REZUMATUL TEZEI DE DOCTORAT

Modelarea și simularea în domeniul frecvenței a rețelelor electrice de joasă tensiune cu consumatori neliniari

Doctorand

Ing. Valentin Ștefănescu

Coordonator Științific Prof. Dr. Ing. Florin Constantinescu

Universitatea Politehnica București, Școala Doctorală de Inginerie Electrică

2021

CUPRINSUL TEZEI DE DOCTORAT

| 1. INTRODUCERE | ••••• |
|---|-----------|
| 1.1. Regimul nesinusoidal în rețelele energetice | 4 |
| 1.2. Metodele de analiză a rețelelor energetice cu consumatori neliniari [10] | 5 |
| 1.3. Modelele în domeniul frecvenței și analiza cu balanța armonică a rețelelor dispozitive electrocasnice neliniare [19, 50] | : cu 9 |
| 1.3.1. Introducere | 9 |
| 1.3.2. Modele matematice pentru sursele de armonice de curent [19, 50] | 9 |
| 1.3.3. Rezultatele simulărilor [19, 50] | . 11 |
| 1.3.4. Concluzii | . 16 |
| 2. MODELE MATEMATICE ÎN DOMENIUL FRECVENȚEI PENTRU | |
| DISPOZITIVE ELECTROCASNICE NELINIARE | 1 |
| 2.1. Introducere | . 18 |
| 2.2. Modele în domeniul frecvenței | . 19 |
| a. Aparat de aer condiționat | . 19 |
| b. Aspiratorul | . 20 |
| c. Cuptorul cu microunde | . 21 |
| d. Lămpi fluorescente compacte | . 22 |
| 2.3. Simulări efectuate în domeniul frecvenței | . 23 |
| 2.3.1. Analiza rețelei electrice n1 funcționând în regim simetric | . 24 |
| 2.3.2. Analiza rețelei electrice n ₂ funcționând în regim slab dezechilibrat | . 25 |
| 2.3.3. Analiza rețelei electrice n_3 funcționând în regim puternic dezechilibrat | 26 |
| 2.4. Concluzii | . 27 |
| 3. MODELE ÎMBUNĂTĂȚITE PENTRU SIMULAREA ÎN DOMENIUL | |
| FRECVENȚEI A REȚELELOR CU RECEPTOARE ELECTROCASNICE | 2 |
| 3.1. Introducere | . 28 |
| 3.2. Modele îmbunătățite în domeniul frecvenței pentru aparatele electrocasnice | : 30 |
| a. Lămpile fluorescente compacte (cfl) și diodele electroluminiscente (led) | . 30 |
| b. Aerul condiționat (ac) | . 34 |
| c. Aspiratorul | . 36 |
| d. Frigiderul | . 39 |
| 3.3. Concluzii | . 39 |
| 4. MODELE ÎN DOMENIUL FRECVENȚEI PENTRU RECEPTOARE | |
| NELINIARE CU DISPOZITIVE CU CONTROL AL UNGHIULUI DE CONDUCȚ | ΊΕ |
| -MASURATORI | 4 |
| | .41 |

| 4.2. Un algoritm de identificare a parametrilor armonicelor | 42 |
|---|-------------------|
| 4.3. Rezultatele măsurătorilor pentru un redresor monofazat cu un tiristor | 44 |
| 4.4. Rezultatele măsurătorilor pentru un redresor trifazat cu trei tiristoare | 49 |
| 4.5. Concluzii | 53 |
| 5. MODELE ÎN DOMENIUL FRECVENȚEI ALE UNOR RECEPTOARE NELINIARE CUPRINZÂND DISPOZITIVE DE CONTROL AL UNGHIULUI DI | E |
| CONDUCȚIE -ELABORAREA MODELELOR | 55 55 |
| 5.2 Algoritmul de interpolare | 56 |
| 5.3. Rezultate obținute | 58 |
| 5.4. Concluzii | 64 |
| 6. RECONFIGURAREA AUTOMATĂ A REȚELELOR ELECTRICE DE DISTRIBUȚIE DE MEDIE TENSIUNE ÎN REGIM DE AVARIE 6.1. Introducere | . 66 66 |
| 6.2. Descrierea sistemului | 68 |
| 6.3. Concluzii | 71 |
| 7. CONCLUZII ȘI CONTRIBUȚII ORIGINALE 7.1. Concluzii generale | 72 72 |
| 7.2 Contribuții originale | 74 |
| 7.3 Perspective de dezvoltare ulterioară | 76 |
| LUCRĂRI PUBLICATE | 77 |
| MULȚUMIRI Anexa 1. Comparație între formele de undă preluate de pe osciloscop și cele | 78 |
| măsurate de analizor | 79 |
| Anexa 2. Algoritmul genetic | 84 |
| BIBLIOGRAFIE | 86 |

CUVINTE-CHEIE

analiza în domeniul frecvenței, armonice de curent, dispozitive neliniare, algoritmi de interpolare, unghi de conducție, tiristor.

3. MODELE ÎMBUNĂTĂȚITE PENTRU SIMULAREA ÎN DOMENIUL FRECVENȚEI A REȚELELOR CU RECEPTOARE ELECTROCASNICE

3.1. INTRODUCERE

Rețelele electrice moderne de curent alternativ aferente aparatelor electrocasnice includ receptoare neliniare precum diferitele tipuri de echipamente de iluminare, cuptoare cu microunde, aspiratoare și altele. Toate aceste dispozitive au un comportament neliniar precum și diferitele tipuri de invertoare și convertoare aferente surselor de energie regenerabilă. Mai mult, instalațiile de utilizare care conțin receptoare electrocasnice fac de obicei parte dintr-un sistem electroenergetic de curent alternativ care cuprinde rețele electrice cu parametri uniform distribuiți precum liniile de transport a energiei electrice, echipamente de compensare a energiei reactive de tip inductiv ale căror capacități nominale ale grupurilor de condensatoare au valori ridicate și transformatoare de putere cu valori mari ale inductivităților înfășurărilor.

Plecând de la o proprietate a fazelor (unghiurilor de fază) armonicelor de curent descrisă în [13] și cunoscând faptul că într-un sistem de alimentare tensiunea fundamentală de la bornele unui consumator nu se poate situa în afara intervalului [0.9 V_n , 1.1 V_n], unde V_n reprezintă valoarea sa nominală, modelele matematice liniare în domeniul frecvenței ale unor redresoare cu o singură diodă și cu două diode care alimentează lămpi fluorescente compacte (CFL) au fost propuse în [19]. Aceste modele au fost obținute plecând de la simulări care utilizează modelul CFL din [21]. De exemplu, armonica de ordinul trei a curentului este descrisă în acest model după cum urmează:

$$I_3 = polar(1.024e - 3 * mag(V_1), 94 + 3 * phase(V_1))$$
(3.2)

Această descriere a fost realizată în limbajul ADS, unde V_l reprezintă componenta fundamentală a tensiunii. Modele similare obținute din rezultatele măsurătorilor sunt descrise în [22]. Rezultatele acestor măsurători au doar două cifre, fiind citite pe ecranul analizorului de calitate a energiei electrice.

Modelele îmbunătățite în domeniul frecvenței, obținute prin achiziția datelor cu un analizor performant de rețea, care dă rezultate cu patru cifre semnificative, ale unor receptoare electrocasnice sunt prezentate în subcapitolul 3.2.

3.2. MODELE ÎMBUNĂTĂȚITE ÎN DOMENIUL FRECVENȚEI PENTRU APARATELE ELECTROCASNICE

Următoarele modele au fost stabilite prin măsurarea armonicelor de curent (valorile efective și fazele) cu un analizor de calitate a energiei electrice. Acest măsurători au fost efectuate în intervalele [190 V, 250 V] sau [200 V, 240 V]. Diagramele au fost reprezentate prin interpolare liniară, conform relației (3.2).

