

INSTRUMENTAȚIE VIRTUALĂ PENTRU SISTEME DE MONITORIZARE A CALITĂȚII ENERGIEI ELECTRICE

Teză destinată obținerii
titlului științific de doctor inginer
la
Universitatea "Politehnica" din Timișoara
în domeniul INGINERIE ELECTRONICĂ ȘI
TELECOMUNICAȚII
de către

Ing. Gabriel Găspăresc

Conducător științific:	prof.univ.dr.ing. Alimpie Ignea
Referenți științifici:	prof.univ.dr.ing. Vasile Lăzărescu
	prof.univ.dr.ing. Călin Munteanu
	conf.univ.dr.ing. Traian Jurca

Ziua susținerii tezei: 09.11.2011

Seriile Teze de doctorat ale UPT sunt:

- | | |
|------------------------|---|
| 1. Automatică | 7. Inginerie Electronică și Telecomunicații |
| 2. Chimie | 8. Inginerie Industrială |
| 3. Energetică | 9. Inginerie Mecanică |
| 4. Ingineria Chimică | 10. Știința Calculatoarelor |
| 5. Inginerie Civilă | 11. Știința și Ingineria Materialelor |
| 6. Inginerie Electrică | |

Universitatea „Politehnica” din Timișoara a inițiat seriile de mai sus în scopul diseminării expertizei, cunoștințelor și rezultatelor cercetărilor întreprinse în cadrul școlii doctorale a universității. Seriile conțin, potrivit H.B.Ex.S Nr. 14 / 14.07.2006, tezele de doctorat susținute în universitate începând cu 1 octombrie 2006.

Copyright © Editura Politehnica – Timișoara, 2011

Această publicație este supusă prevederilor legii dreptului de autor. Multiplicarea acestei publicații, în mod integral sau în parte, traducerea, tipărirea, reutilizarea ilustrațiilor, expunerea, radiodifuzarea, reproducerea pe microfilme sau în orice altă formă este permisă numai cu respectarea prevederilor Legii române a dreptului de autor în vigoare și permisiunea pentru utilizare obținută în scris din partea Universității „Politehnica” din Timișoara. Toate încălcările acestor drepturi vor fi penalizate potrivit Legii române a drepturilor de autor.

România, 300159 Timișoara, Bd. Republicii 9,
tel. 0256 403823, fax. 0256 403221
e-mail: editura@edipol.upt.ro

Cuvânt înainte

Lucrarea de față a fost elaborată pe durata programului de doctorat fără frecvență desfășurat în cadrul Departamentului de Măsurări și Electronică Optică al Facultății de Electronică și Telecomunicații din Universitatea "Politehnica" din Timișoara. Perioada de desfășurare a programului a fost octombrie 2003 - octombrie 2011.

În cadrul tezei s-a dezvoltat o cercetare în domeniul sistemelor de monitorizare a calității energiei electrice. Acestea au ajuns în prezent o unealtă indispensabilă în industrie și servicii datorită pierderilor economice semnificative cauzate de perturbațiile electromagnetice din rețeaua de alimentare care afectează calitatea alimentării. Situația actuală se datorează dezvoltării fără precedent a aplicațiilor din domeniul electric din ultimele decenii.

Dezvoltarea sistemului propus se bazează pe modelarea numerică a perturbațiilor electromagnetice folosite la studierea unor metode numerice pentru detecția și clasificarea acestora, prin implementarea unor algoritmi și integrarea algoritmilor respectivi într-un instrument virtual complex.

Programul de doctorat s-a desfășurat sub conducerea domnului prof. dr. ing. Alimpie Ignea, care în calitate de conducător de doctorat a sprijinit și îndrumat cu competență finalizarea lucrării, prin selectarea literaturii de specialitate, sugestii, observații și sprijin acordat la publicarea unor lucrări științifice. Pentru toate acestea doresc să îi mulțumesc.

Doresc, de asemenea, să aduc mulțumiri domnului prof. dr. ing. Traian Jurca pentru articole de specialitate pe care mi le-a pus la dispoziție.

Mulțumesc domnului [prof. dr. ing. Liviu Toma] pentru sugestia de abordare a uneia dintre problemele apărute pe parcursul elaborării tezei.

