976.
- [22] J. A. Dobrowolski, *Introduction to Computer Methods for Microwave Circuit Analysis and Design*, Artech House, MA, USA, 1991.
- [23] J. A. Dobrowolski, *Computer-Aided Analysis, Modeling and Design of Microwave Networks-The Wave Approach*, Artech House, MA, USA, 1996.
- [24] O. Pronić-Rančić, *Razvoj empirijskih modela šuma mikrotalasnih tranzistora korišćenjem talasnog pristupa*, doktorska disertacija, Elektronski fakultet u Nišu, Niš, Srbija, 2002.
- [25] R. P. Meys, "A wave approach to the noise properties of linear microwave devices", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 26, no. 1, pp. 34-37, 1978.
- [26] H. Fukui, "Design of microwave GaAs MESFET's for broad-band low-noise amplifiers", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 27, pp. 643-650, 1979.

- [27] M. S. Gupta, O. Pitzalis, S. E. Rosenbaum, P. T. Greiling, "Microwave noise characterization of GaAs MESFETs: evaluation by on-wafer low-frequency output noise current measurement", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 35, pp. 1208-1218, 1987.
- [28] M. W. Pospieszalski, "Modeling of noise parameters of MESFET's and MODFET's and their frequency and temperature dependence", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 37, no. 9, pp. 1340-1350, 1989.
- [29] R. A. Pucel, H. A. Haus, H. Statz, "Signal and noise properties of gallium arsenide microwave field-effect transistors", *Advances in Electronics and Electron Physics*, vol. 38, pp. 195-265, 1975.
- [30] A. Cappy, A. Vanoverschelde, A. Schortgen, C. Versnaeyen, G. Salmer, "Noise modeling in submicrometer-gate two-dimensional electron-gas field-effect transistors", *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 32, no. 12, pp. 2787-2795, 1985.
- [31] P. Penfield, "Wave representation of amplifier noise", *IRE Transactions on Circuit Theory*, vol. 9, no. 1, pp. 84-86, 1962.
- [32] R. P. Hecken, "Analysis of liner noisy two-ports using scattering waves", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 29, no. 10, pp. 997-1004, 1981.
- [33] N. G. Kanaglekar, R. E. McIntosh, W. E. Bryant, "Wave analysis of noise in interconnected multiport networks", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 35, no. 2, pp. 112-116, 1987.
- [34] J. A. Dobrowolski, "A CAD-oriented method for noise figure computation of two-ports with any internal topology", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 37, no. 1, pp. 15-20, 1989.
- [35] J. A. Dobrowolski, "Noise power sensitivities and noise figure minimization of two-ports with any internal topology", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 39, no. 1, pp. 136-140, 1991.
- [36] S. W. Wedge, D. B. Rutledge, "Wave techniques for noise modeling and measurement", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 40, no. 11, pp. 2004-2012, 1992.
- [37] T. Werling, E. Bourdel, D. Pasquet, A. Boudiaf, "Determination of wave noise sources using spectral parametric modeling", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 45, no. 12, pp. 2461-2467, 1997.

- [38] O. Pronić-Rančić, V. Marković, N. Maleš-Ilić, “MESFET noise modeling based on noise wave temperatures”, *International Conference on Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Services TELSIKS 1999*, Proceedings of papers, pp. 407-410, 1999, Niš, Serbia.
- [39] O. Pronić-Rančić, V. Marković, N. Maleš-Ilić, “The wave approach to noise modeling of microwave transistors by including the correlation effect”, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 28, no. 6, pp. 426-430, 2001.
- [40] J. Randa, “Noise characterization of multiport amplifiers”, vol. 49, no. 10, pp. 1757-1763, 2001.
- [41] O. Pronić-Rančić, V. Marković, “Microwave transistors noise modeling by using variable noise wave temperatures”, *International Conference on Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Services TELSIKS 2001*, Proceedings of papers, pp. 313-316, 2001, Niš, Serbia.
- [42] O. Pronić-Rančić, V. Marković, “A wave approach to signal and noise modeling of dual-gate MESFET”, *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, vol. 56, no. 1, pp. 61-64, 2002.
- [43] V. Marković, O. Pronić-Rančić, Z. Marinković, “Noise wave modeling of microwave transistors based on neural networks”, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 41, no. 4, pp. 294-297, 2004.
- [44] M. H. Weatherspoon, L. P. Dunleavy, “Experimental validation of generalized equations for FET cold noise source design”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 2, pp. 608-614, 2006.
- [45] A. Abdipour, G. Moradi, “CAD-oriented signal and noise modeling of mm-wave FETs: a wave approach”, *COMPEL - The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering*, vol. 26, no. 5, pp. 1262-1275, 2007.
- [46] J. Lintignat, S. Darfeuille, Z. Sassi, B. Barelaud, L. Billonnet, B. Jarry, “Original approach for extracting the exact noise factor of differential microwave circuits using mixed-mode and noise-wave formalisms”, *European Microwave Conference*, Proceedings of papers, pp. 518-521, 2008, Manchester, UK.
- [47] D. Pasquet, E. Bourdel, S. Quintanel, T. Ravalet, P. Houssin, “New method for noise-parameter measurement of a mismatched linear two-port using noise power wave formalism”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 56, no. 9, pp. 2136-2142, 2008.

