UNIVERSITATEA "POLITEHNICA" BUCUREȘTI Școala Doctorală de Inginerie Electrică

Modelarea și analiza în domeniul frecvenței a unor circuite cu componente pasive neliniare

REZUMATUL TEZEI DE DOCTORAT

Author:

Dipl. Ing. Ovidiu Silviu Taus

Doctoral supervisor:

Prof. Dr. Ing. Florin Constantinescu

2020

CUPRINSUL TEZEI DE DOCTORAT

CAPITOLUL 1 INTRODUCERE	6
1.1. NELINIARITĂȚI ÎN INTERFAȚA ANALOGICĂ DE RADIOFRECVENȚĂ A	
DISPOZITIVELOR PENTRU COMUNICAȚII MOBILE	6
1.2. CONSUMATORI NELINIARI ÎN SITEMUL ENERGETIC	11
1.3. REZONATOARE ȘI FILTRE DE PUTERE CU UNDE ACUSTICE DE VOLU	JM
<i>[19]</i> 14	
1.3.1 Descrierea dispozitivelor	14
1.3.2. Funcționarea la semnal mic, modelele liniare ale rezonatoarelor BAW	16
1.3.3. Funcționarea la semnal mare, efectele neliniare la rezonatoare și filtre BA	W de
putere	18
1.3.4 Modele neliniare de circuit	19
1.3.5.Modelarea filtrelor BAW cu AlN	23
CAPITOLUL 2 MODELE COMPORTAMENTALE PENTRU FILTRELE BAW DE	
PUTERE CU EXCITAȚII UNI – TON	29
2.1. UN NOU MODEL COMPORTAMENTAL AL FILTRELOR BAW DE PUTER	<i>₹E</i> ,
PENTRU ANALIZA ÎN DOMENIUL FRECVENȚEI CU EXCITAȚII UNI-TON	••••
2.1.1. Introducere	29
2.1.2. Descrierea modelului	31
2.1.3. Simularea filtrelor BAW de putere	32
2.1.4. Descrierea implementării metodei de simulare a filtrelor BAW de putere.	35
2.2. COMPENSAREA INFLUENȚEI FIRELOR DE CONEXIUNE PENTRU	
MODELELE COMPORTAMENTALE ALE UNOR FILTRE BAW DE PUTERE	38
2.2.1. Introducere	38
2.2.2. Compensarea influenței conexiunilor la filtrele BAW	38
2.3. CONCLUZII	44
CAPITOLUL 3 MODELE COMPORTAMENTALE DE SEMNAL MARE PENTRU	
ANALIZA ÎN DOMENIUL FRECVENȚEI A CIRCUITELOR NELINIARE CU	
EXCITAȚII MULTI-TON	46
3.1. INTRODUCERE	46
3.2. MASURAREA PRODUSULUI DE INTERMODULAȚIE PENTRU FILTRUL	
EPCOS B39202B8004P810	48
3.2.1. Metoda de măsurare	48
3.2. 2. Rezultatele măsurătorilor	51
3.3. MASURAREA PRODUSULUI DE INTERMODULAȚIE PENTRU FILTRUL	
<i>QORVO QPQ1282</i>	54
3.3.1. Caracteristicile de transfer TX- ANT și ANT-RX ale filtrului duplexor	54
3.3.2. Caracteristicile de frecvență ale produselor de intermodulație la putere de	emisie
constantă	56
3.3. CONCLUZII.	64
CAPITOLUL 4 ANALIZA IN DOMENIUL FRECVENȚEI A SISTEMELOR	
ENERGETICE CU CONSUMATORI CASNICI	65
4.1. MODELE DE TIP SURSE DE CURENT	66
4.1.1. Redresorul cu o diodă	66
4.1.2. Redresorul cu două diode	69
4.1.5. Kezultatele simularilor	/0
4.2. AI ENUAREA ARMONICEI A TREIA DE CURENT	73
4.3. CONCLUZII	

CAPITOLUL 5 CONCLUZII ȘI CONTRIBUȚII ORIGINALE	
5.1. CONCLUZII GENERALE	
5.2. CONTRIBUȚII ORIGINALE	79
5.3. PERSPECTIVE DE DEZVOLTARE ULTERIOARĂ	80
LISTA LUCRĂRILOR ELABORATE DE AUTORUL TEZEI	
ANEXE	
A1 DOCUMENTAȚII TEHNICE COMPONENTE ALE SCHEMELOR DE	
MĂSURARE	
A.1.1 Documentația tehnică pentru filtru BAW Epcos:	
A1.2 Documentația tehnică pentru filtru BAW Qorvo	
A1.3 Documentație amplificator CGH40006s	107
A1.4 Documentație amplificator TQ911	123
A2 TABELE MĂŚURĂTORI	
Tabelul 2.1. Caracteristica amplitudine frecvență	
Tabelul 2.2. Caracteristica amplitudine frecvență (simulat vs. măsurat)	144
Tabelul 3.1. Măsurători pentru produsul de intermodulație, filtru Epcos	147
Tabelul 3.2. Măsurători pentru produsul de intermodulație	149
Tabelul 3.3. Măsurători pentru produsul de intermodulație	151
Tabelul 3.4. Caracteristica de frecvență TX ANT filtru QPQ1282	153
Tabelul 3.5. Caracteristica de frecvență ANT RX filtru QPQ1282	154
LISTA FIGURILOR	
BIBLIOGRAFIE	157

CAPITOLUL 1 INTRODUCERE

Evoluția tehnologiilor care conțin circuite integrate (IC) a permis procesarea de volume mari de date în domeniul digital, la viteze mari și consum de putere scăzut. Eforturile producătorilor de IC-uri pentru înlocuirea funcțiilor analogice cu cele digitale în aplicațiile cu și fără semiconductoare s-au dovedit extrem de dificile în domeniul radiofrecvenței (RF) și în mod deosebit în domeniul filtrării semnalelor nedorite pentru interfața de radiocomunicații a dispozitivelor mobile.

Realizarea de filtre de radiofrecvență utilizând tehnologia CMOS și integrarea lor în structuri compacte este posibilă, dar are dezavantajul că prezintă neliniarități mult mai importante decât în cazul structurilor de filtre de radiofrecvență independente.

În practică s-au raportat încercări reuşite de integrare a filtrelor pasive de radiofrecvențăîn structuri de chip-uri pe baza de Si, dar în ceea ce privește producția de masă, acest lucru nu prezintă interes pentru producători, datorită complexității aplicațiilor multibandă și multi-standard pentru dispozitivele de radiocomunicații mobile. Aceste filtre pasive folosite în interfața radio a dispozitivelor de comunicații mobile prezintăun comportament neliniar în ceea ce privește generarea semnalelor radio. Acest comportament neliniar poate avea diverse influențe în funcționarea dispozitivelor de radiocomunicații mobile, așa cum se va prezenta în continuare.

Efectele neliniarității filtrelor de radiofrecvență (amplitudine –frecvență și efectul de intermodulație) au fost studiate în capitolul 2 unde au fost elaborate două noi modele de simulare rapidă folosind parametrii S ai filtrelor BAW (Bulk Accoustic wave).

În capitolul 3 efectul de intermodulație, efectul amplitudine- frecevență și armonica a doua a fost analizat făcându-se măsurători la diferite puteri ale semnalelor recepționate.

Capitoul 4 tratatează influența componentelor pasive in retele energetice punând îin evidență efectele generate de acestea. Tototodată se propune și un nou model de simulare a retelor energetice in domeniu frecvenței.