A. Lămpile fluorescente compacte (CFL) și diodele electroluminiscente (LED) Tabelul 3.1. Armonicele de curent (valori efective și faze) pentru lampa fluorescentă compactă de 10W [28]

| Valoarea efectivă [A] | Faza [grade] | | | | |
|------------------------------------|-------------------------------------|--|--|--|--|
| $rms(I_1) = -5E - 18 V_1 + 6E - 2$ | $ph(I_1) = 0$ | | | | |
| $rms(I_3) = 3E-5 V_1 + 4E-2$ | $ph(I_3) = -2.8E-2 \Phi_1 + 184$ | | | | |
| $rms(I_5) = 4E-5 V_1 + 2.2E-2$ | $ph(I_5) = -0.11 \ \Phi_1 + 35$ | | | | |
| $rms(I_7) = 1E-6 V_1 + 2.4E-2$ | $ph(I_7) = -0.17 \Phi_1 - 102$ | | | | |
| $rms(I_9) = 7E-6 V_1 + 2.1E-2$ | $ph(I_9) = -0.14 \Phi_1 + 90$ | | | | |
| $rms(I_{11}) = 3E-5 V_1 + 1E-2$ | $ph(I_{11}) = -0.21 \ \Phi_1 - 55$ | | | | |
| $rms(I_{13}) = 2E-7 V_1 + 1.3E-2$ | $ph(I_{13}) = -0.38 \ \Phi_1 + 193$ | | | | |
| $rms(I_{15}) = -2E-5 V_1 + 1.6E-2$ | $ph(I_{15}) = -0.27 \ \Phi_1 + 20$ | | | | |
| $rms(I_{17}) = 6E-6V_1 + 9.3E-3$ | $ph(I_{17}) = -0.3 \Phi_1 + 228$ | | | | |

Datele din acest tabel trebuie considerate ținând seama că $\Phi_I = phase(VI)$ și că termenul k^* *phase(VI)* trebuie adăugat la fiecare valoare ph(I_k) din acest tabel. Această interpretare este comuna pentru Tabelele 3.2 -3.12.

Toate rezultatele măsurătorilor din cadrul subcapitolului 3.2. au fost obținute utilizându-se programul Power Analyzer Transfer 3.07 care utilizează patru cifre semnificative. Acestea conduc la caracteristici determinate cu o precizie mai bună decât cele din [22], obținute cu două cifre semnificative.



Fig. 3.1. Variația valorilor efective ale armonicelor de curent în funcție de componenta fundamentală a tensiunii pentru lampa fluorescentă compactă de 10W [28]



Fig. 3.2. Variația unghiurilor de fază ale armonicelor de curent în funcție de componenta fundamentală a tensiunii pentru lampa fluorescentă compactă de 10W [28]

Tabelul 3.2. Armonicele de curent (valori efective și faze) pentru dioda electroluminiscentă de 5W [28]

| J VV [20] | | | | | |
|-----------------------------------|-------------------------------------|--|--|--|--|
| Valoarea efectivă [A] | Faza [grade] | | | | |
| $rms(I_1) = 0.2$ | $ph(I_1) = 0$ | | | | |
| $rms(I_3) = 2E-5 V_1 + 1.3E-2$ | $ph(I_3) = -0.06 \ \Phi_1 + 186$ | | | | |
| $rms(I_5) = 4E-5 V_1 + 4.6E-3$ | $ph(I_5) = -0.17 \ \Phi_1 + 33$ | | | | |
| $rms(I_7) = 3E-5 V_1 + 2.7 E-3$ | $ph(I_7) = -0.39 \ \Phi_1 - 83$ | | | | |
| $rms(I_9) = 1E-5 V_1 + 5.3E-3$ | $ph(I_9) = -0.49 \ \Phi_1 + 136$ | | | | |
| $rms(I_{11}) = 2E-5 V_1 + 3.2E-3$ | $ph(I_{11}) = -0.48 \ \Phi_1 - 33$ | | | | |
| $rms(I_{13}) = 3E-5 V_1 - 8.2E-4$ | $ph(I_{13}) = -0.64 \ \Phi_1 + 197$ | | | | |
| $rms(I_{15}) = 2E-5 V_1 - 2.8E-4$ | $ph(I_{15}) = -0.95 \ \Phi_1 + 106$ | | | | |
| $rms(I_{17}) = 2E-5 V_1 - 1.1E-3$ | $ph(I_{17}) = -0.98 \ \Phi_1 + 315$ | | | | |

Tabelul 3.3. Armonicele de curent (valori efective și faze) pentru dioda electroluminiscentă de17W [28]

| Valoarea efectivă [A] | Faza [grade] |
|--------------------------------------|-------------------------------------|
| $rms(I_1) = -3.9E - 4V_1 + 1.6E - 1$ | $ph(I_1) = 0$ |
| $rms(I_3) = -2.3E - 4V_1 + 1.2E - 1$ | $ph(I_3) = -3.9E - 2 \Phi_1 + 185$ |
| $rms(I_5) = -5E-5 V_1 + 6 E-2$ | $ph(I_5) = -0.17 \Phi_1 + 38$ |
| $rms(I_7) = -2E-5 V_1 + 4E-2$ | $ph(I_7) = -0.44 \ \Phi_1 - 67$ |
| $rms(I_9) = -8E-5 V_1 + 4.6E-2$ | $ph(I_9) = -0.54 \ \Phi_1 + 157$ |
| $rms(I_{11}) = -3E-5 V_1 + 3.2E-2$ | $ph(I_{11}) = -0.55 \ \Phi_1 - 5$ |
| $rms(I_{13}) = 4E-5 V_1 + 1.1E-2$ | $ph(I_{13}) = -0.77 \Phi_1 + 241$ |
| $rms(I_{15}) = 7E-6 V_1 + 1.4E-2$ | $ph(I_{15}) = -1.11 \ \Phi_1 + 157$ |
| $rms(I_{17}) = 2E-5V_1 + 65E-3$ | $ph(I_{17}) = -1.12 \Phi_1 + .362$ |



Fig. 3.3. Variația valorilor efective ale armonicelor de curent în funcție de componenta fundamentală a tensiunii pentru dioda electroluminiscentă de 17W [28]



Fig. 3.4. Variația ale unghiurilor de fază ale armonicelor de curent în funcție de componenta fundamentală a tensiunii pentru dioda electroluminiscentă de 17W [28]

În mod asemănător a-au realizat modelele și pentru următorii consumatori neliniari: aerul condiționat (încălzire), aerul condiționat (răcire), un aspirator (putere maximă, în sarcină), un aspirator (putere medie, în sarcină), un aspirator (putere minimă, în sarcină), un aspirator (putere minimă, în gol), un aspirator (putere medie, în gol), un aspirator (putere minimă, în gol) și un frigider (ușa închisă).

4. MODELE ÎN DOMENIUL FRECVENȚEI PENTRU RECEPTOARE NELINIARE CU DISPOZITIVE CU CONTROL AL UNGHIULUI DE CONDUCȚIE -MĂSURĂTORI 4.1. INTRODUCERE

Începând cu regula care afirmă că o componentă fundamentală a tensiunii oricărui consumator racordat la rețelele electrice de distribuție de joasă tensiune trebuie să se încadreze în intervalul [0,9 V_n , 1,1 V_n], unde V_n este valoarea nominală a componentei fundamentale a tensiunii, rezultă că orice armonică de curent poate fi descrisă de un model conține dependențe liniare ale parametrilor armonicelor de curent doar în funcție de parametrii componentei fundamentale a tensiunii la borne [19]:

$$I_{1} = polar(1.276e - 3 * mag(V_{1}), 31 + 1 * phase(V_{1}))$$

$$I_{3} = polar(1.024e - 3 * mag(V_{1}), 94 + 3 * phase(V_{1}))$$

$$I_{5} = polar(6.453e - 4 * mag(V_{1}), 164 + 5 * phase(V_{1}))$$

(4.1)

unde fiecare armonică de curent este descrisă de perechea amplitudine (*mag*) - fază (*phase*). Parametrii acestor modele au fost calculați prin simulări ale unor circuite echivalente de ordin redus ale lămpilor fluorescente compacte [19].

O metodă mai simplă de calcul al parametrilor de mai sus prin măsurarea modulului și fazei fiecărei armonice de curent a fost propusă în [22]. Prin utilizarea achiziției automate de date furnizate de către un analizor de calitate a energiei electrice, au fost obținute rezultate precise [28]. Astfel au fost stabilite modelele în domeniul frecvenței pentru un aspirator, un sistem de aer condiționat, un cuptor cu microunde, un frigider și diferite tipuri de lămpi fluorescente [28].

Această lucrare abordează modele în domeniul frecvenței pentru consumatori neliniari care conțin dispozitive cu control al unghiului de conducție. Starea de conducție a dispozitivelor precum tiristoarele, IGBT-urile (tranzistoare bipolare cu poartă izolată), DIAC-urile (diode de curent alternativ), este controlată de către un semnal de comandă [31]. Anumite măsurători ale redresoarelor monofazate și trifazate cu tiristoare, care vor conduce la modelele acestor consumatori în domeniul frecvenței, sunt raportate în acest capitol.