- [48] M. Garelli, A. Ferrero, S. Bonino, "A complete noise- and scattering-parameters test-set", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 57, no. 3, pp. 716-724, 2009.
- [49] J. A. Dobrowolski, *Microwave Network Design Using the Scattering Matrix*, Artech House, MA, USA, 2010.
- [50] A. Colliander, T. Narhi, P. de Maagt, "Modeling and analysis of polarimetric synthetic aperture interferometric radiometers using noise waves", *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 48, no. 9, pp. 3560-3570, 2010.
- [51] R. P. Meys, F. Boukerroum, "Broadband noise system allows measurements according to both standard methods", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 60, no. 4, pp. 1316-1327, 2011.
- [52] F. Boukerroum, F. Djahli, "Simple and accurate method for microwave noise parameters calculation", *Radioengineering*, vol. 20, no. 3, pp. 587-593, 2011.
- [53] V. Đorđević, Z. Marinković, V. Marković, O. Pronić-Rančić, "A new procedure for extraction of noise wave parameters of microwave FETs", *International Scientific Conference on Information, Communication and Energy Systems and Technologies ICEST 2014*, Proceedings of papers on CD, pp. 135-138, 2014, Niš, Serbia.
- [54] A. R. Ahmed, Y. Kyung-Whan, "An extraction of two-port noise parameters from measured noise powers using an extended six-port network", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 62, no. 10, pp. 2423-2434, 2014.
- [55] J. A. Dobrowolski, "Noise characterization of differential multi-element multiport networks - the wave approach", *International Journal of Electronics and Telecommunications*, vol. 61, no. 4, pp. 395-401, 2015.
- [56] V. Đorđević, Z. Marinković, V. Marković, O. Pronić-Rančić, "Analysis of HEMT noise wave temperatures for different ambient temperatures", *International Conference on Electrical, Electronic and Computing Engineering IcETRAN 2015*, Proceedings of papers on CD, pp. MTI 2.4 1-5, 2015, Silver Lake, Serbia.
- [57] V. Đorđević, Z. Marinković, V. Marković, O. Pronić-Rančić, "Neural approach for temperature dependent modeling of microwave FET noise wave temperatures", *International Conference on Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Services TELSIKS 2015*, Proceedings of papers on CD, pp. 98-101, 2015, Niš, Serbia.
- [58] V. Đorđević, Z. Marinković, V. Marković, O. Pronić-Rančić, "Extraction of microwave FET noise wave temperatures by using a novel neural approach",