CAPITOLUL 2 MODELE COMPORTAMENTALE PENTRU FILTRELE BAW DE PUTERE CU EXCITAȚII UNI – TON

2.1. UN NOU MODEL COMPORTAMENTAL AL FILTRELOR BAW DE PUTERE, PENTRU ANALIZA ÎN DOMENIUL FRECVENȚEI CU EXCITAȚII UNI-TON

Rezonatoarele BAW de putere sunt componente de circuit slab neliniare, iar modelele comportamentale ale acestora conțin elemente liniare și elemente slab neliniare de circuit. Acestea din urmă au neliniarități polinomiale pentru care termenii de ordin mai mare decât unu au coeficienți ale căror valori sunt mult mai mici decât 1. Un astfel de exemplu este prezentat în Fig. 2.4 unde coeficienții sunt atribuiți fiecărui element de circuit neliniar în cadrul simulatorului ADS prin parametrul "coeffs=list()".

Modelul comportamental propus în Fig. 2.4 pentru un filtru BAW de putere, cu două porturi a fost realizat după cum urmează:



Fig.2.4. Model comportamental cu două porturi pentru un rezonator BAW de putere

S-au măsurat caracteristicile de frecvență ale parametrilor S_{11} , S_{12} , S_{21} , S_{22} pentru frecvențele f_1 și puterile de intrare Pi cu valorile de interes. Datele măsurate au fost stocate în tabelul S1

S-a măsurat caracteristica de frecvență a puterii de ieșire pe armonica a doua generată de excitația pe frecvența f_1 . Rezultatele obținute au fost stocate în tabelul Pr.

Analiza comportamentală a rezonatorului BAW cu 2 porturi pe baza modelului mai sus prezentat constă în:

Calcularea răspunsului modelului pe frecvență f_1 având puterea incidentă P_{1i} . Analiza este de tip AC folosind parametrii S obținuți în urma interpolării liniare a datelor din tabelul S1.

Calcularea caracteristicii de frecvență a puterii reflectate la ieșire pe frecvența 2f folosind interpolarea liniară a datelor măsurate din tabelul Pr.

2.1.2. Simularea filtrelor BAW de putere

Verificarea acurateței modelului de simulare propus s-a realizat prin simularea unui filtru trece bandă format din trei rezonatoare cu dimensiuni cunoscute (Fig. 2.5). [19]



Fig.2.5. Secțiune transversală printr-u filtru BAW cu 3 rezonatoare.

Acest filtru conține două rezonatoare serie apodizateidentice S1 și S2 având aria de $32000m^2$, cu frecvențele de rezonanță fs=2.1344E+9 Hz, fp=2.2035E+9Hz, factor de calitate aproximativ Qs=426.4 și un rezonator paralel P având aria 44000 μm^2 , frecvențele de rezonanța f_s=2.069E+9Hz, f_p=2.1344E+9Hz și factor de calitate la f_s Q_s=320 (Fig. 2.6).



Fig.2 6. Schema echivalentă simplificată a filtrului BAW cu 3 rezonatoare

Cu circuitele W1 și W2 sunt simulate conexiunile la echipamentele de testare (vezi Fig. 2.1.) având următoarele valori pentru simulare:

W1 : R= 104.9 mΩ, L= 0.7412 nH, C= 31.86 fF,

W2 : $R = 96.8 \text{ m}\Omega$, L = 0.645 nH C = 29.44 fF

În urma simulării folosind modelul propus mai sus, se constată că efectul amplitudine - frecvență este slab, iar măsurătorile efectuate sunt similare cu valorile simulate (Fig. 2.7). În cazul de fața erorile date de model sunt neglijabile în comparație cu măsurătorile efectuate.



Fig.2.7. Efectul amplitudine - frecvență – valori măsurate versus valori simulate

Valorile măsurate pe baza cărora s-a întocmit graficul de mai sus se regăsesc în anexa în tabel numărul 2.1. din teză.

Se observă că, pentru efectul amplitudine - frecvență, modelul de circuit neliniar din [23] dă rezultate foarte bune prin comparație cu datele experimentale. Nu același lucru se întâmplă cu caracteristica de frecvență a puterii reflectate la ieșire pe armonica a doua a excitației.

Caracteristica de frecvență a armonicei a doua (2f) reflectată la ieșirea filtrului este prezentată în Fig. 2.8.

Pentru simulare au fost alese două valori ale puterii incidente, 27 dbm respectiv 32 dbm, care au fost interpolate obținându-se caracteristica pentru a treia putere incidentă de 29 dBm



Fig.2.8 Caracteristica de frecvență pentru armonica a doua puterii reflectatele ieșirea filtrului BAW de putere.

Folosind modelul cu elemente neliniare de circuit din [10] si comparând rezultatele cu măsurătorile efectuate, se constată o bună aproximare în banda de trecere a filtrului. Pentru frecventele de valori superioare acestei benzi, acest model de circuit nu dă rezultate satisfăcătoare.

Pentru a corecta acest efect, propunem un model care să facă interpolarea pornind de la un set de caracteristici de frecventă măsurate ale armonicei a doua a puterii de ieșire. Se observă că rezultatul obținut pe aceasta cale este mult mai apropiat de familia de caracteristici experimentale (curba roșie din Fig. 2.8).

Un algoritm similar se poate aplica și pentru familia caracteristicilor care ilustrează efectul amplitudine-frecvență.

Acest model exploatează proprietățile slab neliniare ale rezonatorilor BAW de putere, folosind parametrii S care depind de puterea incidentă a filtrului pentru simularea răspunsului pe frecvența fundamentala, inclusiv efectul amplitudine-frecvență. Armonica a doua a puterii reflectate la ieșirea filtrului este reprezentată ca o sursă separată conectată la iesirea filtrului, ai cărei parametri sunt calculați în funcție de frecvența de intrare și puterea incidentă de intrare

Acest tip de model, bazat pe un set de măsurători efectuate la diferite frecvențe și nivele variate de puteri, ar putea rezolva într-o manieră simplă problema caracteristicilor de frecvență ale produselor de intermodulație care apar în cazul excitațiilor cu tonuri multiple. [25]

2.1.3. Descrierea implementării metodei de simulare a filtrelor BAW de

putere

Plecând de la datele din fisierele cu parametrii S se foloseste metoda interpolării liniare:

$$P(x) = f(x_0) + \frac{f(x_1) - f(x_0)}{x_1 - x_0} * (x - x_0)$$

Mediul de programare ADS suportă scripturi sub forma unor fișiere editabile în mod text, care ulterior pot fi interpretate de către ADS. Limbajul în care sunt scrise instructiunile ADS este similar cu comenzile limbajului de programare C, unele functii fiind definite în mod identic, altele având sintaxă proprie. După obținerea fișierelor cu parametrii S, se deschide fișierul "Interpolare.ael" unde se vor urma instrucțiunile din partea superioară a fișierului.

Rezultatul interpolării este afișat automat într-o nouă fereastră deschisă automat (Fig. 2.12)



Fig.2.12 Rezultatul grafic al interpolării prin simulare cu parametrii S

Modelul astfel creat poate reproduce efectele amplitudine – frecvență și intermodulație pentru o gamă largă de puteri incidente la intrare.[29]

2.2. COMPENSAREA INFLUENȚEI FIRELOR DE CONEXIUNE PENTRU MODELELE COMPORTAMENTALE ALE UNOR FILTRE BAW DE PUTERE.

Modelul de simulare pentru eliminarea conexiunilor la filtre BAW de putere a fost realizat pe baza măsuratorilor efectuate asupra unui filtru trece bandă ale cărui caracteristici sunt descrise în teză.

Modelul de circuit pentru simulare constă întru-un filtru "T" în care: W1 și W2 sunt conexiuni ale filtrului cu echipamentele de testare, S1 (rezonator serie), S2 (rezonator serie), P (rezonator paralel)(Fig. 2.13).