În subcapitolul 4.2 se prezintă un algoritm genetic care realizează calculul spectrului armonic pornind de la o funcție periodică definită printr-un set de eșantioane. Acest algoritm dă rezultate superioare procedurilor implementate în analizoarele de calitate a energiei electrice. Rezultatele măsurătorilor pentru un redresor monofazat cu un tiristor sunt descrise în subcapitolul 4.3, în timp ce datele obținute pentru un redresor trifazat cu tiristoare sunt raportate în subcapitolul 4.4.

4.2. UN ALGORITM DE IDENTIFICARE A PARAMETRILOR ARMONICELOR

Am îmbunătățit procedura implementată în analizorul FLUKE 435 pentru calculul modulelor și fazelor armonicelor folosind algoritmul din [32].

Aproximarea formelor undelor curentului trifazic la intrarea într-un redresor trifazat folosind ambele metode arată faptul că algoritmul genetic conduce către o mai bună reconstrucție a formelor de undă decât procedura analizorului de calitate a energiei electrice FLUKE 435 (Fig. 4.1).



Fig. 4.1. Erorile absolute pentru toate eșantioanele unei forme de undă a curentului la intrarea într-un redresor trifazat [33]

4.3. REZULTATELE MĂSURĂTORILOR PENTRU UN REDRESOR MONOFAZAT CU UN TIRISTOR

Schema electrică a acestui redresor este redată în Fig. 4.2 a.



Fig. 4.2. Redresorul monofazat a) Schema electrică, b) Standul de măsurare [33]

Montajul aparatelor pentru efectuarea măsurătorilor este prezentat în Fig. 4.2 b. În Fig. 4.3 – 4.14 sunt redate dependențele de tensiunea fundamentală ale modulelor și fazelor armonicelor de curent pentru diverse valori ale unghiului de conducție α .



Fig. 4.3. Dependențele de componenta fundamentală a tensiunii [V] ale modulelor armonicelor de curent $I_1 - I_{19}$ [A] pentru $\alpha = 21^{\circ}$ [33]



Fig. 4.4. Dependențele de componenta fundamentală a tensiunii [V] ale fazelor armonicelor de curent I₁ –I₁₉ [grade] pentru α =21° [33]



Fig. 4.5. Dependențele de componenta fundamentală a tensiunii [V] ale modulelor armonicelor de curent $I_1 - I_{19}$ [A] pentru α =50° [33]

Modelarea și simularea în domeniul frecvenței a rețelelor electrice de joasă tensiune cu consumatori neliniari



Fig. 4.6. Dependențele de componenta fundamentală a tensiunii [V] ale fazelor armonicelor de curent $I_1 - I_{19}$ [grade] pentru $\alpha = 50^{\circ}$ [33]



Fig. 4.7. Dependențele de componenta fundamentală a tensiunii [V] ale modulelor armonicelor de curent $I_1 - I_{19}$ [A] pentru $\alpha = 70^{\circ}$ [33]



Fig. 4.8. Dependențele de componenta fundamentală a tensiunii [V] ale fazelor armonicelor de curent $I_1 - I_{19}$ [grade] pentru $\alpha = 70^{\circ}$ [33]



Fig. 4.9. Dependențele componenta fundamentală a tensiunii [V] ale modulelor armonicelor de curent $I_1 - I_{19}$ [A] pentru $\alpha = 90^{\circ}$ [33]

Modelarea și simularea în domeniul frecvenței a rețelelor electrice de joasă tensiune cu consumatori neliniari



Fig. 4.10. Dependențele de componenta fundamentală a tensiunii [V] ale fazelor armonicelor de curent $I_1 - I_{19}$ [grade] pentru $\alpha = 90^{\circ}$ [33]



Fig. 4.11. Dependențele de componenta fundamentală a tensiunii [V] ale modulelor armonicelor de curent I₁ $-I_{19}$ [A] pentru α =126° [33]



Fig. 4.12. Dependențele de componenta fundamentală a tensiunii [V] ale fazelor armonicelor de curent $I_1 - I_{19}$ [grade] pentru $\alpha = 126^{\circ}$ [33]



Fig. 4.13. Dependențele de componenta fundamentală a tensiunii [V] ale modulelor armonicelor de curent I₁ $-I_{19}$ [A] pentru α =150° [33]

Modelarea și simularea în domeniul frecvenței a rețelelor electrice de joasă tensiune cu consumatori neliniari



Fig. 4.14. Dependențele de componenta fundamentală a tensiunii [V] ale fazelor armonicelor de curent $I_1 - I_{19}$ [grade] pentru $\alpha = 150^{\circ}$ [33]

În mod asemănător s-a procedat și pentru redresorul trifazat.

5. MODELE ÎN DOMENIUL FRECVENȚEI ALE UNOR RECEPTOARE NELINIARE CUPRINZÂND DISPOZITIVE DE CONTROL AL UNGHIULUI DE CONDUCȚIE -ELABORAREA MODELELOR

5.1. INTRODUCERE

În capitolul anterior au fost prezentate măsurătorile efectuate asupra unui redresor monofazat cu un tiristor și asupra unui redresor trifazat cu trei tiristoare [33]. Scopul de a construi modele în domeniul frecvenței pentru acest tip de circuite, este realizat în acest capitol pentru un redresor monofazat cu un tiristor.

Rezultatele măsurate sunt descrise în [33] și constau în dependențele modulelor și fazelor armonicelor impare ale curentului (de la prima la a 19-a) față de amplitudinea și faza inițială a componentei fundamentale a tensiunii de fază V₁ și unghiul de conducție al tiristorului. În acest capitol se iau în calcul doar primele șase armonice impare ale curentului, luându-se în considerare dependențele modulelor și fazelor măsurate ca funcții de V₁ și unghiul de conducție α pentru valorile indicate în tabelele de mai jos.

| rabelul 5.1. valori pentru vi [54] | | | | | | |
|------------------------------------|--------------------|--------------------|--------|--------------------|--------------------|--|
| U_1 | U_2 | U_{3} | U_4 | U_5 | U_6 | |
| [V] | [V] | [V] | [V] | [V] | [V] | |
| 207 | 215 | 222 | 230 | 240 | 253 | |
| Tabelul 5.2. Valori pentru α [34] | | | | | | |
| α ₁ [°] | α ₂ [°] | α ₃ [°] | α4 [°] | α ₅ [°] | α ₆ [°] | |
| 21 | 50 | 70 | 90 | 126 | 150 | |

Tabelul 5.1. Valori pentru V₁ [34]

Un model util trebuie să calculeze dependențele modulelor și fazelor fiecărei armonice de curent în raport cu amplitudinea și faza componentei fundamentale a tensiunii pentru un nou unghi de conducție cunoscând dependențele măsurate pentru un set de unghiuri de conducție.

Modelul propus este un polinom de o variabilă (V_1 sau *phase*(V_1)) fiindcă acest tip de expresie poate fi ușor implementat în softul Advanced Design System (ADS) care utilizează cea mai eficientă variantă a metodei balanței armonice. Pentru a verifica valabilitatea acestei abordări, am ignorat valorile măsurate pentru α_3 =70⁰ și am încercat să le calculăm folosind două interpolări polinomiale. Prima interpolare polinomială este dată de către funcția poly45 din MATLAB; acest polinom este calculat utilizând patru valori pentru α și cinci valori pentru V₁ și este prezentat în subcapitolul 5.2. A doua interpolare polinomială, prezentată în subcapitolul următor, utilizează cinci valori pentru α și șase valori pentru V₁. Subcapitolul 5.3. conține rezultatele obținute prin aceste interpolări polinomiale, mai exact dependențele modulelor și fazelor primelor șase armonice impare ale curentului față de V₁ pentru α_3 =70⁰. Aceste dependențe sunt comparate cu cele calculate folosind un algoritm genetic, care pleacă de la eșantioanele măsurate ale curentului și realizează reconstruirea celei mai bune forme de undă a curentului [32]. Subcapitolul 5.4. cuprinde concluziile și arată care interpolare polinomială este cea mai potrivită scopului urmărit.