- COMPEL - The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering*, vol. 35, no. 1, pp. 339-349, 2016.
- [59] V. Đorđević, Z. Marinković, O. Pronić-Rančić, V. Marković, “Analytical procedure for extraction of HEMT noise wave temperatures”, *International Conference on Electrical, Electronic and Computing Engineering IcETLAN 2016*, Proceedings of papers on CD, pp. MTI 2.6 1-6, 2016, Zlatibor, Serbia.
- [60] V. Đorđević, Z. Marinković, O. Pronić-Rančić, V. Marković, “Polynomial-based extraction procedure for determination of HEMT noise wave temperatures”, *International Scientific Conference on Information, Communication and Energy Systems and Technologies ICEST 2016*, Proceedings of papers on CD, pp. 65-68, 2016, Ohrid, Macedonia.
- [61] F. Boukerroum, A. Boukabou, “A practical evaluation method of microwave noise parameters using wide-band frequency-variation measurements”, *Optik - International Journal for Light and Electron Optics*, vol. 127, no. 20, pp. 9488-9495, 2016.
- [62] V. Đorđević, Z. Marinković, G. Crupi, O. Pronić-Rančić, V. Marković, A. Caddemi, “Wave approach for noise modeling of gallium nitride high electron-mobility transistors”, *International Journal of Numerical Modelling: Electronic Networks, Devices and Fields*, vol. 30, no. 1, pp. 1-9, 2017.
- [63] V. Đorđević, Z. Marinković, O. Pronić-Rančić, V. Marković, “An analytical approach to the HEMT noise wave model parameter determination”, *Serbian Journal of Electrical Engineering*, vol. 14, no. 1, pp. 35-49, 2017.
- [64] V. Đorđević, Z. Marinković, O. Pronić-Rančić, “Comparative analysis of different CAD methods for extraction of the HEMT noise wave model parameters”, *Facta Universitatis, Series: Automatic Control and Robotics*, vol. 16, no. 2, pp. 117-130, 2017.
- [65] V. Đorđević, Z. Marinković, O. Pronić-Rančić, V. Marković, “A novel ANN approach for direct microwave FET noise wave parameter extraction”, *International Conference on Electrical, Electronic and Computing Engineering IcETLAN 2017*, Proceeding of papers on CD, pp. MTI 1.6 1-5, 2017, Kladovo, Serbia.
- [66] V. Đorđević, E. Cardillo, Z. Marinković, O. Pronić-Rančić, A. Caddemi, V. Marković, “Wave approach to noise modeling of scaled on-wafer GaAs HEMTs”, *International Conference on Advanced Technologies, Systems and Services in*



- Telecommunications TELSIS 2017*, Proceedings of papers on CD, pp. 351-354, 2017, Niš, Serbia.
- [67] V. Đorđević, Z. Marinković, V. Marković, O. Pronić-Rančić, “Development and validation of ANN approach for extraction of MESFET/HEMT noise model parameters”, *Electrical Engineering*, pp. 1-7, 2017.
- [68] Z. Marinković, V. Đorđević, N. Ivković, O. Pronić-Rančić, V. Marković, A. Caddemi, “Parameter extraction of small-signal and noise models of microwave transistors based on artificial neural networks”, *Chapter 8 in Artificial Neural Networks: New Research*, Nova Science Publishers, NY, USA, pp. 175-209, 2017.
- [69] C. M. Bishop, *Neural Networks for Pattern Recognition*, Clarendon Press, Oxford, UK, 1995.
- [70] B. Kröse, P. van der Smagt, *An Introduction to Neural Networks*, University of Amsterdam, Amsterdam, Netherlands, 1996.
- [71] K. Gurney, *An Introduction to Neural Networks*, UCL Press, London, UK, 1997.
- [72] Q. J. Zhang, K. C. Gupta, *Neural Networks for RF and Microwave Design*, Artech House, MA, USA, 2000.
- [73] Z. Marinković, *Primena veštačkih neuronskih mreža u modelima malošumnih mikrotalasnih tranzistora*, doktorska disertacija, Elektronski fakultet u Nišu, Niš, Srbija, 2006.
- [74] A. I. Galushkin, *Neural Networks Theory*, Springer, Berlin, Germany, 2007.
- [75] S. Haykin, *Neural Networks and Learning Machines*, Prentice Hall, NJ, USA, 2009.
- [76] N. Ivković, *Novi pristup ekstrakciji parametara modela šuma mikrotalasnih tranzistora*, magistarska teza, Elektronski fakultet u Nišu, Niš, Srbija, 2014.
- [77] J. E. Rayas-Sanchez, “EM-based optimization of microwave circuits using artificial neural networks: The state-of-the-art”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, no. 1, pp. 420-435, 2004.
- [78] Z. Marinković, V. Marković, “Temperature dependent models of low-noise microwave transistors based on neural networks”, *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, vol. 15, no. 6, pp. 567-577, 2005.
- [79] Z. Marinković, O. Pronić-Rančić, V. Marković, “ANN applications in improved noise wave modeling of microwave FETs”, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 50, no. 10, pp. 2512-2516, 2008.
- [80] Z. Marinković, G. Crupi, A. Caddemi, V. Marković, “Comparison between analytical and neural approaches for multibias small signal modeling of microwave scaled