Fig.2.13. Modelul de simulare pentru un filtru "T" cu conexiuni

Modelarea fiecărei conexiuni între echipamentul de test și filtru constă întru-un circuit RLC Fig. 2.14



Fig.2.14 Model echivalent al conexiunilor la filtrul BAW

Pentru modelarea rezonatoarelor s-a folosit modelul de rezonator cu elemente de circuit neliniare prezentat în cap 2.1. (Fig. 2.15) din teză.

Modelul comportamental prezentat în Fig. 2.13 este descris în programul ADS (Advanced Design System).

Modelul comportamental al rezonatorului paralel este compus din aceleași elemente de circuit neliniare dar cu parametrii diferiți față de cel serie: R_m , L_m , C_m , și C_0 , mai exact: R_m =168845 Ω , L_m =31.43e-9 H, C_m =188.3e-15 F, C_0 =3.1e-12F

Conectarea circuitelor W1 și T, precum și conectarea circuitului T cu W2 este una în cascadă, astfel că orice parametru S al ansamblului este produsul parametrilor S corespunzători ai celor două componente. Deoarece impedanțele rezonatoarelor serie și paralel cu Q de valoare mare au o dependență semnificativă de frecvență, spre deosebire de W1, condiția de adaptare dintre W1 și filtrul T nu este îndeplinită și parametrul S21 al filtrului T nu poate fi extras utilizând proprietatea de mai sus.

Sursa conectată la PORT 1 din Fig. 2.13 dă o putere incidentă constantă pentru toate frecvențele. Puterea acesteia poate fi modificată în trepte mici prin ajustarea puterii sursei conectate la PORT1.

Exemplu: Fig. 2.16 reprezintă variațiile puterii incidente la portul de intrare astfel încât la intrarea în filtrul T puterea să fie constantă cu valoarea de 24 dBm.



Fig.2.16 Puterea debitată de sursă astfel încât la Port 1 să fie o putere de 24dBm (constanta).

Pentru validarea metodei de lucru s-a folosit caracteristica de frecvență a armonicei a doua a puterii reflectate la portul de ieșire.

Calcularea puterii reflectate la ieșirea filtrului T, P_{2fr}^{B} folosind doar modelul comportamental pentru filtrul T, model comportamental care este alimentat de o sursă de semnal constant de 24 dBm.



Fig.2.1 Comparație între modelul simulat și valorile obținute în urma extragerii influentei conexiunilor

Rezultatul simulării conform metodei a doua este prezentat în Fig. 2.1.

După cum se poate observa, valorile extrase prin metoda 1 propusă sunt practic aceleași cu cele simulate care sunt astfel validate. Astfel metoda propusă este validată. [31]

Folosind o procedură similară cu cea descrisă mai sus, puterea de intrare la PORT 1 este "calibrată" pentru a obține o putere incidentă de 28 dBm și 30 dBm la intrarea filtrului T. Această sursă "calibrată" permite calcularea caracteristicilor filtrului T fără conexiuni.

Caracteristica de transfer | S21 (f) | este prezentată în Fig. 2.22.



Fig. 2.22. Funcția de transfer a filtrului T

Se observă că efectul amplitudine-frecvență poate fi neglijat în cazul acestui filtru. Caracteristica de frecvență a puterii pe frecvența 2f reflectată la ieșire este data înFig. 2.23.



Fig. 2.23. Caracteristica de frecvență a puterii reflectate la ieșire pe frecvența 2f

2.3. CONCLUZII

Modelele comportamentale de circuit [23], [27], [28] pentru rezonatoarele și filtrele BAW de putere având drept material piezoelectric AlN reproduc cele două efecte neliniare importante – efectul amplitudine-frecvență și apariția armonicelor superioare ale excitației, în cazul când aceste dispozitive pasive sunt excitate cu semnale sinusoidale uni-ton. Parametrii acestor modele se pot determina astfel încât răspunsurile simulate să fie foarte apropiate de cele măsurate, cel puțin intr-o anumita gamă de frecvențe și de puteri ale excitației.

Măsurătorile sunt efectuate utilizând niște conexiuni intre rezonator (filtru) și sursele de excitație și aparatele de măsurat. În general aceste conexiuni influențează rezultatele măsurate și, pentru a construi un model corect, această influență trebuie eliminată sau măcar minimizată corespunzător cu niște erori acceptabile. În acest capitol se propun soluții pentru două astfel de situații.

Modelul reproduce corect efectul amplitudine-frecvență, dar nu reproduce corect caracteristica de frecvență a puterii reflectate la ieșire pe frecvența 2f. Pentru a corecta această eroare, se propune un model care să facă interpolarea pornind de la un set de caracteristici de frecvență măsurate ale armonicei a doua a puterii de ieșire. Metoda de interpolare a fost implementată utilizând instrucțiunile disponibile în limbajul de programare din softul ADS.

Se urmărește extragerea caracteristicilor unui filtru (fără rețeaua de conexiuni) din valorile măsurate cu această rețea. Se presupune că modelul reproduce corect efectul amplitudine-frecvență, dar nu reproduce corect caracteristica de frecvență a puterii reflectate la ieșire pe frecvența 2f. Cunoscând schema echivalentă a conexiunii între sursa de semnal și intrarea filtrului, se calculează puterea sursei pentru fiecare frecvență de interes astfel încât puterea incidentă la intrarea filtrului să aibă valoarea constantă impusă în caracteristica de frecvență a puterii reflectate la ieșire pe frecvența 2f. Folosind modelul cu elemente neliniare al filtrului, rezultatul obținut este cel corect. De fapt, acesta este un model care

folosește parametri S de semnal mare, utilizat pentru prima dată în rezolvarea problemei compensării influenței conexiunilor unui filtru BAW de putere. În acest fel se pot determina corect caracteristicile unui filtru fără a calcula rezultate afectate de această influență, lucru important dacă se proiectează un sistem SiP sau SoC în care aceste conexiuni lipsesc.

CAPITOLUL 3 MODELE COMPORTAMENTALE DE SEMNAL MARE PENTRU ANALIZA ÎN DOMENIUL FRECVENȚEI A CIRCUITELOR NELINIARE CU EXCITAȚII MULTI-TON

3.1. MĂSURAREA PRODUSULUI DE INTERMODULAȚIE PENTRU FILTRUL EPCOS B39202B8004P810

3.1.1. Metoda de măsurare

Schema și montajul de lucru utilizat pentru măsurarea produselor de intermodulație sunt prezentate în figurile 3.1 și 3.2.



Fig. 3. 1 Schema pentru măsurarea produselor de intermodulație

Primul filtru măsurat este duplexorul EPCOS B39202B8004P810 proiectat să funcționeze pentru benzile de frecvență: 1852,4 MHz - 1907,6 MHz pentru semnalele Tx și 1932,4 MHz -1987,6 MHz pentru semnalele de antenă. Aceste specificații corespund benzilor W-CDMA [45].



Fig. 3. 2 Montaj de laborator pentru măsurarea produselor de intermodulație

I. Se conectează la borna TX a filtrului duplexor în studiu, semnalul sinusoidal cu f = 1880 MHz generat împreună cu a doua sa armonică de 3760 MHz. Fig. 3.4 arată că un semnal mare de 0 dBm, cu o armonica a doua de -63 dBm, este atenuat cu 57 dB pe calea Tx-Rx, în timp ce a doua armonică a sa, este atenuată cu 47 dB pe aceeași cale. În plus, pe calea Tx-Ant semnalul de frecvență f este atenuat numai cu 1dB, în timp ce a doua armonică a acestuia este atenuată cu 19 dB.



Fig. 3.3. Atenuarea fundamentalei semnalului de 1.88 GHz conținând și armonica a doua pe calea Tx-Rx

II. Se conectează la borna TX a filtrului duplexor în studiu, semnalul sinusoidal de 0dBm având frecvența armonicei a doua f=3760 MHz (Fig. 3.4). Acesta este atenuat cu 26 dB pe calea Tx-Ant și cu 52dB pe calea Tx-Rx.