5.2. ALGORITMUL DE INTERPOLARE

Plecând de la eșantioanele de curent măsurate $i_j = i(t_j), j = \overline{1,S}$, modulele I_{2k-1} și fazele inițiale φ_{2k-1} ale fundamentalei curentului și armonicelor impare de curent până la ordinul $11(k = \overline{1,6})$ sunt calculate astfel încât suma acestor componentelor să fie cea mai bună aproximare a formei de undă a curentului măsurat:

$$i(t) = \sum_{k=1}^{6} \sqrt{2} I_{2k-1} \sin((2k-1)\varphi t + \varphi_{2k-1})$$
(5.1)

În acest scop, eroarea funcției este definită astfel:

$$ERR(I_1, \varphi_1, I_3, \varphi_3, \cdots, I_{11}, \varphi_{11}) = \sum_{i=1}^{S} [i_j - i(t_j)]^2$$
(5.2)

Introducând (5.1) în (5.2) rezultă că:

$$ERR(I_1, \varphi_1, I_3, \varphi_3, \cdots, I_{11}\varphi_{11}) = \sum_{i=1}^{S} \left[i_j - \sum_{k=1}^{6} \sqrt{2} I_{2k-1} \sin\left((2k-1)\varphi t_j + \varphi_{2k-1}\right) \right]^2$$
(5.3)

Această funcție de eroare are douăsprezece variabile, astfel încât un vector soluție x cu douăsprezece componente este definit pentru a se minimiza valoarea funcției de mai sus cu MATLAB. Corespondența dintre vectorul soluție și componentele sale, este:

$$A_{2k-1} \to x_{2k-1}, \varphi_{2k-1} \to x_{2k}, k = \overline{1,6}$$
Utilizând (5.4) în (5.3) se obține:
(5.4)

$$ERR(x_1, x_2, \cdots, x_{11}, x_{12}) = \sum_{j=1}^{S} \left[i_j - \sum_{k=1}^{6} \sqrt{2} x_{2k-1} \sin\left((2k-1)\varphi t_j + x_{2k}\right) \right]^2$$
(5.5)

Funcția de eroare din (5.5) este generată cu MAPLE și convertită în codul MATLAB. Această valoare a funcției de eroare este minimizata cu funcția ga din Caseta de Instrumente de Optimizare Globală MATLAB. Această procedură de minimizare utilizează algoritmi genetici care conduc la valorile modulelor și fazelor armonicelor impare de rang 1-11 ale curentului. În acest scop, sunt utilizate următoarele opțiuni pentru funcția ga: 'HybridFcn', @fminunc, 'Generations', 1200, 'TolFun', 1e-15.

În acest mod, algoritmul calculează valorile modulelor și fazei inițiale pentru șase componente armonice impare ale curentului pentru o mulțime de $M \ge N$ puncte definită de către valorile componentei fundamentale a tensiunii $U_m, m = \overline{1, M}$ și valorile unghiului de conducție $\alpha_n, n = \overline{1, N}$.

Pentru a calcula aceleași valori ale modulelor și fazei inițiale pentru șase componente armonice impare ale curentului într-un nou punct, s-a folosit interpolarea polinomială descrisă mai jos. Mai exact, pentru a calcula modulul I_k și faza inițială φ_k ale curentului armonic de rang k, au fost construite două polinoame de interpolare de gradul $(M - 1) \times (N - 1)$. Cele doua polinoame în variabilele Uand α , sunt:

$$P_{l_{k}}(U,\alpha) = \sum_{i=1}^{M} \left(U^{i-1} \sum_{j=1}^{N} A_{j+(i-1)\cdot N} \alpha^{j-1} \right) =$$

$$= A_{1} + A_{2}\alpha + \cdots A_{N}\alpha^{N-1} + A_{N+1}U + \cdots + A_{2N}U\alpha^{N-1} +$$

$$\cdots + A_{1+(M-1)\cdot N}U^{M-1} + \cdots + A_{M\cdot N}U^{M-1}\alpha^{N-1}$$

$$P_{\varphi_{k}}(U,\alpha) = \sum_{i=1}^{M} \left(U^{i-1} \sum_{j=1}^{N} B_{j+(i-1)\cdot N}\alpha^{j-1} \right) =$$

$$= B_{1} + B_{2}\alpha + \cdots B_{N}\alpha^{N-1} + B_{N+1}U + \cdots + B_{2N}U\alpha^{N-1} +$$

$$\cdots + B_{1+(M-1)\cdot N}U^{M-1} + \cdots + B_{M\cdot N}U^{M-1}\alpha^{N-1}$$
(5.6)
$$(5.6)$$

Cele două polinoame sunt construite astfel încât evaluarea valorilor modulului și fazei inițiale ale curentului armonic I_k să corespundă componentei fundamentale a tensiunii U_m și unghiului de conducție α_n :

$$P_{I_k}(U_m, \alpha_n) = \sum_{i=1}^M \left(U_m^{i-1} \sum_{j=1}^N A_{j+(i-1)\cdot N} \alpha_n^{j-1} \right) = I_k(U_m, \alpha_n)$$
(5.8)

$$P_{\varphi_k}(U_m, \alpha_n) = \sum_{i=1}^{M} \left(U_m^{i-1} \sum_{j=1}^{N} B_{j+(i-1) \cdot N} \alpha_n^{j-1} \right) = \varphi_k(U_m, \alpha_n).$$
(5.9)

Calculul coeficienților $A_{j+(i-1)\cdot N}$, respectiv $B_{j+(i-1)\cdot N}$, i = 1, M, j = 1, N a fost realizat prin rezolvarea următoarelor sisteme de ecuații:

$$A_{1} + A_{2}\alpha_{n} + \dots + A_{j+(i-1)\cdot N}U_{m}^{i-1}\alpha_{n}^{j-1} + \dots + A_{M\cdot N}U_{m}^{M-1}\alpha_{n}^{N-1} == I_{k}(U_{m},\alpha_{n}),$$

$$m = \overline{1, M}, n = \overline{1, N}, (i = \overline{1, M}, i = \overline{1, N})$$
(5.11)

$$B_{1} + B_{2}\alpha_{n} + \dots + B_{j+(i-1)\cdot N}U_{m}^{i-1}\alpha_{n}^{j-1} + \dots + B_{M\cdot N}U_{m}^{M-1}\alpha_{n}^{N-1} == \varphi_{k}(U_{m}, \alpha_{n}),$$

$$m = \overline{1, M}, n = \overline{1, N}, (i = \overline{1, M}, j = \overline{1, N})$$
(5.12)

Cunoscând valorile coeficienților $A_{j+(i-1)\cdot N}$ și $B_{j+(i-1)\cdot N}$ pentru $i = \overline{1, M}$ și $j = \overline{1, N}$, algoritmul calculează valorile modulului și fazei inițiale ale armonicei de curent de ordin k în punctul corespunzător valorii efective a tensiunii fundamentale $U', U_1 \leq U' \leq U_M$ și unghiului de conducție $\alpha', \alpha_1 \leq \alpha' \leq \alpha_N$, după cum urmează:

$$I_{k}(U', \alpha') = P_{I_{k}}(U', \alpha') = \sum_{\substack{i=1 \ M}}^{M} \sum_{\substack{j=1 \ M}}^{N} A_{j+(i-1)\cdot N} \alpha'^{j-1} U'^{i-1}$$
(5.13)

$$\varphi_k(U', \alpha') = P_{\varphi_k}(U', \alpha') = \sum_{i=1}^{M} \sum_{j=1}^{N} B_{j+(i-1)\cdot N} \alpha'^{j-1} U'^{i-1}$$
(5.14)

În vederea comparării rezultatelor, mărimile din (5.13) și (5.14) au fost calculate cu funcția fit din Caseta de Instrumente de Ajustare a Curbei MATLAB. Parametrul fitType este "poly45" și în acest caz polinomul are ordinul 4x5, variabilele sale fiind α_n și U_m. În mod evident, modelele în domeniul frecvenței sunt curbele $I_k(U_m, \alpha_n)_{\alpha n=ct}$ și $\varphi_k(U_m, \alpha_n)_{\alpha n=ct}$ obținute din (5.8) și (5.9) sau din (5.13) și (5.14). Acestea sunt polinoamele în U_m și pot fi considerate o generalizare a modelelor liniare din (5.1). Acest tip de modele poate fi ușor implementat în ADS.

5.3. REZULTATE OBȚINUTE

În cele ce urmează, sunt ilustrate performanțele modelelor obținute cu ajutorul funcției poly45 (MATLAB) și interpolării polinomiale descrise în cadrul subcapitolului 5.2. Mai întâi, valoarea efectiva a componentei fundamentale a curentului depinzând de U și α este indicată prin puncte roșii în Fig. 5.1.

Această dependență este comparată cu cea dată de algoritmul genetic din [32] începând cu eșantioanele de timp măsurate (punctele verzi). Fără datele măsurate pentru $\alpha = 70^{\circ}$ punctele obținute din măsurători corespund unui număr de șase valori pentru U și cinci valori pentru α , astfel încât funcția poly45 să aleagă cele mai potrivite douăzeci de puncte pentru construirea polinoamelor de interpolare (punctele albastre).