- FETs”, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 52, no. 10, pp. 2238-2244, 2010.
- [81] H. Kabir, L. Zhang, M. Yu, P. Aaen, J. Wood, Q. J. Zhang, “Smart modeling of microwave devices”, *IEEE Microwave Magazine*, vol. 11, no. 3, pp. 105-108, 2010.
- [82] Z. Marinković, G. Crupi, D. M. M.-P. Schreurs, A. Caddemi, V. Marković, “Multibias neural modeling of FIN field-effect transistor admittance parameters”, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 54, no. 9, pp. 2082-2088, 2012.
- [83] Z. Marinković, N. Ivković, O. Pronić-Rančić, V. Marković, A. Caddemi, “Analysis and validation of neural approach for extraction of small-signal models of microwave transistors”, *Microelectronics Reliability*, vol. 53, no. 3, pp. 414-419, 2013.
- [84] Z. Cheng, X. Wang, Q. Zhang, “A novel modeling of millimeter-wave  $\text{Al}_{0.27}\text{Ga}_{0.73}\text{N}/\text{AlN}/\text{GaN}$  Hemt based on artificial neural network”, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 55, no. 9, pp. 2124-2127, 2013.
- [85] H. Hillbrand, P. Russer, “An efficient method for computer aided noise analysis of linear amplifier networks”, *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, vol. cas-23, no. 4, pp. 235-238, 1976.
- [86] Y.-H. Wang, M.-H. Cho, L.-K. Wu, “A flexible microwave de-embedding method for on-wafer noise parameter characterization of MOSFETs”, *IEICE Transactions on Electronics*, vol. e92-c, no. 9, pp. 1157-1162, 2009.
- [87] X. S. Loo, K. S. Yeo, K. W. J. Chew, L. H. K. Chan, S. N. Ong, M. A. Do, C. C. Boon, “An accurate two-port de-embedding technique for RF/millimeter-wave noise characterization and modeling of deep submicrometer transistors”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 59, no. 2, pp. 479-487, 2011.
- [88] G. Crupi, D. M. M.-P. Schreurs, *Microwave De-Embedding from Theory to Applications*, Academic Press, Oxford, UK, 2013.
- [89] A. Nalli, A. Raffo, G. Crupi, S. D’Angelo, D. Resca, F. Scappaviva, G. Salvo, A. Caddemi, G. Vannini, “GaN HEMT noise model based on electromagnetic simulations”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 63, no. 8, pp. 2498-2508, 2015.
- [90] P. K. Ikalainen, “Extraction of device noise sources from measured data using circuit simulator software”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 41, no. 2, pp. 340-343, 1993.

- [91] V. Đorđević, Z. Marinković, V. Marković, O. Pronić-Rančić, “Extraction of intrinsic noise parameters of microwave FETs based on ANN”, *International Conference on Electrical, Electronic and Computing Engineering IcETRAN 2014*, Proceedings of papers on CD, pp. MTI 2.2 1-5, 2014, Vrnjačka Banja, Serbia.
- [92] V. Đorđević, E. Cardillo, Z. Marinković, O. Pronić-Rančić, A. Caddemi, V. Marković, “Wave approach to the noise modeling of the GaAs HEMT under optical illumination”, *submitted to journal*, 2018.
- [93] [http://www.gansystems.com/why\\_gallium\\_nitride\\_new.php](http://www.gansystems.com/why_gallium_nitride_new.php).
- [94] “Wide-bandgap electronics”, *III-Vs Review*, vol. 13, no. 5, 2000.
- [95] *Datasheet - NE76118, NEC*, <http://www.cel.com/pdf/datasheets/ne76118.pdf>.
- [96] V. Marković, *Modelovanje šuma mikrotalasnih tranzistora*, Elektronski fakultet u Nišu, Niš, Srbija, 2002.
- [97] C. Poole, I. Darwazeh, *Microwave Active Circuit Analysis and Design*, Adademic Press, CA, USA, 2015.
- [98] P. Abrie, *Design of RF and Microwave Amplifiers and Oscillators*, Artech House, MA, USA, 1999.
- [99] A. Caddemi, A. Di Paola, M. Sannino, “Microwave noise parameters of HEMTs vs. temperature by a simplified measurement procedure”, *High Performance Electron Devices for Microwave and Optoelectronic Applications Workshop EDMO 1996*, Proceedings of papers, pp. 153-157, 1996, Leeds, UK.
- [100] Matrix Laboratory (MATLAB), MathWorks, Natick, MA, 2012.
- [101] Advanced Design System (ADS), Agilent Eesof EDA, Santa Rosa, CA, 2009.
- [102] Advanced Design System (ADS), Agilent Eesof EDA, Santa Rosa, CA, 2002.
- [103] P. M. Cabral, J. C. Pedro, N. B. Carvalho, “Nonlinear device model of microwave power GaN HEMTs for high power-amplifier design”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, no. 11, pp. 2585-2592, 2004.
- [104] A. Jarndal, G. Kompa, “Large-signal model for AlGaIn/GaN HEMTs accurately predicts trapping- and self-heating-induced dispersion and intermodulation distortion”, *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 54, no. 11, pp. 2830-2836, 2007.
- [105] P. Colantonio, F. Giannini, R. Giofre, L. Piazzon, “Evaluation of GaN technology in power amplifier design”, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 51, no. 1, pp. 42-44, 2009.