Fig. 3.4. Atenuarea armonicei a doua a semnalului de 1.88 GHz fără componenta fundamentala pe calea Tx-Rx

Din aceste măsurători rezultă că un generator din banda de emisie (cu sau fără o eventuală armonică a doua), montat la borna Tx a filtrului duplexor, nu generează la borna Rx o componenta semnificativă de frecvență $2f_{Tx}$.

Următoarele experimente se referă la posibilitatea ca armonica a doua a semnalului Tx, generată de amplificatorul de putere (Fig. 3.2) să contribuie la apariția produsului de intermodulație măsurat, de frecvență $2^* f_{Tx}$ - f_{Ant} .



Fig. 3. 5 Schema de propagarea semnalului de frecvență 2 f prin filtrul duplexor

III. În Fig. 3.5 sunt date valorile măsurate care ilustrează propagarea semnalului de frecvență $2f_{Tx}$ prin lanțul amplificatore putere – filtru duplexor. Rezultă că această

armonică a doua a generatorului semnalului Tx nu poate produce produsul de intermodulație de frecvență $2f_{Tx}$ - f_{Ant} .

IV. În cele din urmă, o componentă fundamentală de semnal mare (0 dBm), asociată cu o armonică a doua de - 63 dBm este aplicată circuitului amplificator de putere - filtru duplexor (Fig. 3.6).



Fig. 3.6. Schema bloc pentru determinarea produsului de intermodulație

În acest caz componenta fundamentală este amplificată cu 29 dB și aplicată terminalului Tx al filtrului duplexor. Acest semnal este atenuat la borna Rx cu 57 dB, cât și la terminalul Ant cu 2 dB. Mai mult, armonica a doua de 3760 MHz este amplificată cu 30 dB în amplificator, fiind atenuată cu 27 dB pe calea Tx-Rx și amplificată cu 8 dB pe calea Tx-Ant. Rezultă că această armonică a doua a generatorului semnalului Tx nu poate genera produsul de intermodulație de frecvență $2f_{Tx}$ - f_{Ant} măsurat la terminalul Rx. Amplificatorul utilizat este format din TQP9111 în cascadă cu CGH4000GS (vezi Anexa)

În concluzie, ținând seama și de fenomenul cunoscut de producere a armonicei a doua a excitației în orice filtru BAW de putere [19], [28], [33] este evident că produsul de intermodulație de frecvență $2f_{Tx}$ - f_{Ant} este generat în filtrul duplexor.

3.1.2. Rezultatele măsurătorilor

Valorile produsului de intermodulație $2f_1$ - f_2 , măsurate la terminalul R_x , când semnalul cu frecvența f_1 este aplicat la terminalul T_x și semnalul cu frecvența f_2 este aplicat la terminalul Ant sunt prezentate în următoarele trei figuri.

Valorile măsurate, utilizate la realizarea graficului din Fig. 3.7 se regăsesc în anexă, în tabelul 3-1 din teză.



Fig. 3. 7 Produsul de intermodulație $2f_1$ - f_2 =1990 MHz, f_1 =1882 MHz, f_2 =1774MHz

Sensibilitatea de referință pentru banda de operare II, care este banda de frecvență pentru care a fost fabricat acest filtru, este -120 dBm [11]. Orice produs de intermodulație care a fost măsurat fiind mai mare decât această valoare, se aplică la intrarea amplificatorului cu zgomot redus al receptorului și poate fi considerat ca un zgomot care împiedică o demodulare de bună calitate a semnalului recepționat.



Fig. 3. 8 Produsul intermodulație 2f1-f2=1934 MHz, f1=1854 MHz, f2=1744 MHz

Valorile măsurate utilizate la realizarea graficului din Fig. 3.8 se găsesc în anexa tezei, în tabelul 3-2.



Fig. 3. 9 Produsul de intermodulație 2f1-f2=1960 MHz, f1=1881 MHz, f2=1802 MHz

Valorile măsurate utilizate la realizarea graficului din Fig. 3.9 se găsesc în anexa tezei, în tabelul 3-3.

3.2. MĂSURAREA PRODUSULUI DE INTERMODULAȚIE PENTRU FILTRUL QORVO **QPQ1282**

3.2.1. Caracteristicile de transfer TX- ANT și ANT-RX ale filtrului duplexor

Filtrul duplexor tip **QPQ1282** produs de firma Qorvo, filtru caracterizat prin: banda TX: 1920–1980 MHz,banda RX 2110–2170 MHz, corespunzătoare benzii 1 pentru semnale din standardul LTE, având o lățime de bandă de 60MHz. Având în vedere o anumită incertitudine privitoare la caracteristicile filtrului testat, am măsurat caracteristicile de transfer TX- ANT și ANT-RX ale acestui filtru.

Montajul folosit la determinarea caracteristicii de transfer TX-ANT este compus din două generatoare de semnal sinusoidal Keysight, un analizor de spectru, un amplificator RF, atenuator pentru protecția la semnal mare a analizorului de spectru, filtrul **QPQ1282**, elemente prezentate în Fig. 3.11.



Fig. 3.11 Schema bloc pentru ridicarea caracteristicii TX-ANT pentru filtrul QPQ1282

Amplificatorul utilizat în montajele din Fig. 3.11 și 3.13 este TQP9111 (vezi Anexa din teză).



Fig. 3. 12. Caracteristica de transfer TX-ANT pentru filtrul Qorvo QPQ1218 la putere constantă la portul TX

Valorile pe baza cărora a fost realizat graficul de mai sus se regăsesc în tabelul nr.3-4 din anexa.

Pentru măsurarea caracteristicii de transfer ANT-RX se folosește un montaj similar



Fig. 3.13. Schema bloc a montajului folosit la ridicarea caracteristicii de transfer ANT-RX



Caracteristica de transfer ANT-RX la filtrul Qorvo QPQ1218

Fig. 3. 14. Caracteristica de transfer ANT-RX la putere constantă la portul ANT pentru filtrul Qorvo QPQ1218

Valorile pe baza cărora a fost realizat graficul de mai sus se regăsesc în tabelul nr.3-5 din anexa din teză.

3.2.2. Caracteristicile de frecvență ale produselor de intermodulație la putere de emisie constantă

Valorile frecvențelor de intermodulație au fost determinate presupunând că un semnal de frecvență f2 de proveniență oarecare, se aplică la ANT, astfel încât împreună cu semnalul de frecvență f1 aplicat la TX, să producă un semnal de intermodulație de frecvență 2f1-f2, semnal a cărui frecvență să fie în intervalul benzii de trecere a caracteristicii ANT – RX.



Fig. 3. 15 Schema bloc pentru montajul utilizat pentru determinarea produsului de intermodulație la filtrul Quorvo QPQ1282

Pentru determinarea produsului de intermodulație la putere constantă s-a ales f_{Tx} =1948 MHz, rezultând valorile frecvențelor produselor de intermodulație marcate cu albastru în Tabelul 3.6 "Frecvențele semnalului de intermodulație, măsurat la portul RX, în funcție de frecvențele semnalelor aplicate la portul ANT și la portul TX" din teză.



Fig. 3.16 Caracteristica produsului de intermodulație pentru filtrul Qorvo QPQ1218 pentru PTX=27dbm și PANT= -55dbm, -50 dbm, -45 dbm

În urma măsurătorilor efectuate utilizând montajul din Fig. 3.15 s-a obținut caracteristica de frecvență a produsului de intermodulație, prezentată în Fig. 3.16, pentru mai multe puteri aplicate filtrului în test. Măsurătorile au fost efectuate pentru benzile de frecvență 1920-1980 MHz (TX-ANT) și 2110-2170 MHz (ANT-RX).