Sunt recunoscător conducerii Facultății de Electronică și Telecomunicații, pentru facilitarea deplasării la conferințe, în vederea susținerii unor lucrări științifice.

Nu în ultimul rând, mulțumesc familiei mele care a dat dovadă de susținere, înțelegere și dragoste în timpul desfășurării programului doctoral.

Timișoara, septembrie 2011

Ing. Gabriel Găspăresc

Gășpăresc, Gabriel

Instrumentație virtuală pentru sisteme de monitorizare a calității energiei electrice

Teze de doctorat ale UPT, Seria 7, Nr. 42, Editura Politehnica, 2011, 198 pagini, 127 figuri, 24 tabele.

ISSN:1842-7014

ISBN (10): 978-606-554-381-2

Cuvinte cheie:

calitatea alimentării cu energie electrică, sistem de monitorizare a perturbațiilor electromagnetice, compatibilitate electromagnetică, instrumentație virtuală, spectrogramă, transformata wavelet, transformata Stockwell.

Rezumat:

Lucrarea tratează monitorizarea perturbațiilor electromagnetice din sistemele de alimentare cu energie electrică, în contextul actual, determinat de evoluția în timp a cerințelor la care trebuie să răspundă un astfel de sistem de monitorizare. Sunt propuși algoritmi noi sau îmbunătățiți pentru: modelarea numerică și determinarea valorilor parametrilor perturbațiilor electromagnetice, detectarea și clasificarea automată a perturbațiilor electromagnetice, compresia adaptivă a gamei dinamice a semnalelor achiziționate și refacerea software a acestora după achiziție, compresia semnalelor achiziționate. A fost implementat un sistem de monitorizare sub forma unui instrument virtual, care prin intermediul unei conexiuni la Internet permite accesarea de la distanță a informațiilor rezultate în urma monitorizării.

CUPRINS

Lista de figuri	8
Lista de tabele	12
1. Introducere	13
2. Stadiul actual al sistemelor de monitorizare a perturbațiilor electromagnetice din sistemele de alimentare cu energie electrică	15
2.1. Noțiuni generale despre monitorizarea calității alimentării	15
2.2. Terminologie	23
2.3. Compatibilitate electromagnetică	24
2.4. Diferența dintre variații și evenimente	26
2.5. Cerințe pentru sistemele de monitorizare a perturbațiilor	27
2.6. Structura și modul de funcționare al unui sistem de monitorizare	30
2.6.1. Structura unui sistem de monitorizare	30
2.6.2. Structura bazei de date	32
2.6.3. Interfața cu utilizatorul	33
2.7. Tipuri de monitorizări	33
2.8. Evoluția instrumentelor de monitorizare	34
2.9. Instrumentația virtuală	35
2.10. Concluzii	36
3. Clasificarea perturbațiilor electromagnetice din sistemele de alimentare cu energie electrică	38
3.1. Introducere	38
3.1.1. Fenomene tranzitorii	40
3.1.2. Variații de scurtă durată și de lungă durată	41
3.1.3. Nesimetria sistemului de tensiuni	44
3.1.4. Regim deformant	44
3.1.5. Variația frecvenței	45
3.1.6. Flicker-ul	47
3.2. Curbele CBEMA, ITIC și SEMI	49
3.3. Indicatori de calitate	50
3.3.1. Indicatori ai abaterilor de frecvență	51
3.3.2. Indicatori ai variațiilor lente de tensiune ale amplitudinii tensiunii de alimentare	52
3.3.3. Indicatori ai supratensiunilor	54
3.3.4. Indicatori ai golurilor de tensiune	54
3.3.5. Indicatori ai regimului deformant	55
3.3.6. Indicatori ai flicker-ului	55
3.4. Concluzii	57
4. Modelarea numerică a perturbațiilor electromagnetice din sistemele de alimentare cu energie electrică	58
4.1. Introducere	58
4.2. Fenomene tranzitorii	59
4.2.1. Algoritm pentru determinarea timpului de creștere și a duratei unui impuls biexponențial	62