O măsură a erorii acestei metode de interpolare este dată de distanțele dintre punctele verzi și roșii din fiecare pereche.



Fig. 5.1. Dependența de U și α a valorii efective a componentei fundamentale a curentului (poly45) • măsurat • poly45 [34]

O altă măsură similară a erorii acestei metode este redată în Fig. 5.2 pentru faza inițială a componentei fundamentale a curentului electric, calculată cu poly45 (MATLAB).

Modelarea și simularea în domeniul frecvenței a rețelelor electrice de joasă tensiune cu consumatori neliniari



Fig. 5.2. Dependența de U și α a fazei inițiale a componentei fundamentale a curentului (poly45) • măsurat • poly45 [34]



Fig. 5.3. Dependența de U și α a valorii efective a componentei fundamentale a curentului, (interpolarea propusă) • măsurat • propus [34]



Fig. 5.4. Dependența de U și α a fazei inițiale a componentei fundamentale a curentului (interpolarea propusă) • măsurat • propus [34]

Erorile metodei de interpolare propuse pot fi estimate prin analizarea Fig. 5.1 - 5.4. O simplă examinare a distanțelor dintre punctele verzi și roșii ale fiecărei perechi arată faptul că interpolarea propusă oferă rezultate mai bune decât cele obținute cu ajutorul funcției poly45 (MATLAB).

În cele ce urmează, dependențele valorilor modulelor și fazelor inițiale obținute prin ambii algoritmi de interpolare pentru $\alpha = 70^{\circ}$, pentru toate armonicele impare ale curentului în funcție de *U*, sunt comparate cu aceleași dependențe furnizate de algoritmul genetic din [32], care are la bază eșantioanele de timp măsurate și sunt considerate afectate de niște erori minime ale datelor.



Fig. 5.5. Dependențele valorilor efective ale armonicelor de curent în funcție de U pentru $\alpha = 70^{\circ}$ obținute cu ajutorul algoritmului genetic [34]

Modelarea și simularea în domeniul frecvenței a rețelelor electrice de joasă tensiune cu consumatori neliniari



Fig. 5.6. Dependențele valorilor efective ale armonicelor de curent în funcție de U pentru $\alpha = 70^{\circ}$ obținute cu ajutorul funcției poly45 (MATLAB) [34]



Fig. 5.7. Dependențele valorilor efective armonicelor de curent în funcție de U pentru $\alpha = 70^{\circ}$ obținute prin utilizarea interpolării propuse [34]



Fig. 5.8. Dependențele fazelor inițiale ale armonicelor de curent în funcție de U pentru $\alpha = 70^{\circ}$ obținute cu ajutorul algoritmului genetic [34]



Fig. 5.9. Dependențele fazelor inițiale ale armonicelor de curent în funcție de U pentru $\alpha = 70^{\circ}$ obținute cu ajutorul funcției poly45 (MATLAB) [34]



Fig. 5.10. Dependențele fazelor inițiale ale armonicelor de curent în funcție de *U* pentru $\alpha = 70^{\circ}$ obținute prin utilizarea interpolării propuse [34]

O simplă analiză a figurilor 5.5-5.7 arată faptul că rezultatele obținute cu ajutorul funcției poly 45 (MATLAB) și algoritmilor de interpolare propuși sunt foarte apropiate de cele furnizate de algoritmul genetic din [32] care are la bază eșantioanele de timp măsurate. În figurile 5.8 – 5.10 este evident faptul că, spre deosebire de valorile modulelor, fazele inițiale obținute cu ajutorul funcției poly 45 (MATLAB) și interpolării propuse au erori semnificative față de cele furnizate de algoritmul genetic din [32].

O altă metodă de estimare a erorii pentru diferitele metode pe care le-am utilizat este reconstrucția formei de undă. Fig. 5.11 prezintă următoarele forme de undă ale curentului: măsurată (linia roșie), reconstruită utilizându-se algoritmul din [32] (linia albastră), reconstruită cu ajutorul funcției poly45 (linia roz), și reconstruită utilizându-se interpolarea polinomială propusă (linia verde).



Fig. 5.11. Formele de undă ale curentului măsurate și reconstruite pentru $\alpha = 70^{\circ}$ și U = 230V [34]

Este evident faptul că utilizarea algoritmului genetic din [32] conduce la cea mai apropiată formă de undă de cea măsurată.

Pentru a avea o măsură cu privire la acest tip de erori, Fig. 5.12 arată spectrul valorilor amplitudinilor pentru $\alpha = 70^{\circ}$ și U=230V obținute prin utilizarea atât a funcției poly45 (linia roz) cât și a interpolării polinomiale propuse (linia verde), în comparație cu spectrul care corespunde valorilor amplitudinilor calculate cu ajutorul algoritmului din [32] (linia albastră).



Fig. 5.12. Spectrul de amplitudini ale armonicelor de curent [34]

La o primă vedere, toate aceste rezultate sunt foarte apropiate unul de celălalt.

Spectrul de faze calculat pentru $\alpha = 70^{\circ}$ și U=230V utilizându-se aceiași algoritmi este prezentat în Fig. 5.13. În acest caz, pot fi observate anumite erori importante.



Fig. 5.13. Spectrul de faze inițiale ale armonicelor de curent [34]

7. CONCLUZII ȘI CONTRIBUȚII ORIGINALE 7.1. CONCLUZII GENERALE

Lucrarea începe cu o introducere care are trei părți:

- *Regimul nesinusoidal în rețelele energetice* în care se trec în revistă caracteristicile principale ale funcționării în regim nesinusoidal în rețelele energetice moderne.

- *Metodele de analiză a rețelelor energetice cu consumatori neliniari* în care se descriu metodele cunoscute de analiză a circuitelor neliniare utilizând atât modele clasice (descrise de legături între funcții de timp) cât și modele în domeniul frecvenței (constând în dependențe ale componentelor armonice ale curenților și tensiunilor în raport cu diverși parametri ai circuitului simulat).

- Modelele în domeniul frecvenței și analiza cu balanța armonică a rețelelor cu dispozitive electrocasnice neliniare în care se prezintă rezultatele obținute recent privind modelele în domeniul frecvenței ale redresoarelor cu diode și eficiența analizei cu balanța armonică utilizând aceste modele. Se constată că metoda balanței armonice implementată în programul ADS utilizând modelele în domeniul frecvenței este mult mai eficientă decât metoda balanței armonice din ADS care folosește modelele în domeniul timpului.

Capitolul 2 *Modele matematice în domeniul frecvenței pentru dispozitive electrocasnice neliniare* prezintă modelele în domeniul frecvenței pentru câteva dispozitive electrocasnice neliniare (lămpi fluorescente compacte, un aparat de aer condiționat, un aspirator de praf și un cuptor cu microunde). Aceste modele se bazează pe niște măsurători efectuate cu un analizor de rețea pe display-ul căruia se afișează cu cel mult trei cifre semnificative valorile efective și fazele componentelor armonice ale curenților măsurați. Modelele în domeniul frecvenței care au rezultat din aceste măsurători se referă la parametrii armonicelor de curent 1, 3, 5, 7 și 9. Aceste modele au fost implementate în programul ADS și au fost folosite la analiza unei rețele de trei apartamente conținând aceste tipuri de dispozitive în trei variante: funcționarea în regim simetric, în regim slab dezechilibrat și în regim puternic dezechilibrat. Modelele elaborate sunt caracterizate de amplitudinile și fazele armonicelor de curent care depind liniar de amplitudinea fundamentalei de tensiune. Aceste modele sunt valabile pentru intervalul [0,9 V_n, 1,1 V_n] unde V_n reprezintă valoarea nominală a amplitudinii fundamentalei tensiuni.

Capitolul 3 prezintă modele îmbunătățite în domeniul frecvenței pentru mai multe aparate electrocasnice care funcționează în diverse regimuri. Aceste modele folosesc dependențe liniare ale valorilor efective și fazelor armonicelor de curent în raport cu parametrii componentei fundamentale a tensiunii de alimentare. S-au măsurat aceste dependențe în intervalele de tensiune [190 V, 250 V] și [200 V, 240 V]. Aceste modele au putut fi elaborate într-un timp mai scurt decât cele prezentate în capitolul 2 deoarece pentru măsurători s-a folosit analizorul de rețea care furnizează datele măsurate într-un format compatibil cu Excel. Rezultatele acestor măsurători au fost livrate cu patru cifre semnificative, precizie mai mare decât a celor cu care s-a operat în capitolul 2 al tezei. Toate modelele elaborate pentru intervalele de variație ale componentei fundamentale a tensiunii menționate mai înainte au putut fi reprezentate prin relații liniare, foarte ușor de implementat în programul ADS.