Valorile pe baza cărora a fost realizat graficul de mai sus se regăsesc în tabelul nr.3-7 din teză.

Sensibilitatea de referință pentru banda de operare pentru care a fost fabricat acest filtru, este -140 dBm [11], deci semnale de mărimea celor măsurate pot perturba funcționarea receptorului.

Deasemenea izolarea frecvențelor din zona afectată nu este posibilă datorită faptului că rețelele GSM folosesc algoritmul TDMA (time domain multiple access) sau FDMA (frequency domain multiple access) [45] pentru utilizarea eficientă a spectrului radio.

3.3. CONCLUZII

Atât pentru filtrul Epcos B39202B8004P810 cât și pentru filtrul Quorvo QPQ1282 a fost măsurat un produs de intermodulație de valoare semnificativă între semnalele Tx și Ant ale unui filtru duplexor BAW de putere, fabricat cu AlN. Acest semnal are frecvența $2f_{Tx}$ - f_{Ant} , unde f_{Ant} provine de la o sursă arbitrară.

S-a demonstrat că prezența acestui produs de intermodulație ar putea împiedica o recepție de bună calitate a semnalului de antenă din banda de trecere a filtrului.

S-a dovedit că acest semnal apare din cauza comportamentului neliniar al filtrului BAW AlN. Acest comportament are două consecințe: generarea armonicei a doua de frecvență 2f1 a semnalului Tx și generarea produsului de intermodulație 2 f1-f2. Aceste consecințe nu pot fi eliminate prin folosirea conexiunii anti-serie a unor rezonatoare.[36]

CAPITOLUL 4 ANALIZA ÎN DOMENIUL FRECVENȚEI A SISTEMELOR ENERGETICE CU CONSUMATORI CASNICI

4.1. MODELE DE TIP SURSE DE CURENT

4.1.1 Redresorul cu o diodă

Circuitul din Fig. 4.1 este alimentat de o sursă sinusoidală de tensiune cu:

V = 220 V și f = 50 Hz, având C1 = 2 mF și R1 = 37 Ω .



Fig. 4.1 Redresor cu o diodă și filtru C

Redresorul este conectat la sursă printr-un cablu cu secțiune de 10 mm² și o lungime de 30 m ($R_{line} = 0.1104 \Omega$, $L_{line} = 72 \mu$ H). Modelul circuitului, descris de sursele de curent comandate de componenta fundamentală a tensiunii de intrare a redresorului (definită prin amplitudinea V₁ și faza phase(V₁)), este prezentat în Fig. 4.2. Elementul de circuit FDD1 (frequency defined device) este definit prin parametrii surselor de curent corespunzătoare armonicelor de amplitudini semnificative (în acest caz componenta continuă, fundamentala de 50 Hz și celelalte pană la armonica a 20-a inclusiv).



Fig. 4. 2 Model sursă de curent controlată liniar pentru circuitul din Fig. 4.1

Descrierea acestor surse comandate, în cazul unui redresor cu o diodă, este detaliată în teză.

În vederea simulării prin metoda balanței armonice s-a considerat un circuit de test (Fig. 4.3) format din zece redresoare identice cu o diodă conectate la o sursă sinusoidală având următorii parametrii de circuit:

f = 50 Hz și V = 220 V, cablu cu secțiune de 50 mm² și lungime de 30 m cu R_{line1} = 0,0348 $\Omega,$ L_{line1} = 57,6 μH



Fig. 4. 3 Circuit de test pentru evidențierea armonicelor produse de elementele neliniare de circuit.

4.1.2. Redresorul cu două diode

Pornind de la modulul de redresor cu o diodă, se poate extinde analiza pentru redresoarele cu două diode (Fig. 4.4).

Circuitul din Fig. 4.4 reprezintă modelul simplificat al unei lămpi fluorescente.

Modelul de simulare al unui redresor cu doua diode pentru programul ADS este următorul descris in teză (Ecuațiile 4.2).



Fig. 4. 4Model de redresor cu două diode [46], [47]

A fost simulat circuitul de test cu zece redresoare cudouă diode și surse de semnal sinusoidal prezentat în Fig. 4.3.

4.1.3. Rezultatele simulărilor

Rezultatele simulărilor folosind modelele menționate mai sus și utilizând mediul de simulare ADS (Advanced Design System) au fost comparate cu rezultatele obținute prin simularea acelorași rețele energetice prin metoda analizei tranzitorii.

În graficele de mai jos sunt prezentate rezultatele – formele de unda și liniile spectrale de culoare roșie au fost obținute utilizând modele neliniare clasice iar rezultatele de culoare albastră sunt obținute utilizând modelele în domeniul frecvenței.



Fig. 4. 5 Forma de undă a curentului prin sursa de tensiune pentru modelul din Fig. 4.2. cu redresoare cu o diodă



Fig. 4. 6 Spectrul armonicelor curentului prin sursa de tensiune pentru circuitul din fig. 4.2 cu redresoare cu o dioda din Fig. 4.3

Rezultatele obținute folosind modelele clasice descrise în domeniul timpului (Ecuațiile 4.1) sunt aproape identice cu cele calculate folosind modelul propus (vezi Fig. 4.5 și Fig. 4.6, iar timpul necasar procesarii este mai mic in cazul modelului propus.

Rezultate similare au fost obținute și pentru simularea prin metoda balanței armonică a circuitului de test.



Fig. 4. 7 Forma de undă curentului prin sursa de tensiune pentru circuitul din Fig. 4.3 cu redresoare cu doua diode



Fig. 4.8 Spectrul curentului prin sursa de tensiune pentru circuitul din Fig. 4.3 cu redresoare cu doua diode

4.2. ATENUAREA ARMONICEI A TREIA DE CURENT

Efectului de atenuare a armonicelor de curent se întâlnește în circuitele cu lămpi fluorescente și constă în atenuarea armonicei a treia a curentului de sarcină odată cu creșterea armonicei a treia de tensiune a sursei de tensiune care alimentează lampa fluorescentă.

Acest efect poate fi observat în circuitul de testare în care a fost introdus modelul de redresor cu două diode, alimentat de la o sursa sinusoidală de tensiune, pentru lungimi relativ mari ale cablului de alimentare. Variația tensiunii de intrare a redresorului cu două diode, în raport cu lungimea liniei este prezentată în Fig. 4.9. si ilustrat în Fig. 4.10 și Fig. 4.11.



Lungimea liniei l [km]

Fig. 4. 9 Armonicele tensiunii lămpii fluorescente (redresorul cu două diode) în funcție de lungimea liniei



Lungimea liniei 1 [km]

Fig. 4. 10 Armonicele tensiunii lămpii fluorescente (redresorul cu două diode) în funcție de lungimea liniei– detaliu

Aceste rezultate sunt obținute folosind analiza în domeniul timpului și modelele clasice pentru consumatorii neliniari. Modelul propus în domeniul frecvenței reproduce numai parțial efectul atenuării armonicei a treia de curent în condițiile menționate anterior.

În cazul aparatelor electrocasnice, sursa sinusoidală ar putea fi în principiu plasată la o distanță mai mare de 60 m de sarcină, așa că am adăugat o a treia componentă armonică la tensiunea sinusoidală a sursei în circuitul de testare din Fig. 4.3.





Fig. 4. 11 Armonicele curentului de intrare (fundamentala și armonicele 3, 5, 7) pentru lampa fluorescentă, în funcție de lungimea liniei

Având în vedere cele menționate mai sus, pentru circuitul cu 10 redresoare cu două diode, a fost adăugată la sursa de tensiune o componenta de frecvență 150 Hz și tensiune V3 ce poate avea valori de 5 V sau 10 V și o fază inițială de -96,69 grade.