4.3. Algoritm pentru modelarea golurilor de tensiune cu fronturi exponențiale	65
4.4. Armonici și interarmonici	70
4.5. Variația frecvenței	72
4.6. Flicker	73
4.7. Generator de semnal pentru tipurile de perturbații care afectează calitatea alimentării	74
4.8. Concluzii	79
5. Metode numerice pentru analiza perturbațiilor electromagnetice	80
5.1. Introducere	80
5.2. Medierea periodogramelor	80
5.2.1. Metoda Bartlett	81
5.2.2. Metoda Welch	83
5.3. Funcții fereastră	83
5.4. Transformata Fourier în timp discret	86
5.4.1. Transformata Fourier pe timp scurt	86
5.5. Transformata wavelet	91
5.5.1. Compresia semnalelor folosind transformata wavelet	99
5.5.2. Algoritm pentru compresia semnalelor folosind transformata wavelet și interpolarea spline	108
5.6. Transformata Stockwell	116
5.6.1. Algoritm pentru detectarea și clasificarea automată a perturbațiilor electromagnetice realizat pe baza transformatei Stockwell	124
5.6.1.1. Introducere	124
5.6.1.2. Clasificarea evenimentelor	124
5.6.1.3. Caracterizarea evenimentelor	128
5.7. Concluzii	132
6. Sistem de monitorizare a calității alimentării cu energie electrică	133
6.1. Introducere	133
6.2. Compresia gamei dinamice a semnalelor achiziționate	133
6.2.1. Circuit de compresie cu funcție de transfer liniarizată pe porțiuni	133
6.2.2. Regresie polinomială	138
6.2.3. Interpolare spline cubică	141
6.2.4. Interpolare Hermite cubică	144
6.2.4.1. Algoritm pentru compresia/expandarea gamei dinamice a semnalelor în scopul achiziției de date	146
6.2.4.2. Aplicarea algoritmului pentru compresia/expandarea gamei dinamice folosind perturbații tranzitorii.....	151
6.2.4.3. Surse de erori la expandarea semnalelor achiziționate	155
6.3. Structura și funcționarea sistemului de monitorizare propus	157
6.3.1. Algoritm hibrid pentru detectarea și clasificarea automată a perturbațiilor electromagnetice, realizat pe baza transformatei Fourier pe timp scurt	164
6.3.1.1. Introducere	164
6.3.1.2. Clasificarea evenimentelor	165
6.3.1.3. Caracterizarea evenimentelor	169
6.4. Concluzii	172
7. Concluzii generale, contribuții și direcții de dezvoltare	173

7.1. Concluzii generale	173
7.2. Contribuții	174
7.3. Direcții de dezvoltare	175
Bibliografie	177
Anexe 1. Programe reprezentative implementate în Matlab	191
Anexe 2. Secvențe de program reprezentative implementate în LabView	197