- [106] G. Crupi, A. Raffo, D. M. M.-P. Schreurs, G. Avolio, V. Vadala, S. Di Falco, A. Caddemi, G. Vannini, "Accurate GaN HEMT non-quasi-static large-signal model including dispersive effects", *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 53, no. 3, pp. 692-697, 2011.
- [107] P. Roblin, D. E. Root, J. Verspecht, Y. Ko, J. P. Teyssier, "New trends for the nonlinear measurement and modeling of high-power RF transistors and amplifiers with memory effects", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 60, no. 6, pp. 1964-1978, 2012.
- [108] J. B. King, T. J. Brazil, "Nonlinear electrothermal GaN HEMT model applied to high-efficiency power amplifier design", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 61, no. 1, pp. 444-454, 2013.
- [109] V. Vadala, A. Raffo, S. Di Falco, G. Bosi, A. Nalli, G. Vannini, "A load-pull characterization technique accounting for harmonic tuning", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 61, no. 7, pp. 2695-2704, 2013.
- [110] A. Raffo, G. Bosi, V. Vadala, G. Vannini, "Behavioral modeling of GaN FETs: a load-line approach", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 62, no. 1, pp. 73-82, 2014.
- [111] Z. H. Liu, G. I. Ng, S. Arulkumaran, "Analytical modeling of high frequency noise including temperature effects in GaN HEMTs on high-resistivity Si substrates", *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 57, no. 7, pp. 1485-1491, 2010.
- [112] T. Ross, G. Cormier, K. Hettak, R. E. Amaya, "Particle swarm optimization in the determination of the optimal bias current for noise performance of gallium nitride HEMTs", *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 53, no. 3, pp. 652-656, 2011.
- [113] A. Nalli, A. Raffo, G. Crupi, S. D'Angelo, D. Resca, G. Salvo, F. Scappaviva, A. Caddemi, G. Vannini, "A scalable HEMT noise model based on FW-EM analyses", *European Microwave Integrated Circuits Conference*, Proceedings of papers, pp. 1420-1423, 2014, Rome, Italy.
- [114] M. Rudolph, R. Doerner, "Bias-dependent Pospieszalski noise model for GaN HEMT devices", *German Microwave Conference*, Proceedings of papers, pp. 1-4, 2014, Aachen, Germany.
- [115] S. Colangeli, A. Bentini, W. Ciccognani, E. Limiti, "Polynomial noise modeling of silicon-based GaN HEMTs", *International Journal of Numerical Modelling: Electronic Networks, Devices and Fields*, vol. 27, no. 5-6, pp. 812-821, 2014.