Fig. 4. 12 Forma de undă a curentului prin sursa de tensiune din circuitul de test



Fig. 4. 13 Forma de unda a curentului prin sursa de tensiune din circuitul de test - detaliu

Forma de undă a curentului prin sursa de tensiune, calculată pentru valorile V3 = 0V, V3 = 5 V și V3 = 10 V, folosind modelele neliniare clasice descrise în domeniul timpului, este redată în figurile 4.12 și 4.13 împreună cu forma de undă obținută folosind modelul propus (model).

4.3. CONCLUZII

Au fost propuse modele noi pentru analiza receptoarelor neliniare intr-o rețea energetica monofazata. Modelele, descrise în domeniul frecventei, sunt folosite în analiza cu metoda balanței armonice și au fost implementate în programul ADS. S-au făcut simulări ale unor circuite care conțin redresoare cu o dioda și cu doua diode.

Rezultatele acestor simulări arata ca aceste metode analizează un circuit folosind un timp de calcul cu un ordin de mărime mai mic decât cel necesar pentru analiza tranzitorie care folosește modele descrise prin ecuații formulate în domeniul timpului. Acest rezultat se explica prin faptul ca, utilizând modelele descrise în domeniul timpului, programul ADS trebuie să folosească procedeul "source stepping". Acest procedeu extinde semnificativ domeniul aplicațiilor pentru care metoda balanței armonice implementată în ADS este convergentă, spre deosebire de metoda balanței armonice implementată în programul APLAC, care în astfel de cazuri nu oferă soluția corectă. Acest rezultat se obține prin reducerea inițială (cu unul sau doua ordine de mărime) a amplitudinilor surselor independente din circuit astfel încât metoda balanței armonice să fie convergentă (eroarea globală pentru întreg circuitul să fie sub o anumita limită). În continuare aceste amplitudini sunt crescute treptat până la valorile nominale considerând ca aproximare inițială rezultatul analizei anterioare în care aceste amplitudini sunt mai mici. Utilizând modelele propuse de noi acest procedeu nu este necesar.

S-a constatat ca analiza cu modelele propuse da rezultate acceptabile și în cazul în care amplitudinea armonicei a treia a tensiunii la bornele consumatorului nu depășește 2.2% din amplitudinea componentei fundamentale a acestei tensiuni.

CAPITOLUL 5 CONCLUZII ȘI CONTRIBUȚII ORIGINALE

5.1. CONCLUZII GENERALE

Lucrarea începe cu Capitolul 1, o introducere care are trei părți în care se prezintă:

- Neliniaritățile din interfața analogică de radiofrecvență a dispozitivelor de comunicații mobile, capitol la care s-ar putea adăuga și multe dintre contribuțiile acestei teze.
- Rezonatoarele cu unde acustice de volum (Bulk Accoustic Wave BAW), având ca material piezoelectric AlN, construcția și proprietățile acestora, insistând asupra aplicațiilor în domeniul radio frecvenței.
- Modelele de semnal mic și de semnal mare ale rezonatoarelor de putere cu unde acustice de volum (Power BAW resonators). Funcționarea acestora este afectată de producerea unor efecte neliniare cum sunt efectul amplitudine-frecvențăși efectul de intermodulație. Se descriu modelele de circuit de semnal mic și de semnal mare ale acestor rezonatoare, care simulează efectele neliniare menționate. Se prezintă

modelele comportamentale ale filtrelor BAW de putere construite cu astfel de rezonatoare.

• Metodele de calcul al răspunsului în regim permanent al sistemelor energetice cu consumatori neliniari cu accent pe analiza rețelelor cu consumatori casnici neliniari. Se evidențiază metodele clasice de analiză în domeniul timpului, precum și metode de analiză în domeniul frecventei cu aplicabilitate limitata la exemple simple.

Capitolul 2 se ocupă de modele comportamentale pentru filtrele BAW de putere care funcționează cu excitație unui-ton. În subcapitolul 2.1. se prezintă o modalitate originală de simulare a funcționării filtrelor BAW de putere bazată pe utilizarea parametrilor S de semnal mare. Acești parametri, care depind de frecvența și de puterea incidenta la intrare, sunt descriși sub forma unor tabele. Analiza, implementată în programul ADS, se reduce la interpolări pornind de la datele din aceste tabele. Această metodă permite reducerea timpilor de simulare față de cazul utilizării modelelor de circuit care trebuie analizate cu algoritmi numerici relativ complicați. În subcapitolul 2.2. se prezintă o metodă de compensare a influenței firelor de conexiune, care permite determinarea parametrilor unui filtru fără conexiuni, plecând de la parametrii măsurați ai filtrului cu fire de conexiune. Această metodă este folosită pentru determinarea caracteristicii de frecvență a armonicei a doua a puterii reflectate la portul de ieșire.

Capitolul 3 prezintă niste modele comportamentale de semnal mare pentru analiza în domeniul frecventei a unor filtre duplexoare. Prin măsurătorile efectuate s-a identificat faptul că, în anumite condiții semnalul util recepționat poate fi perturbat de către un semnal parazit din afara spectrului radio al filtrului. Practic, în interiorul filtrului apare o mixare între semnalul de frecventă f_1 emis de transmitător (Tx) și un semnal de frecventă f_2 recepționat la antenă (Ant), semnal din afara benzii de trecere Ant-Rx a filtrului duplexor. Semnalul rezultat ca produs de intermodulație de frecvență 2 f_1 - f_2 se regăsește la portul recepție (Rx), acesta fiind în banda de trecere a filtrului, și având o putere destul de mare încât să acopere semnalul util care trebuie receptionat corect. Au fost analizate filtrele Epcos B39202B8004P810 și Qorvo QPQ1282. Printr-o serie de măsurători s-a arătat că componenta de frecvență 2f₁ este generată în filtrul duplexor, ca și componenta de frecvență 2f₁-f₂. Au fost măsurate caracteristicile amplitudinii produsului de intermodulație în funcție de amplitudine a semnalelor aplicate la bornele Tx și Ant. Aceste caracteristici au fost ridicate pentru perechile (f_1 =1882 MHz, f_2 =1774MHz), (f1=1854 MHz, f2=1744 MHz), si (f1=1881 MHz, f2=1802 MHz) în cazul filtrului Epcos B39202B8004P810. S-a arătat că în aceste condiții se pot obține amplitudini ale produsului de intermodulație mai mari decât sensibilitatea de referintă de -120dBm, corespunzătoare acestei benzi de frecventă. Pentru filtrul Qorvo QPQ1282 au fost măsurate caracteristicile de frecvență ale produsului de intermodulație pentru banda de recepție (2110 MHz - 2170 MHz) considerând puterea aplicată la Tx de 27 dBm și puterile semnalului la Ant de -55dBm, -50dBm, -45dBm. Sensibilitatea de referință în banda receptorului fiind -140dBm, semnalul măsurat poate perturba functionarea receptorului.

Capitolul 4 prezintă o nou metodă nouă de analiză în domeniul frecvenței a sistemelor energetice cu consumatori casnici neliniari. Această metodă se bazează pe faptul ca intr-o rețea de joasă frecvență toți consumatorii sunt alimentați cu aproximativ aceeași tensiune, iar valoarea componentei fundamentale a acestei tensiuni nu variază cu mai mult de 10% în jurul valorii nominale. Ca urmare, armonicele de curent ale oricărui consumator neliniar depind liniar numai de parametrii componentei fundamentale a tensiunii la bornele acestui consumator. Acest model se poate implementa ușorîn programul ADS și duce la o reducere cu un ordin de mărime a timpului de calcul, față de analiza în domeniul timpului folosită în mod obișnuit. Acest avantaj este important atunci când se face o optimizare a

plasamentului unor dispozitive care reduc puterea complementară consumată de rețea (filtre pasive și active).