LISTA DE FIGURI

Fig.2.1. Evoluția în timp a numărului de articole despre calitatea energiei electrice	16
Fig.2.2. Estimare costuri	19
Fig.2.3. Estimare procentuală după tipul perturbațiilor	20
Fig.2.4. Ponderele diverselor echipamente și dispozitive afectate de probleme de alimentare	21
Fig.2.5. Estimare costuri întreruperi pe clase de consumatori	22
Fig.2.6. Estimare costuri întreruperi pe tipuri de întreruperi	22
Fig.2.7. Elementele unei perturbări electromagnetice	23
Fig.2.8. Nivelurile perturbațiilor	25
Fig.2.9. Componentele monitorizării calității alimentării	28
Fig.2.10. Schema generală a unui sistem de monitorizare local	31
Fig.2.11. Părțile componente ale unui sistem de monitorizare	32
Fig.2.12. Modelul bazei de date	33
Fig.3.1. Praguri pentru detecția evenimentelor	38
Fig.3.2. Semnale perturbate cu fenomene tranzitorii	40
Fig.3.3. Semnale perturbate cu variații de scurtă durată	41
Fig.3.4. Goluri de tensiune	42
Fig.3.5. Caracteristici gol de tensiune	43
Fig.3.6. Semnal sinusoidal care conține armonicile 3 și 5	44
Fig.3.7. Notching	45
Fig.3.8. Semnal sinusoidal conținând o porțiune cu frecvență variabilă	45
Fig.3.9. Variația frecvenței	46
Fig.3.10. Variația fluxului luminos al unei lămpi cu incandescență datorată variației tensiunii	47
Fig.3.11. Tipuri de flicker	47
Fig.3.12. Praguri de percepție a flicker-ului	48
Fig.3.13. Curba CBEMA	49
Fig.3.14. Curba ITIC	50
Fig.3.15. Curba SEMI	50
Fig.3.16. Curba de probabilitate cumulată pentru un cuptor cu arc electric	56
Fig.4.1. Impuls biexponențial	59
Fig.4.2. Impulsuri biexponențiale	60
Fig.4.3. Sinus amortizat	61
Fig.4.4. Simulare sinus amortizat	62
Fig.4.5. Determinarea timpului de creștere și duratei pentru un impuls biexponențial	64
Fig.4.6. Translatare front	66
Fig.4.7. Schema bloc a algoritmului	68
Fig.4.8. Generarea unui gol cu trei fronturi	70
Fig.4.9. Spectrul semnalului sinusoidal care conține armonicile 3, 5 și 7 ..	71
Fig.4.10. Semnal sinusoidal afectat de variația frecvenței	72
Fig.4.11. Cele două tipuri de flicker	74
Fig.4.12. Interfața grafică cu utilizatorul a generatorului de perturbații	75
Fig.4.13. Structura instrumentului virtual	76

Fig.4.14. Generare gol de tensiune cu fronturi exponențiale	77
Fig.4.15. Fenomene tranzitorii	78
Fig.4.16. Întrerupere, supratensiune și gol de tensiune	78
Fig.4.17. Semnale sinusoidale perturbate cu o armonici	79
Fig.4.18. Semnal sinusoidal conținând variații de frecvență	79
Fig.5.1. Media periodogramelor unui semnal perturbat	82
Fig.5.2. Funcții fereastră	85
Fig.5.3. Spectograme obținute cu diverse funcții fereastră de dimensiune 16	88
Fig.5.4. Influența dimensiunii ferestrei asupra rezoluției în timp și în frecvență	90
Fig.5.5. Evoluția numărului aplicațiilor transformatei wavelet	91
Fig.5.6. Funcții wavelet de bază: a) Morlet, b) Haar și c) Shannon	92
Fig.5.7. Descompunere semnal folosind transformata wavelet	93
Fig.5.8. Extragere perturbație	95
Fig.5.9. Detalii semnal perturbat cu sinus amortizat	97
Fig.5.10. Distribuțiile de energie	98
Fig.5.11. Schema de descompunere, compresie și reconstrucție pentru N nivele	99
Fig.5.12. Semnal simulat fără și respectiv cu zgomot	100
Fig.5.13. Descompunere wavelet pe 3 niveluri cu pragul de valoare 1 a unui semnal perturbat cu un impuls biexponențial	101
Fig.5.14. Coeficienții descompunerii înainte și după compresie pentru a semnalul perturbat cu un impuls biexponențial	102
Fig.5.15. Descompunere wavelet pe 3 niveluri cu pragul de valoare 5 a unui semnal perturbat cu un impuls biexponențial	104
Fig.5.16. Descompunere wavelet pe 3 niveluri cu pragul de valoare 1 a unui semnal perturbat cu un sinus amortizat	104
Fig.5.17. Descompunere wavelet pe 3 niveluri cu pragul de valoare 5 a unui semnal perturbat cu un sinus amortizat	106
Fig.5.18. Descompunere wavelet pe 3 niveluri cu pragul de valoare 1 a unui semnal perturbat cu o supratensiune	106
Fig.5.19. Descompunere wavelet pe 3 niveluri cu pragul de valoare 5 a unui semnal perturbat cu o supratensiune	108
Fig.5.20. Schema bloc a algoritmului pentru compresia semnalelor	110
Fig.5.21. Compresie semnal perturbat cu un impuls biexponențial folosind Db4, descompunere pe 4 niveluri și un prag de valoare 1	111
Fig.5.22. Compresie semnal perturbat cu un sinus amortizat folosind Db4, descompunere pe 4 niveluri și un prag de valoare 1	113
Fig.5.23. Compresie semnal perturbat cu o supratensiune folosind Db3, descompunere pe 4 niveluri și un prag de valoare 1	115
Fig.5.24. Transformata S a semnalului sinusoidal curat	119
Fig.5.25. Transformata S aplicată pentru armonici	120
Fig.5.26. Transformata S aplicată unei supratensiuni	120
Fig.5.27. Transformata S aplicată unui gol de tensiune	121
Fig.5.28. Transformata S aplicată unei întreruperi	121
Fig.5.29. Transformata S aplicată unui impuls biexponențial	122
Fig.5.30. Transformata S aplicată unui sinus amortizat	122
Fig.5.31. Transformata S aplicată unei supratensiuni în reprezentare 3D	123
Fig.5.32. Abaterea medie pătratică a unui semnal afectat de un gol de tensiune de diferite amplitudini	125