- [116] G. Crupi, A. Caddemi, A. Raffo, G. Salvo, A. Nalli, G. Vannini, “GaN HEMT noise modeling based on 50- $\Omega$  noise factor”, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 57, no. 4, pp. 937-942, 2015.
- [117] G. Crupi, D. M. M.-P. Schreurs, A. Raffo, A. Caddemi, G. Vannini, “A new millimeter wave small-signal modeling approach for pHEMTs accounting for the output conductance time delay”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 56, no. 4, pp. 741-746, 2008.
- [118] G. Crupi, D. M. M.-P. Schreurs, A. Caddemi, A. Raffo, F. Vanaverbeke, G. Avolio, G. Vannini, W. De Raedt, “High-frequency extraction of the extrinsic capacitances for GaN HEMT technology”, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 21, no. 8, pp. 445-447, 2011.
- [119] R. Simons, “Microwave performance of an optically controlled AlGaAs/GaAs high electron mobility transistor and GaAs MESFET”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 35, pp. 1444-1455, 1987.
- [120] A. D. Salles, M. Romero, “Al<sub>0.3</sub>Ga<sub>0.7</sub>As/GaAs HEMT’s under optical illumination”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 39, no. 12, pp. 2010-2017, 1991.
- [121] H. Yajjian, A. Alphones, “Frequency-dependent behavior of optically illuminated HEMT”, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 30, no. 2, pp. 138-142, 2001.
- [122] A. Caddemi, G. Crupi, E. Fazio, S. Patanè, G. Salvo, “A complete microwave characterization of GaAs HEMTs under optical illumination”, *Microwave Review*, vol. 19, no. 2, pp. 112-118, 2013.
- [123] A. Caddemi, G. Crupi, E. Fazio, S. Patanè, G. Salvo, “Remarks of an extensive investigation on the microwave HEMT behavior under illumination”, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 24, no. 2, pp. 102-104, 2014.
- [124] A. Caddemi, E. Cardillo, G. Crupi, “Comparative analysis of microwave low-noise amplifiers under laser illumination”, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 58, no. 10, pp. 2437-2443, 2016.
- [125] S. Colangeli, W. Ciccognani, E. Limiti, A. Caddemi, G. Crupi, G. Salvo, “Black-box noise modeling of GaAs HEMTs under illumination”, *International Journal of Numerical Modelling: Electronic Networks, Devices and Fields*, vol. 28, no. 6, pp. 698-706, 2015.

- [126] A. Caddemi, E. Cardillo, G. Crupi, “Microwave noise parameter modeling of a GaAs HEMT under optical illumination”, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 58, no. 1, pp. 151-154, 2016.
- [127] A. Caddemi, E. Cardillo, G. Salvo, S. Patanè, “Microwave effects of UV light exposure of a GaN HEMT: measurements and model extraction”, *Microelectronics Reliability*, vol. 65, pp. 310-317, 2016.
- [128] A. Caddemi, G. Crupi, A. Macchiarella, “On wafer-scaled GaAs HEMTs: direct and robust small signal modeling up to 50 GHz”, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 51, no. 8, pp. 1958-1963, 2009.

## BIOGRAFIJA AUTORA

Vladica Đorđević rođen je 19.02.1988. godine u Nišu, gde je završio osnovnu školu sa odličnim uspehom. Elektrotehničku školu „Mija Stanimirović” Niš, smer elektrotehničar telekomunikacija, upisao je 2003. godine. Bio je učenik generacije 2007. godine. Iste godine dobio je nagradu Kraljevskog Doma Karađorđevića za iskazani izvanredni uspeh u završenom srednjem obrazovanju. Školske 2007/08 upisao je Elektronski fakultet u Nišu. Za odlične i izuzetne rezultate u toku studiranja, Savet Elektronskog fakulteta u Nišu nagradio ga je školske 2008/09, 2009/10, 2010/11 i 2011/12. U školskoj 2011/12 bio je stipendista Ministarstva prosvete i sporta. Studije je završio septembra 2012. godine na smeru za Telekomunikacije sa prosečnom ocenom 9.1. Diplomski rad pod naslovom „*Analiza miksera korišćenjem programskog paketa ADS*” odbranio je 28. septembra 2012. godine sa ocenom 10, i dobio zvanje diplomirani inženjer elektrotehnike za telekomunikacije. Od novembra 2012. godine student je doktorskih studija na Elektronskom fakultetu u Nišu, na smeru za Telekomunikacije. Od januara 2013. godine radi u Inovacionom centru naprednih tehnologija CNT d.o.o. Niš-Crveni krst (ICNT). Februara 2015. godine izabran je u istraživačko zvanje istraživač saradnik.

Do sada je bio angažovan na naučnim istraživanjima iz oblasti detekcije atmosferskih padavina na osnovu nivoa primljenog signala komercijalnog mikrotalasnog linka, kao i modelovanja šuma mikrotalasnih tranzistora. U okviru dosadašnjeg naučno-istraživačkog rada objavio je kao autor/koautor ukupno 22 naučna rada, od čega: jedno poglavlje u međunarodnoj monografiji, tri rada u međunarodnim časopisima sa SCI liste, 11 saopštenja sa međunarodnih skupova štampana u celini, tri rada u domaćim časopisima, dva saopštenja

sa domaćih skupova štampana u celini, jedno saopštenje sa domaćeg skupa štampano u izvodu i jedno tehničko rešenje. Juna 2016. godine dobio je nagradu za najbolji rad mladog autora na međunarodnoj konferenciji IcETLAN.