5.2. CONTRIBUȚII ORIGINALE

În capitolul 2 se propune un model nou pentru caracteristica de frecvență a puterii Pout_{2f} reflectate pe frecvența 2f la ieșirea unui filtru BAW excitat pe frecvență f. Acest model se bazează pe tabelul caracteristicilor Pout_{2f} (f) măsurate pentru un set de puteri de intrare. Caracteristica dorita se determina rapid prin interpolare plecând de la datele din tabelul menționat, algoritmul fiind implementat în programul ADS. Datorita timpului de calcul redus, acest model poate fi folosit în optimizarea proiectării unui filtru BAW de putere.

În același capitol se propune un algoritm nou de eliminare a influentei firelor de conexiune asupra caracteristicii de frecvență a puterii Pout_{2f} pentru un filtru BAW excitat pe frecvență f. Acest algoritm se bazează pe o simulare a circuitului cu conexiunile de intrare și de ieșire excitat de o sursa a cărei putere este calculata astfel încât la intrarea propriu zisă a filtrului (după conexiunea de intrare) să avem o putere incidentă constantă de valoarea dorită. Simularea se face cu programul ADS utilizând modelele neliniare de circuit ale rezonatoarelor BAW de putere. Acest algoritm poate fi util în proiectarea unor filtre BAW de putere.

În capitolul 3 se identifică prin măsurători produsul de intermodulație cu frecvența $2f_1$ - f_2 (f_1 -frecvența Tx, f_2 -frecvența unui semnal cules de antenă) și se arată că acest semnal măsurat la borna Rx poate deranja funcționarea telefonului mobil. Măsurătorile au fost făcute pentru filtrele duplexoare Epcos B39202B8004P810 și Qorvo QPQ1282. În acest scop s-au realizat montaje cu filtre duplexoare (implicând proiectarea cablajelor și asamblarea filtrelor BAW EPCOS) și cu un amplificator RF pentru banda 1800-2100 MHz.

În capitolul 4 se prezintă modele noi în domeniul frecventei pentru consumatorii casnici neliniari din rețelele monofazate. Implementarea acestei metode în programul ADS conduce la o reducere a timpului de calcul cu circa un ordin de mărime, ceea ce le face foarte potrivite pentru rezolvarea unor probleme de optimizare a pierderilor în rețelele energetice.

5.3. PERSPECTIVE DE DEZVOLTARE ULTERIOARĂ

Modelele și metodele rapide de calcul abordate în Capitolul 2 pot fi îmbunătățiteși utilizate în proiectarea filtrelor BAW de putere cu AlN.

Un studiu mai detaliat al produselor de intermodulație care sunt generate în filtrele duplexoare construite în tehnologia power BAW AlN poate fi obiectul unor cercetări viitoare. O măsurare a efectelor acestor produse de intermodulație într-un telefon mobil ar fi un obiectiv foarte interesant.

Modelele în domeniul frecventei elaborate în aceasta teză pot fi extinse pentru consumatori cu unghi de deschidere controlat cum sun tiristoarele sau montajele cu IGBT.

LISTA LUCRĂRILOR ELABORATE DE AUTORUL TEZEI

- 1. Referat Numărul 1 în cadrul stagiului de doctorat: Modele comportamentale pentru analiza filtrelor BAW (bulk acoustic wave) în domeniul frecvență.
- 2. Referat numărul 2 în cadrul stagiului de doctorat: Compensarea influentelor datorate conexiunilor, în cazul modelelor comportamentale ale filtrelor de putere.
- 3. Referat numărul 3 în cadrul stagiului de doctorat: Indentificarea produselor de intermodulație în cazul filtrelor BAW duplexoare.
- 4. Ovidiu Silviu Taus, Florin Constantinescu, Alexandru Gabriel Gheorghe, Compensation of the connection wires influence for a behavioral model of a power BAW filter, 2015 IEEE 21st International Symposium for Design and Technology în Electronic Packaging (SIITME), October 22nd–25th, 2015, Brasov, Romania, WOS:000377765500037.
- Florin Constantinescu, Ovidiu Taus, Alexandru Gheorghe, A new behavioral model for frequency domain analysis of power baw filters, 13TH INTERNATIONAL CONFERENCE ON ENGINEERING OF MODERN ELECTRIC SYSTEMS (EMES 2015), June 11-12, 2015, Oradea, Romania, WOS:000363815100005, ISBN:978-1-4799-7650-8.
- 6. Mihai Eugen Marin, Florin Constantinescu, Ovidiu Silviu Taus, Alexandru Gheorghe, Intermodulationproducts in AlN power BAW duplexer filters, ISSCS 2017, Technical University Iasi, Romania, July 13-14 2017.WOS:000425211500087.
- 7. Florin Constantinescu, Mihai Eugen Marin, Alexandru Gheorghe, Ovidiu Silviu Taus, Harmonic balance analysis of home appliances power networks, 2017 14th International Conference on Engineering of Modern Electric Systems (EMES), June 1-2, 2017, WOS:000427085200061.
- 8. F. Constantinescu, A.G. Gheorghe, M. Nitescu, M. E. Marin, O. Taus, Behavioral Models of AlN Power BAW Resonators and Filters, International Symposyum on Electrical and Electronics Engineering, Galati, Romania, Invited paper, October 20-22, 2017.

BIBLIOGRAFIE

- [1] Ken-ya Hashimoto, Tatsuya Omori, Kazuki Maruta, Chang-Jun Ahn. Nonlinearity in RF Front-End as a Bottleneck. s.l.: 2017 International Symposium on Nonlinear Theory and Its Applications, 2017
- [2] Ali M. Niknejad, University of California, Berkeley.Lecture 9: Intercept Point, Gain Compression and Blocking. [http://rfic.eecs.berkeley.edu/~niknejad/ee142_fa05lects/pdf/ lect9.pdf] University of California, Berkeley : s.n.
- [3] Cascaded 2-Tone, 3rd-Order Intercept Point (IP3), http://www.rfcafe.com/ references/electrical/ip3.htm.
- [4] Fl. Constantinescu, M. Nitescu, BazeleElectrotehnicii :ParteaI Teoria Circuitelor Electrice, Curs pentru Facultatea de Automatica şi Calculatoare. http://ferrari.lce.pub.ro/studenti . [Interactiv] 2001-2015.
- [5] IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems, IEEE Standard 519-1992.
- [6] V. R. Pandi, H. H. Zeineldin, W. Xiao. Determining Optimal Location and Size of Distributed Generation Resources Considering Harmonic and Protection Coordination Limits. s.l.: IEEE Transactions on Power Systems, vol. 28, No. 2, May 2013, pp. 1245-1254.