Fig.5.33. Abaterea medie pătratică a unui semnal afectat de o supratensiune de diferite amplitudini	126
Fig.5.34. Caracteristicile valorilor minime ale energiilor pentru goluri de tensiune (linie îngroșată) și supratensiuni (linie subțire) în funcție de amplitudinea acestor evenimente	126
Fig.5.35. Abaterea medie pătratică a unui semnal afectat de armonici de diferite amplitudini	127
Fig.5.36. Abaterea medie pătratică a unui semnal afectat de sinus amortizat	127
Fig.5.37. Regiuni pentru clasificarea perturbațiilor	128
Fig.5.38. Durată gol de tensiune la aplicarea ST	129
Fig.5.39. Durată supratensiune la aplicarea ST	129
Fig.5.40. Durată sinus amortizat la aplicarea ST	130
Fig.5.41. Schema algoritmului de clasificare a perturbațiilor pe baza ST	131
Fig.6.1. Schema circuitului cu semnalul aplicat la intrarea inversoare	134
Fig.6.2. Funcțiile de compresie ideală și reală în cadranul I	134
Fig.6.3. Funcția de expandare ideală	137
Fig.6.4. Regresie polinomială pentru 11 puncte echidistante cunoscute	139
Fig.6.5. Regresie polinomială pentru 21 puncte echidistante cunoscute	140
Fig.6.6. Regresie polinomială pentru 537 de puncte cunoscute	141
Fig.6.7. Interpolare spline pentru 21 puncte echidistante cunoscute	143
Fig.6.8. Interpolare spline pentru 537 de puncte cunoscute	143
Fig.6.9. Imagine mărită pentru interpolare spline în jurul punctelor de coordonate (500,5) și (2000,8)	144
Fig.6.10. Panta segmentelor învecinate	145
Fig.6.11. Interpolare Hermite cubică pentru 537 de puncte cunoscute	146
Fig.6.12. Imagine mărită pentru interpolare Hermite cubică în jurul punctelor de coordonate (500,5) și (2000,8)	146
Fig.6.13. Schema bloc a algoritmului pentru compresia-expandarea gamei dinamice a semnalelor	147
Fig.6.14. Decimarea pe porțiuni a funcției de compresie	148
Fig.6.15. Funcția de compresie reală inițială și decimată de 8 ori pe porțiuni	149
Fig.6.16. Eroarea funcției de compresie reală pentru decimare cu 2 și 8	150
Fig.6.17. Funcția de expandare reală inițială și decimată de 8 ori	150
Fig.6.18. Aplicarea algoritmului pentru un semnal sinusoidal perturbat cu un impuls biexponențial	152
Fig.6.19. Aplicarea algoritmului pentru un semnal sinusoidal perturbat cu un semnal de tip sinus amortizat	154
Fig.6.20. Schema bloc a software-ului sistemului de monitorizare	158
Fig.6.21. Panoul frontal al generatorului de perturbații electromagnetice	158
Fig.6.22. Perturbații obținute cu generatorul dedicat	159
Fig.6.23. Tab-ul DAQ/Signal Gen.	161
Fig.6.24. Tab-ul Sag, Interruption, Swell	161
Fig.6.25. Tab-ul Processed Signal	162
Fig.6.26. Vizualizare eveniment selectat din lista evenimentelor	162
Fig.6.27. Accesare instrument virtual dintr-un browser web	163
Fig.6.28. Transformata STFT aplicată folosind o funcție fereastră Hamming largă și respectiv îngustă	165
Fig.6.29. Energia unui semnal afectat de un gol de tensiune de diferite amplitudini la aplicarea STFT	166