U toku svoje profesionalne karijere bio je angažovan u realizaciji dva naučno-istraživačka projekta. Od 2013. godine učesnik je na projektu „Istraživanje i razvoj rešenja za poboljšanje performansi bežičnih komunikacionih sistema u mikrotalasnom i milimetarskom opsegu frekvencija” (TR32052), koji je finansiran od strane Ministarstva za prosvetu, nauku i tehnološki razvoj, dok je nosilac projekta Elektronski fakultet u Nišu. U toku 2014. godine bio je učesnik na projektu „Uređaj za zatapanje plastičnih cevčica kod separatora krvi”, koji je finansiran od strane Ministarstva za prosvetu, nauku i tehnološki razvoj, dok je nosilac projekta Inovacioni centar naprednih tehnologija Niš.

Od 2013. godine član je tehničko-organizacionog odbora međunarodnih naučnih skupova TELSIXS i ICEST. Recenzent je naučnih časopisa *COMPEL: The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering* i *Microwave Review*, kao i naučnog skupa *IEEEESTEC Students' Projects Conference*.





Univerzitet u Nišu  
Elektronski fakultet

---

## IZJAVA O AUTORSTVU

Izjavljujem da je doktorska disertacija, pod naslovom

### **NOVI PRISTUPI U RAZVOJU TALASNOG MODELA ŠUMA MIKROTALASNIH TRANZISTORA**

koja je odbranjena na Elektronskom fakultetu Univerziteta u Nišu:

- rezultat sopstvenog istraživačkog rada;
- da ovu disertaciju, ni u celini, niti u delovima, nisam prijavljivao na drugim fakultetima, niti univerzitetima;
- da nisam povredio autorska prava, niti zloupotrebio intelektualnu svojinu drugih lica.

Dozvoljavam da se objave moji lični podaci, koji su u vezi sa autorstvom i dobijanjem akademskog zvanja doktora nauka, kao što su ime i prezime, godina i mesto rođenja i datum odbrane rada, i to u katalogu Biblioteke, Digitalnom repozitorijumu Univerziteta u Nišu, kao i u publikacijama Univerziteta u Nišu.

U Nišu, 12.06.2018.

Potpis autora disertacije:

---

Vladica Đorđević



Univerzitet u Nišu  
Elektronski fakultet

---

**IZJAVA O ISTOVETNOSTI ŠTAMPANOG I ELEKTRONSKOG OBLIKA  
DOKTORSKE DISERTACIJE**

Naslov disertacije:

**NOVI PRISTUPI U RAZVOJU TALASNOG MODELA ŠUMA  
MIKROTALASNIH TRANZISTORA**

Izjavljujem da je štampani oblik moje doktorske disertacije istovetan elektronskom obliku, koji sam predao za unošenje u **Digitalni repozitorijum Univerziteta u Nišu**.

U Nišu, 12.06.2018.

Potpis autora disertacije:

---

Vladica Đorđević



Univerzitet u Nišu  
Elektronski fakultet

---

## IZJAVA O KORIŠĆENJU

Ovlašćujem Univerzitetsku biblioteku “Nikola Tesla” da, u Digitalni repozitorijum Univerziteta u Nišu, unese moju doktorsku disertaciju, pod naslovom

### **NOVI PRISTUPI U RAZVOJU TALASNOG MODELA ŠUMA MIKROTALASNIH TRANZISTORA**

Disertaciju sa svim prilogima predao sam u elektronskom obliku, pogodnom za trajno arhiviranje.

Moju doktorsku disertaciju, unetu u Digitalni repozitorijum Univerziteta u Nišu, mogu koristiti svi koji poštuju odredbe sadržane u odabranom tipu licence Kreativne zajednice (Creative Commons), za koju sam se odlučio.

1. Autorstvo (CC BY)
2. Autorstvo – nekomercijalno (CC BY-NC)
3. Autorstvo – nekomercijalno – bez prerade (CC BY-NC-ND)
4. Autorstvo – nekomercijalno – deliti pod istim uslovima (CC BY-NC-SA)
5. Autorstvo – bez prerade (CC BY-ND)
6. Autorstvo – deliti pod istim uslovima (CC BY-SA)

U Nišu, 12.06.2018.

Potpis autora disertacije:

---

Vladica Đorđević