În capitolul 4, *Modele în domeniul frecvenței pentru receptoare neliniare cu dispozitive cu control al unghiului de conducție - măsurători* s-a abordat problema nouă de elaborare a modelelor unor receptoare neliniare cu tiristoare. Dacă modelele din capitolele precedente conțineau numai dependențe ale valorilor efective și fazelor armonicelor de curent în raport cu componenta fundamentală a tensiunii de alimentare, aceste modele noi conțin și dependențele acestor parametri în raport cu unghiul de conducție. În subcapitolul 4.3 se prezinta rezultatele măsurătorilor privind dependențele de componenta fundamentală a tensiunii ale unghiului de conducție al celor două tiristoare. În subcapitolul 4.4 se prezintă rezultatele măsurătorilor privind dependențele de componenta fundamentală a tensiunii ale conducție al celor două tiristoare. În subcapitolul 4.4 se prezintă rezultatele măsurătorilor privind dependențele de componenta fundamentală a tensiunii la borne ale valoril e unghiului de conducție al celor două tiristoare. În subcapitolul 4.4 se prezintă rezultatele măsurătorilor privind dependențele de componenta fundamentală a tensiunii la borne ale valori ale unghiului de conducție al celor șase tiristoare. Aceste măsurători sunt efectuate pentru mai multe valori ale componentei fundamentale a tensiunii în intervalul $[0,9 V_n, 1,1 V_n]$, unde V_n reprezintă valoarea sa nominală. Analizând aceste dependențe se constată că cel puțin pentru anumite valori ale unghiului de conducție modelele cu dependențe liniare utilizate în capitolul 3 nu pot reproduce comportarea redresoarelor cu tiristoare.

În capitolul 5, Modele în domeniul frecvenței ale unor receptoare neliniare cuprinzând dispozitive de control al unghiului de conductie - elaborarea modelelor se prezintă modelul în domeniul frecventei al unui redresor monofazat cu două tiristoare care constă în dependențele valorilor efective ale armonicelor de curent absorbit de la rețea și ale fazelor acestor armonice de valoarea efectivă a componentei fundamentale a tensiunii si de unghiul de conductie al tiristoarelor. Aceste modele pornesc de la rezultatele măsurătorilor prezentate în capitolul 4 care au fost efectuate pentru sase valori efective ale componentei fundamentale a tensiunii la bornele redresorului și pentru șase unghiuri de conducție. Pentru a demonstra validitatea procedurilor de determinare a parametrilor acestui model s-au ignorat valorile măsurate pentru unghiul de conductie $\alpha_3 = 70^{\circ}$. Ulterior, parametrii modelului pentru $\alpha_3 = 70^{\circ}$ au fost obtinuți prin interpolarea rezultatelor calculate pentru $\alpha_1=21^\circ$, $\alpha_2=50^\circ$, $\alpha_4=90^\circ$, $\alpha_5=126^\circ$ și $\alpha_6=150^\circ$. Valorile obținute prin această interpolare se suprapun practic cu valorile obținute prin măsurători pentru α=70°. Astfel se demonstrează validitatea modului în care a fost construit acest model. S-au folosit trei proceduri pentru calculul modulelor si fazelor armonicelor de curent. Prima procedură foloseste un algoritm genetic [32], a doua procedură folosește funcția poly45 din MATLAB și a treia procedură folosește un algoritm similar cu poly45 care conduce la un polinom de două variabile ai cărui coeficienți se determină pornind de la măsurători realizate pentru cinci valori ale unghiului de conducție și șase ale componentei fundamentale a tensiunii de alimentare. Rezultatele obtinute cu acesti algoritmi arată că forma de undă măsurată de analizor este cea mai apropiată de forma de undă obținută considerând numai primele cinci armonice impare calculate de analizor. Formele de unda ale curentului absorbit de redresor obținute cu ajutorul funcției poly45 sau cu algoritmul propus (descris mai sus) sunt similare.

Eroarea maximă relativă a valorilor efective calculate pentru curentul electric *I* cu diverși algoritmi utilizați în această teză este de 1,5%, fapt ce denotă că aceste rezultate pot fi considerate ca fiind similare din punctul de vedere al exploatării instalațiilor electrice.

În capitolul 6, *Reconfigurarea automată a rețelelor electrice de distribuție de medie tensiune în regim de avarie* s-a făcut un studiu de caz pentru o rețea electrică de medie tensiune buclată cu funcționare radială în care s-a implementat un sistem de reconfigurare automată a rețelei de distribuție și se produce un scurtcircuit permanent sau o punere monofazată la pământ. Cu aceste automatizări, se obține o reducere semnificativă a timpului necesar reconfigurării rețelei în cazul apariției unui defect, de la câteva ore sau chiar zeci de ore în condiții climatice extreme până la aproximativ 20 de secunde.

7.2 CONTRIBUȚII ORIGINALE

Contribuțiile originale ale acestei teze sunt legate în special de modelele în domeniul frecvenței ale unor receptoare neliniare din sistemul energetic. Plecând de la o lucrare publicată în anul 2017 [19] au fost elaborate astfel de modele pentru mai mulți consumatori neliniari. Metoda de lucru a fost îmbunătățită pe parcurs începând de la simulări repetate în diverse condiții de funcționare [19], trecând prin măsurători cu analizorul monofazat și apoi la măsurători cu analizorul trifazat de rețea. Aceste modele au fost implementate în programul ADS și utilizate pentru analiză cu metoda balanței armonice. În acest fel s-a obținut un timp de calcul cu cel puțin un ordin de mărime mai mic față de utilizarea modelelor obișnuite (descrise în domeniul timpului) cu aceeași metodă a balanței armonice din ADS.

Modelele în domeniul frecvenței au fost construite pentru consumatori neliniari ca: lămpi fluorescente compacte, aspiratoare, cuptoare cu microunde și frigidere care au ca element comun redresoare necomandate care se alimentează de la rețeaua de energie electrică. Având în vedere că într-o rețea energetică tensiunea poate varia între 0,9 V_n și 1,1 V_n (V_n - valoarea efectivă a componentei fundamentale a tensiunii) s-a constatat că în acest domeniu de variație a lui V_n consumatorii respectivi prezintă o dependență liniară a valorilor efective și fazelor armonicelor de curent în raport cu valoarea efectivă a componentei fundamentale a tensiunii.

Au fost elaborate și modele în domeniul frecvenței pentru redresoarele cu tiristoare. în acest caz valorile efective și fazele armonicelor de curent depind atât de valoarea efectivă a componentei fundamentale a tensiunii cât și de unghiul de conducție al tiristoarelor. S-a constatat că, în anumite cazuri, aceste dependențe nu sunt liniare. Modelele în domeniul frecvenței ale acestor redresoare sunt polinoame de ordin superior în valoarea efectivă V₁ a componentei fundamentale a tensiunii la bornele receptorului și valoarea unghiului de conducție α . Coeficienții acestor polinoame au fost determinați prin două metode: utilizarea funcției poly45 din MATLAB și a unei proceduri originale similare cu poly45 bazată pe un

număr mai mare de valori ale V_1 și α . Din cauza numărului mai mare de puncte pe care se bazează construcția polinomului de două variabile care reprezintă modelul, această procedură originală este mai precisă decât utilizarea poly45.

Eficiența analizei cu balanța armonică din ADS care utilizează modelele în domeniul frecvenței a fost studiată și într-o lucrare recent apărută [49], în care s-a analizat un circuit trifazat dezechilibrat cu 150 condensatoare, 150 diode, 100 bobine și 200 rezistoare prin mai multe metode. Rezultatele obținute sunt date în Tabelul 7.1.

| Tabelul 7.1 Eficienta metodelor | de analiză care utilizea | ză modele TD | si FD | [49] |
|----------------------------------|--------------------------|--------------|--|------|
| 1 abelul 7.1. Enclença metudelul | ut ananza cai t utilizta | | și i de la competitacia și a competitacia și de la competitacia și a competitacia și competitacia și c | 7/ |

| Analiza | Durata |
|------------------------------|---------|
| HB ADS (Modele FD) | 1.36s |
| HB ADS (Modele TD) | 550.34s |
| Tran ADS (Modele TD) | 10.76s |
| PSS HB Cadence (Modele TD) | 215s |
| PSS tran Cadence (Modele TD) | 5.39s |
| Tran Cadence (Modele TD) | 6.88s |

Metoda PSS-HB din Cadence se referă la o analiză cu metoda balanței armonice utilizând modele formulate în domeniul timpului, iar metoda PSS tran din Cadence este metoda shooting cu Newton Raphson. Se observă că timpul de simulare prin această metodă este destul de mic, dar mai mare decât cel necesar pentru metoda HB din ADS care utilizează modelele formulate în domeniul frecvenței.