Fig.6.30. Energia unui semnal afectat de o supratensiune de diferite amplitudini la aplicarea STFT	167
Fig.6.31. Energia unui semnal afectat de armonici de diferite amplitudini la aplicarea STFT	167
Fig.6.32. Energia unui semnal afectat de sinus amortizat la aplicarea STFT ..	168
Fig.6.33. Regiuni pentru clasificarea perturbațiilor la aplicarea STFT	168
Fig.6.34. Durată gol de tensiune la aplicarea STFT	169
Fig.6.35. Durată supratensiune la aplicarea STFT	170
Fig.6.36. Durată sinus amortizat la aplicarea STFT	170
Fig.6.37. Schema algoritmului de clasificare pe baza STFT	171
Fig.A2.1. Afișare dată	197
Fig.A2.2. Descompunere wavelet	197
Fig.A2.3. Generator de perturbații	198

LISTA DE TABELE

Tabelul 2.1. Numărul de supravegheri pe sector	18
Tabelul 2.2. Numărul de supravegheri pe țară	18
Tabelul 3.1. Categoriile și caracteristicile perturbațiilor electromagnetice din rețeaua de alimentare	39
Tabelul 3.2. Comparație între diverse studii despre goluri de tensiune	43
Tabelul 4.1. Rezultatele algoritmului pentru determinarea timpului de creștere și a duratei	65
Tabelul 5.1. Amplitudinile lobului secundar pentru funcțiile fereastră dreptunghiulară, Hanning și Hamming	85
Tabelul 5.2. Cerințe pentru instrumente la măsurarea armonicilor	86
Tabelul 5.3. Legătura dintre factor de scară, rezoluție și nivelul descompunerii wavelet	94
Tabelul 5.4. Benzile de frecvențe corespunzătoare nivelurilor descompunerii wavelet	97
Tabelul 5.5. Rezultatele compresiei semnalului perturbat cu un impuls biexponențial	103
Tabelul 5.6. Rezultatele compresiei semnalului perturbat cu un sinus amortizat	105
Tabelul 5.7. Rezultatele compresiei semnalului perturbat cu o supratensiune	107
Tabelul 5.8. Rezultatele interpolărilor spline și Hermite cubică	109
Tabelul 5.9. Rezultatele compresiei wavelet pentru semnalului perturbat cu un impuls biexponențial	112
Tabelul 5.10. Rezultatele algoritmului de compresie propus pentru semnalului perturbat cu un impuls biexponențial	112
Tabelul 5.11. Rezultatele compresiei wavelet pentru semnalului perturbat cu un sinus amortizat	114
Tabelul 5.12. Rezultatele algoritmului de compresie propus pentru semnalului perturbat cu un sinus amortizat	114
Tabelul 5.13. Rezultatele compresiei wavelet pentru semnalului perturbat cu o supratensiune	116
Tabelul 5.14. Rezultatele algoritmului de compresie propus pentru semnalului perturbat cu o supratensiune	116
Tabelul 6.1. Eroarea absolută dintre funcțiile de transfer reală și ideală ..	135
Tabelul 6.2. Rezultatele algoritmului de compresie/expandare pentru semnalul perturbat cu un impuls biexponențial cu amplitudine variabilă	153
Tabelul 6.3. Rezultatele algoritmului de compresie/expandare pentru semnalul perturbat cu un impuls biexponențial cu durata variabilă	153
Tabelul 6.4. Rezultatele algoritmului de compresie/expandare pentru semnalul perturbat cu un sinus amortizat cu amplitudine variabilă	155
Tabelul 6.5. Rezultatele algoritmului de compresie/expandare pentru semnalul perturbat cu un sinus amortizat cu durata variabilă	155