- [7] Task Force on Harmonics Modeling and Simulation, "Modeling and Simulation of the Propagation of Harmonics in Electric Power Networks, Part I: Concepts, Models, and Simulation Techniques", s.l.: IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 11, no. 1, January 1996.
- [8] A. Medina, J. Segundo-Ramirez, P. Ribeiro, W. Xu, K. L. Lian, G. W. Chang, V. Dinavahi, and N. R. Watson, Harmonic Analysis in Frequency and Time Domain. s.l.: IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 28, no. 3, July 2013, pp. 1813-1821.
- [9] P. Heikkila, M. Valtonen, T. Veijola Harmonic balance of nonlinear circuits with multitone excitation. s.l.: Proceedings of the European Conference on Circuit Theory and Design, 1991.
- [10] K. L. Lian, P. W. Lehn, Harmonic Analysis of Single-Phase Full BridgeRectifiers Based on Fast Time Domain Method. s.l.: IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE 2006), July 9-12, 2006, Montreal, Quebec, Canada.
- [11] F. Constantinescu, A.-G. Gheorghe, M. Nitescu, Large signal analysis of RF circuits an overview, Proceedings of ATEE (Advanced Topics in Electrical Engineering). s.l.: Politehnica University, Bucharest, Romania, November 24-25, 2006.
- [12] A. G. Gheorghe, F. Constantinescu, New Topics in Simulation and Modeling of RF Circuits. s.l. : River Publishers, 2016.
- [13] K. S. Kundert, A. Sangiovanni_Vincentelli, Simulation of Nonlinear Circuits in the Frequency Domain. s.l. : IEEE Transactions on Computer-Aided Design, Vol. CAD-5, NO. 4, October 1986, pp. 521-535.
- [14] R. Uhl, M. Mirz, T. Vandeplas, L. Barford, A. Monti, Measurement-based parameter identification of non-linear polynomial frequency domain model of single-phase four diode bridge rectifier. s.l.: IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, pp. 6292 – 6297.
- [15] M. Mirz, R. Uhl, T. Vandeplas, L. Barford, A. Monti,. Measurement-based parameter identification of non-linear polynomial frequency domain model of single-phase four diode bridge rectifier. s.l.: Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC) 2017 IEEE International, pp. 1-6, 2017.
- [16] Maas, S. A,. Nonlinear microwave and RF circuits. s.l. : Artech House, 2003.
- [17] S. Rosenbaum, J. F., Bulk Acoustic Waves Theory and Devices. Boston : Artech House, 1988.
- [18] *Morris, S. A.*, Equivalent circuit modeling for thin disk and bar type piezoelectric transducers. s.l. : Master Thesis, The University of Tulsa, USA, 1986.
- [19] Stroe, G., Modelarea dispozitivelor pasive de radiofrecvență. Teza Doctorat.
- [20] R. S. Ketcham, G. R. Kline, K. M. Lakin, "Performance of TFR filters under elevated power conditions", 42-nd Annual Frequency Control, Symposium, 1988.
- [21] J.Nosek, "A Precise Measurement of Some Nonlinear Effects and Its Application to the Evaluation of Nonlinear Elastic Constants of Quartz and GaP04", IEEE Trans. on Ultrasonics, Ferroel. and Freq. Control, 46, pp. 823-829.
- [22] F. Constantinescu, A. G. Gheorghe, M. Nitescu,. "New circuit models of power BAW resonators", Rev. Roum. Sci. Techn., Ser. Electrotechnique et Energ. No. 1, 2008, pp. 59-66.
- [23] F. Constantinescu, A. G. Gheorghe, A. Florea, M. Nitescu, O. Llopis, Artificial transmission line model for power BAW resonators with mechanical nonlinearity. s.l.: Rev. Roum. Sci. Tech., Ser. Electrotechn. et Energ., vol. 56 (2011), No. 2, http://revue.elth.pub.ro/.
- [24] G. Stroe, A. Florea, O. Llopis, F. Constantinescu, M. Nitescu, Measurement of nonlinear effects in filters based on BAW resonators with AlN. Targoviste, Romania: International Symposium on Electrical Engineering (ISEE'11), November 22-23, 2011.
- [25] K. M. Lakin, "Thin film resonator technologies", IEEE Trans. UFFC,vol.52, No. 5 (May 2005), pp. 707-716.

- [26] F. Constantinescu. A. G. Gheorghe, M. Nitescu, A. Florea, O. Llopis, P. Taras, "Parameter identification for new nonlinear circuit models of power BAW resonators", Advances in Electrical and Computer Engineering, vol. 11 (2011), No. 1, pp. 55-62.
- [27] G. Stroe, F. Constantinescu, A. G. Gheorghe, M. Nitescu, O. Llopis, Measurement and Modeling of Nonlinear Effects for Power BAW Filters with AlN, Proceedings of Advanced Topics in Electrical Engineering, Politehnica University Bucharest, Faculty of Electrical Engineering, May 23-25 2013.
- [28] Ovidiu-SilviuTaus, Florin Constantinescu, Alexandru Gabriel Gheorghe, A New Behavioral Model for Frequency Domain, 2015 13th International Conference on Engineering of Modern Electric Systems (EMES). s.l.: IEE Explore, pp 1-4, 2015.
- [29] Ovidiu Silviu, Taus, Referat de doctorat numarul 1.
- [30] *Taus Ovidiu-Silviu, Constantinescu Florin, Gheorghe Alexandru Gabriel*, Compensation of the connection wires influence for a behavioral model of a power BAW filter,2015 IEEE 21st International Symposium for Design and Technology in Electronic Packaging, pp 209-212.
- [31] F. Constantinescu. M. Nitescu, A. G. Gheorghe, A. Florea, O. Llopis, P.Taras, "Behavioral circuit models of power BAW resonators and filters", Analog Intergated Circuits and Signal Processing, Vol. 73, Nr 1, 2012, pp.57-64.
- [32] D. Popovici, F Constantinescu, M Maricaru, FI. I. Hantila, M. Nitescu, A Gheorghe, Modeling and simulation of piezoelectric devices", in Recent advances in modeling and simulation. INTECH Open Access Publisher, Vienna, 2008 : s.n.
- [33] V. Lee, S. Lee, S. A. Sys, A. Mortazawi, Large signal performance of ferroelectric FBARs. s.l. : Microwave Symposium Digest, Montreal, QC, Canada, 17-22 June 2012.
- [34] S. Lee, V. Lee, S. A. Sys, A. Mortazawi, Linearity analysis of intrinsically switchable ferroelectric FBAR filters, s.l. : Microwave Symposium Digest, Seattle, WA, 2-7 June 2013.
- [35] US Patent No. US 2006/0290446 A1, December 28, 2006.
- [36] *P.L. Lui*, "Passive intermodulation interference in communication systems". Electronics & Communication Engineering Journal (1990), pp. 109–.
- [37] *M. Vladimirescu, R. Kwiatkowski, and K. Engel*, Passive Intermodulation Distortion in RF Coaxial Electro-Mechanical Switches For Space Applications.
- [38] *Ehrlich, G. C. Bailey and A. C*, "A study of rf nonlinearities in nickel".Journal of Applied Physics 50 (1 1979), pp. 453–461.
- [39] Banna, B. El, "Passive Intermodulation from Printed Circuit Boards", MA thesis. Royal Institute of Technology (KTH), 2006.
- [40] G. Macchiarella, G. B. Stracca, and L. Miglioli, Experimental Study of Passive Intermodulation in Coaxial Cavities for Cellular Base Stations Duplexers, 34th European Microwave Conference. 2004, pp. 981–984.
- [41] E. Rocas, C. Collado, N. D. Orloff, J. Mateu, A. Padilla, J. M.O'Callaghan, and J. C. Booth,. "Passive intermodulation due to self-heating in printed transmission lines", IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 59, no. 2, pp. 311–322, Feb. 2011.
- [42] C. Vicente et al, "An Experimental Investigation on Passive Intermodulation at Rectangular Waveguide Interfaces,". Microwave Symposium Digest, 2006. IEEE MTT-S International. (San Francisco, CA, USA, June 11,.
- [43] Hartnagel, C. Vicente and H. L, Passive-Intermodulation Analysis Between Rough Rectangular Waveguide Flanges". IEEE Trans Microwave THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 53, NO. 8, AUGUST 2005.
- [X1] A. Nassif, Modeling, Measurement and Mitigation of Power System Harmonics, PhD thesis in Electrical and Computer Engineering, University of Alberta, Edmonton, Canada, 2009.
- [X2] J. Yong, L. Chen, A. Nassif, W. Xu, A Frequency-Domain Harmonic Model for Compact Fluorescent Lamps, IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 25, No. 2, April 2010, pp 1182-1189.