Acest exemplu demonstrează avantajul clar al modelelor dezvoltate în această teză.

Considerăm o rețea de joasă tensiune alimentată cu energie atât din sistemul energetic cât și de anumite surse regenerabile de energie (generatoare fotovoltaice și eoliene) aparținând unor entități private care produc în principal pentru consumul propriu. În acest caz, consumatorii din această rețea pot fi penalizați dacă sunt depășite cotele de poluare cu armonice de curent din tabelul 7.2. [51]

Tabelul 7.2. Nivelurile limită de compatibilitate pentru armonicele de curent (în % din fundamentală), care se vor utiliza pentru consumator [51]

| Ico/Ic | Ordinul armonicelor (%) | | | | Coeficientul de | |
|----------|-------------------------|-------|-------|-------|-----------------|-----------------|
| 180/18 | <11 | 11-16 | 17-22 | 23-34 | ≥35 | distorsiune (%) |
| <20 | 4 | 2 | 1,5 | 0,6 | 0,3 | 5 |
| 20-50 | 7 | 3,5 | 2,5 | 1 | 0,5 | 8 |
| 50-100 | 10 | 4,5 | 4 | 1,5 | 0,7 | 12 |
| 100-1000 | 12 | 5,5 | 5 | 2 | 1 | 15 |
| >1000 | 15 | 7 | 6 | 2,5 | 1,4 | 20 |

Isc este curentul de scurtcircuit în punctul de delimitare între consumator și SEN;

Is – curentul nominal la frecventa fundamentală, corespunzător sarcinii conectate.

O rețea de acest tip poate avea multe regimuri de funcționare în funcție de: existența unor radiații solare suficiente pentru ca sursele fotovoltaice să producă o anumită putere minimă, existența unei viteze suficient de mari a vântului astfel încât sursele eoliene să producă o anumită putere minimă, disponibilitatea entităților private care dețin surse de energie neconvențională de a pune în funcțiune aceste surse, regimurile de funcționare ale consumatorilor din această rețea. Deoarece parametrii din Tabelul 7.2 trebuie satisfăcuți în orice regim de funcționare, determinarea soluției optime de compensare a poluării cu armonice [52] de curent a rețelei de joasă tensiune trebuie să se facă luând în considerare toate aceste regimuri de funcționare. Soluția finală se estimează a fi un set de compensatoare active a poluării cu armonice [52] care să fie plasate astfel încât costul lor să fie minim asigurând satisfacerea condițiilor din Tabelul 7.2 în orice regim de funcționare a rețelei.

7.3 PERSPECTIVE DE DEZVOLTARE ULTERIOARĂ

Dacă modelele dezvoltate în această teză sunt caracterizate de valori efective și faze ale armonicelor de curent care depind de un parametru (V_1) sau de doi parametri (V_1, α) , există aplicații în care valorile efective și fazele armonicelor de curent ar putea depinde de trei sau mai mulți parametri. Al treilea și al patrulea parametru ar putea fi cuplul rezistent într-o instalație de acționare și viteza cu care se rotește un motor care este acționat de consumatorul neliniar din sistemul energetic.

Modelele formulate în domeniul frecvenței pot fi extinse pentru rețelele electrice de medie tensiune și de înaltă tensiune.

Acest tip de modele ar putea fi utilizat și pentru simularea circuitelor de radiofrecvență prin metoda balanței armonice [17, 18].

LUCRĂRI PUBLICATE

Lucrări publicate în reviste și/sau în volumele unor manifestări științifice indexate în baze de date Web/Science (WoS) Core Collection Thomson Reuters și/sau în bazele de date internaționale (BDI):

• Ștefănescu, V., Antohi, T., Poienar, M. - Automatic Reconfiguration of Medium Voltage Power Distribution Networks in Emergency Mode, International Conference and Exposition on Electrical and Power Engineering, 2018 – WOS: 000458752200107

• Gheorghe, A.G., Constantinescu, F., Marin, M.E., Ștefănescu, V., Vătășelu, G. - Frequency Domain Models for Nonlinear Home Appliance Devices, International Symposium on Fundamentals of Electrical Engineering, 2018 – WOS: 000480396400062

Constantinescu, F., Gheorghe, A.G., Marin, M.E., Vătăşelu, G., Ştefănescu, V., Bodescu, D.
 New Models for Frequency Domain Simulation of Home Appliances Networks, International Symposium on Advanced Topics in Electrical Engineering, 2019 – WOS: 000475904500140

• Milici, M.R., Milici, L.D., Atănăsoae, P., Ștefănescu, V. - Studies on Energy Consumption Using Methods of Exponential Smoothing, International Symposium on Advanced Topics in Electrical Engineering, 2019 – WOS: 000475904500103

Constantinescu, F., Rata, M., Enache, F.R., Vătăşelu, G., Ştefănescu, V., Milici, D., Aramă,
 I. - Frequency Domain Models for Nonlinear Loads with Firing Angle Control Devices Part I
 Measured Data, International Conference on Engineering of Modern Electric Systems, 2019 –
 WOS: 000503434500061

• F. R. Enache, F. Constantinescu, M. Rață, G. Vătășelu, V. Ștefănescu, D. Milici, I. Aramă, Frequency Domain Models for Nonlinear Loads with Firing Angle control Devices Part II – Modeling, 2019 6th International Symposium on Electrical and Electronics Engineering (ISEEE), Galati, Romania, 18-20 October 2019 – WOS: 000614815800016

• Aramă, I., Găiceanu, M., Ștefănescu, V. - Management of the Electric Energy Distribution Network, International Conference on Engineering of Modern Electric Systems, 2019 – WOS: 000503434500062

• N. Badea, V. Ștefănescu, Evaluation of Harmonic Effects on the Power System Distribution, The Annals of "Dunarea de Jos" University of Galati, Fascicle III, 2020, Vol. 43, No. 1, ISSN 2344-4738, ISSN-L 1221-454X Electrotechnics, Electronics, Automatic Control, Informatics, Article DOI: <u>https://doi.org/10.35219/eeaci.2020.1.02</u>

BIBLIOGRAFIE

[1] J. Arrillaga, B. C. Smith, N. R.Watson, and A. R.Wood, *Power System Harmonic Analysis*. New York: Wiley, 1997.

[2] E. Acha and M. Madrigal, *Power System Harmonics: Computer Modelling and Analysis*. Hoboken, NJ: Wiley, 2001.

[3] IEEE Task Force on Harmonic Modeling and Simulation, "Modeling and simulation of the propagation of harmonics in electric power systems Part I: Concepts, models, and simulation techniques," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 11, no. 1, pp. 452–464, Jan. 1996.

[4] IEEE Task Force on Harmonic Modeling and Simulation, "Modeling and simulation of the propagation of harmonics in electric power systems Part II: Sample systems and examples," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 11, no. 1, pp. 466–474, Jan. 1996.

[5] A. Medina, "Harmonic simulation techniques (Methods & Algorithms)," presented at the IEEE Power Eng. Soc. Gen. Meeting, Denver, CO, USA, Jun. 6–10, 2004.

[6] IEEE Task Force on Harmonics Modeling and Simulation, ch. 5, "Harmonic analysis in frequency and time domains," IEEE PES 07TP184, 2007.

[7] IEEE Task Force on Interfacing Techniques for Simulation Tools, "Interfacing techniques for timedomain and frequency-domain simulation methods," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 25, no. 3, pp. 1796– 1807, Jul. 2010.

[8] A. A. Mahmoud and R. D. Schultz, "Amethod for analyzing harmonic distribution in a.c. power systems," *IEEE Trans. Power App. Syst.*, vol. PAS-101, no. 6, pp. 1815–1824, Jun. 1982.

[9] T. J. Demsem, P. S. Bodger, and J. Arrillaga, "Three phase transmission system modelling for harmonic penetration studies," *IEEE Trans. Power App. Syst.*, vol. PAS-103, no. 2, pp. 310–317, Feb. 1984.

[10] Florin Constantinescu, Alexandru Gabriel Gheorghe, Miruna Niţescu, Viorel Constantin Marin, Anişoara Ionescu, "Simularea circuitelor (lucrări de laborator)", <u>http://ferrari.lce.pub.ro/studenti</u>. 2001-2020.

[11] F. Constantinescu, M. Nițescu, "Cursul de Electrotehnica, Partea I - Teoria Circuitelor Electrice", <u>http://ferrari.lce.pub.ro/studenti</u>, 2002-2020.