1. INTRODUCERE

În decursul ultimelor decenii monitorizarea perturbațiilor electromagnetice din sistemele de alimentare cu energie electrică în industrie a devenit o necesitate, care s-a accentuat la ora actuală, datorită dezvoltării fără precedent a aplicațiilor din domeniul electric. Alături de avantajele aduse de către noile tehnologii, principalul neajuns este creșterea poluării electromagnetice și efectele ei negative asupra dispozitivelor și echipamentelor. Ca urmare, cerințele în domeniul monitorizării perturbațiilor au cunoscut un trend ascendent datorită unei serii de factori prezentați detaliat în capitolele următoare, pornind de la pierderile economice produse (calculate în urma unor studii estimative în industrie și servicii) și până la consumatorii din ce în ce mai bine informați despre cauze și efecte.

Pentru clasificarea perturbațiilor electromagnetice au fost elaborate standarde, care stabilesc principalele categorii și subcategorii, de către organizații precum IEEE și respectiv IEC, între care există diferențe, dar organismele internaționale din domeniu urmăresc armonizarea punctelor de vedere. Suplimentar s-au dezvoltat și indicatorii de calitate.

Teza de doctorat cuprinde 7 capitole, primul dintre acestea, *Introducere*, descrie în continuare structura tezei.

Capitolul 2, *Stadiul actual al sistemelor de monitorizare a perturbațiilor electromagnetice din sistemele de alimentare cu energie electrică*, prezintă motivația utilizării unui astfel de sistem ca urmare a creșterii cerințelor pentru asigurarea calității alimentării, seria de factori care a condus la această situație, rezultatul comparației între studii europene și americane despre pierderile economice asociate problemelor de alimentare și sursele de incertitudine ale estimărilor utilizate, terminologia folosită în domeniu, noțiuni despre compatibilitate electromagnetică și testare a compatibilității electromagnetice, diferențierea între variații și evenimente în cazul perturbațiilor electromagnetice, cerințele pe care trebuie să le îndeplinească sistemele de monitorizare a perturbațiilor și respectiv structura generală a unui sistem de monitorizare, comparație între cele două tipuri de monitorizări existente, evoluția pe generații a instrumentelor de monitorizare, evoluția instrumentației virtuale și avantajele oferite de aceasta în comparație cu instrumentele tradiționale.

Capitolul 3, *Clasificarea perturbațiilor electromagnetice*, descrie categoriile și subcategoriile de perturbații utilizate de standardele în vigoare în prezent, formele de undă tipice ale perturbațiilor, caracteristicile, cauzele și efectele lor, apoi evoluția în timp, de la începutul anilor '80, a curbilor de acceptabilitate pentru evaluarea efectelor variațiilor de tensiune asupra echipamentelor, curbe care au devenit din ce în ce mai restrictive și în final, indicatorii de calitate ai energiei electrice specifice fiecărei categorii de perturbații.

În capitolul 4, *Modelarea perturbațiilor electromagnetice din sistemele de alimentare cu energie electrică*, sunt prezentate motivele modelării numerice a perturbațiilor electromagnetice în cadrul dezvoltării sistemelor de monitorizare, modele din literatura de specialitate folosite pentru fenomene tranzitorii, armonici,

interarmonici și flicker, cât și algoritmi noi pentru determinarea timpului de creștere și a duratei unui impuls biexponențial, modelarea fenomenelor tranzitorii, a variațiilor de scurtă și lungă durată, a semnalelor cu frecvență variabilă pe porțiuni, respectiv integrarea algoritmilor de modelare în cadrul unui instrument virtual sub forma unui generator de perturbații electromagnetice. Toate figurile din teză reprezentând perturbații electromagnetice au fost obținute prin intermediul acestui generator de semnal.

Capitolul 5, *Metode numerice pentru detectarea și analiza perturbațiilor electromagnetice*, conține un studiu comparativ între principalele metode numerice folosite la analiza perturbațiilor electromagnetice (medierea periodogramelor, transformata Fourier, transformata Fourier pe timp scurt, transformata wavelet, transformata Stockwell), avantajele și dezavantajele acestor metode pentru diverse tipuri de perturbații. Este descris un algoritm pentru compresia datelor prin intermediul transformatei wavelet și a interpolării spline. De asemenea, este prezentat un nou algoritm pentru detectarea și clasificarea automată a perturbațiilor electromagnetice, realizat pe baza transformatei Stockwell și a reprezentărilor timp-frecvențe ale semnalelor utilizate, din care se extrag informațiile necesare localizării în timp și clasificării.