[12] V. R. Pandi, H. H. Zeineldin, W. Xiao, Determining Optimal Location and Size of Distributed Generation Resources Considering Harmonic and Protection Coordination Limits, IEEE Transactions on Power Systems, vol. 28, No. 2, May 2013, pp. 1245-1254.

[13] 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", IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 11, no. 1, January 1996.

[14] 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, IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 28, no. 3, July 2013, pp. 1813-1821.

[15] P. Heikkila, M. Valtonen, T. Veijola, Harmonic balance of nonlinear circuits with multitone excitation, Proceedings of the European Conference on Circuit Theory and Design, 1991.

[16] K. L. Lian, P. W. Lehn, Harmonic Analysis of Single-Phase Full Bridge Rectifiers Based on Fast Time Domain Method, IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE 2006), July 9-12, 2006, Montreal, Quebec, Canada

[17] F. Constantinescu, A.-G. Gheorghe, M. Nitescu, Large signal analysis of RF circuits – an overview, Proceedings of ATEE (Advanced Topics in Electrical Engineering), Politehnica University, Bucharest, Romania, November 24-25, 2006.

[18] A. G. Gheorghe, F. Constantinescu, New Topics in Simulation and Modeling of RF Circuits, River Publishers, 2016.

[19] F. Constantinescu, A. G. Gheorghe, M. E. Marin, O. Taus, Harmonic balance analysis of home appliances power networks, 2017 14th International Conference on Engineering of Modern Electric Systems (EMES), June 1-2 2017, Oradea, Romania.

[20] A. Nassif, Modeling, Measurement and Mitigation of Power System Harmonics, PhD thesis in Electrical and Computer Engineering, University of Alberta, Edmonton, Canada, 2009.

[21] 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.

[22] A. G. Gheorghe, F. Constantinescu, M. E. Marin, V. Ștefănescu, G. Vătășelu, Frequency Domain Models for Nonlinear Home Appliance Devices, 2018 International Symposium on Fundamentals of Electrical Engineering (ISFEE), Bucharest, Romania, November 1-2, 2018.

[23]https://www.keysight.com/main/software.jspx?ckey=2212036&lc=eng&cc=RO&nid=-11143.0.00&id=2212036

[24] K. S. Kundert, A. Sangiovanni Vincentelli, "Simulation of Nonlinear Circuits in the Frequency Domain", IEEE Transactions on Computer-Aided Design, Vol. CAD-5, NO. 4, October 1986, pp. 521-535.

[25] R. Uhl, M. Mirz, T. Vandeplas, L. Barford, A. Monti, "Non-linear behavioral X-Parameters model of single-phase rectifier in the frequency domain", IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, pp. 6292 – 6297.

[26] 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", Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC) 2017 IEEE International, pp. 1-6, 2017.

[27] S. A. Maas, Nonlinear microwave and RF circuits. Artech House, 2003.

[28] F. Constantinescu, A G. Gheorghe, M. E. Marin, G. Vătăşelu, V. Ștefănescu, D. Bodescu, New Models for Frequency Domain Simulation of Home Appliances Networks, 11th International Symposium on Advanced Topics in Electrical Engineering, March 28-30, 2019, Bucharest, Romania.

[29] F. Constantinescu, M. Nitescu, C. V. Marin, A Glimpse into some Aspects of Nonlinear Circuit Analysis, The National Symposium of Theoretical Electrical Engineering (SNET), May 12-14, 2005.

[30] A. Semlyen, J. Arrillaga, "Newton-type algorithms for the harmonic phasor analysis of non-linear power circuits in periodical steady state with special reference to magnetic non-linearities," IEEE Trans. Power Delivery, vo. 3, No. 3 (July 1988), pp. 1090-1098.

[31] http://www.euedia.tuiasi.ro/lab_ep/ep_files, Technical University "Gheorghe Asachi", Iaşi, Romania, Faculty of Electrical Engineering and Power Engineering, Power Electronics Laboratory (in Romanian).

[32] A. Enache, T. Petrescu, F.R. Enache, F.G. Popescu, Spectrum Computation for Periodic Analog Signals Using Genetic Algorithms, ICATE 2014 - International Conference on Applied and Theoretical Electricity, Craiova, Romania, 23-25 October, 2014.

[33] F. Constantinescu, M. Rață, F. R. Enache, G. Vătășelu, V. Ștefănescu, D. Milici, I. Aramă, Frequency Domain Models for Nonlinear Loads with Firing Angle control Devices Part I – Measurements, 2019 15th International Conference on Engineering of Modern Electric Systems (ICEMES), Oradea, Romania, 13-14 June 2019.

[34] F. R. Enache, F. Constantinescu, M. Rață, G. Vătășelu, V. Ștefănescu, D. Milici, I. Aramă, Frequency Domain Models for Nonlinear Loads with Firing Angle control Devices Part II – Modeling, 2019 6th International Symposium on Electrical and Electronics Engineering (ISEEE), Galati, Romania, 18-20 October 2019.

[35] E. Stedin, Voorkom afsluiting van elektriciteit en/of gas, at

https://www.stedin.net/aansluiting/energie-behouden/,

[36] ***, China Electric Power Wquipment and Technology Co. Ltd., at

http://www.cet.sgcc.com.cn/html/zdzb/col1310000067/.

[37] G. Cartina, G. Grigoras, and E.C. Bobric– "Clustering techniques for energy losses evaluation in distribution networks", Published in: 2009 IEEE PowerTech, 2009, p. 1-5.

[38] P. Atanasoae and R. Pentiuc "Indices for the power quality monitoring in the Romanian Power Transmission System". Published in: 16th International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP) 2014, p. 68-71.

[39] M. Cenuşă, M. Poienar and D. L. Milici. Study of a system for reducing electricity losses. In: International Conference on Development and Application Systems 14th Edition, May 24-26, 2018, Suceava, Romania.

[40] R. Berthier, W.H. Sanders and H. Khurana, Intrusion Detection for Advanced Metering Infrastructures, in First IEEE International Conference on Smart Grid Communications, 2010.

[41] D. Calitoiu, L. D. Milici, Modeling with Non-cooperative Agents: Destructive and Non-Destructive Search Algorithms for Randomly Located Objects, in Search Algorithms and Applications, edited by Nashat Mansour, INTECH, 2011.

[42] L. D. Milici, M. R. Milici, "Sisteme de monitorizare și transmisii de date – structuri și principii de funcționare", Editura Didactică și Pedagogică, București, 2014.

[43] L. D. Milici, M. R. Milici, W. Flore, To use a microcontroller in a small energy powerplant management, International Conference and Exposition on Electrical and Power Engineering - EPE 2014, vol: IEEE: CFP1447S-USB, pag: 1141-1147

[44] European Comission – Vision and Strategy for Europe's Electricity Networks of the Future, Platforma Tehnologică Europeană SmartGrids, 2006.

[45] European Comission – Strategic Deployment Document for Europe's Electricity Networks of the Future, Platforma Tehnologică Europeană SmartGrids, 2008.

[46] EPRI – The Integrated Energy and Communication Systems Architecture, Vol. IV, Technical Analysis, Electric Power Research Institute, 2004.

[47] M. Sănduleac, A. Pop and R. Struțu, "Contoare inteligente și Rețele Energetice Inteligente", Conferința Rețele Energetice Inteligente, Sibiu · 21 - 23 Septembrie 2010.

[48] V. Ștefănescu, T. Antohi and M. Poienar, Automatic Reconfiguration of Medium Voltage Power Distribution Networks in Emergency Mode, 2018 10th International Conference on Electrical and Power Engineering (EPE), October 18-19 2018, Iași, Romania.

[49] Alexandru Gabriel Gheorghe, Florin Constantinescu, Mihai Eugen Marin, Time Domain and Frequency Domain Models for Analysis of Nonlinear Power Networks of Home Appliances, International Symposium on Signals, Circuits and Systems, July 15-16 2021, Iasi, Romania.

[50] O. S. Taus - Modelarea și analiza în domeniul frecvenței a unor circuite cu componente pasive neliniare, Teză de doctorat, Universitatea POLITEHNICĂ București, 2020.

[51] PE 143/94 - Normativ privind limitarea regimului nesimetric și deformant în rețelele electrice, Regia Autonomă de Electricitate RENEL, București, 1994.

[52] Nicolae Badea, Alexandra Dusa și Nicu Roman, Power Quality Comparative Analysis between UPF and SAPF, Journal of Energy and Power Engineering, Volume 15, Number 4, April 2021 (Serial Number 157).