Capitolul 6, *Sistem de monitorizare pentru analiza calității alimentării*, cuprinde în prima parte un algoritm adaptiv pentru compresia gamei dinamice a semnalelor înainte de achiziție și refacerea acesteia după achiziție, realizat prin interpolare cu polinoame Hermite cubice, metodă selectată în urma unui studiu între interpolare liniară, regresia polinomială de diverse ordine și interpolare cu polinoame spline cubice, iar în a doua parte este prezentat un sistem de monitorizare implementat sub forma unui instrument virtual care prin intermediul unei conexiuni la Internet poate să fi accesat de la distanță pentru accesarea informațiilor rezultate în urma monitorizării. Acesta folosește pentru detectarea și clasificarea automată a perturbațiilor electromagnetice un algoritm implementat folosind transformata Fourier pe timp scurt.

Capitolul 7, *Concluzii generale, contribuții și direcții de dezvoltare*, descrie câteva concluzii rezultate în urma realizării tezei, contribuțiile principale și direcții de dezvoltare în viitorul apropiat.

2. STADIUL ACTUAL AL SISTEMELOR DE MONITORIZARE A PERTURBAȚIILOR ELECTROMAGNETICE DIN SISTEMELE DE ALIMENTARE CU ENERGIE ELECTRICĂ

2.1. Noțiuni generale despre monitorizarea calității alimentării cu energie electrică

În ultimele decenii electronica și telecomunicațiile au cunoscut o dezvoltare fără precedent, numărul consumatorilor neliniari (electronica de putere), a crescut și au apărut dispozitive și echipamente tot mai eficiente din punct de vedere al consumului de energie, controlate de microprocesoare, dar și mai sensibile la perturbațiile electromagnetice produse de dispozitivele învecinate sau la cele datorate rețelei de alimentare comune, care afectează calitatea energiei electrice din multe industrii sau chiar consumatorii casnici, iar acestea pot produce la rândul lor perturbații într-un spectru larg. O calitate redusă a alimentării pentru dispozitivele și echipamentele electrice și electronice poate cauza funcționare defectuoasă, instabilitate, durată de viață redusă, iar în cazul calculatoarelor pot să apară fișiere corupte, se pot pierde fișiere și uneori, se pot distruge anumite componente hardware. Apar astfel urmări economice, costuri suplimentare pentru furnizori și consumatori (de exemplu, întreruperea alimentării pe o linie de producție care necesită un anumit timp pentru repornire înseamnă o reducere a producției) [25], [46], [66], [107], [181].

Simultan, dezvoltarea furnizorilor, competiția de pe piață, creșterea numărului studiilor în acest domeniu, consumatorii mai bine informați despre urmările pe care tipurile de perturbații electromagnetice le au asupra propriilor echipamente și a calității produselor finite, au condus la cerințe ridicate pentru calitatea alimentării; în prezent, atât furnizorii cât și consumatorii sunt din ce în ce mai preocupați de calitate.

Pentru a răspunde cerințelor consumatorilor de creștere a eficienței, furnizorii realizează investiții în echipamente mai performante. Deseori tocmai acestea sunt afectate de probleme de alimentare și devin la rândul lor surse de perturbații.

Dispozitivele și echipamentele moderne includ microprocesoare, acestea cunosc o evoluție foarte rapidă, are loc o dublare a performanțelor la fiecare 18 luni și a numărului de tranzistoare integrate pe cipuri la 24 de luni [105]), se tinde spre mărirea frecvențelor de tact, micșorarea consumurilor și se lucrează cu nivele logice tot mai reduse. Unele probleme, în special la noile echipamentele controlate prin calculatoare, se pot datora software-ului integrat care nu anticipează toate tipurile de evenimente care conduc la o funcționare defectuoasă [46].

Creșterea interesului pentru calitatea energiei electrice se poate observa și din evoluția ascendentă în timp a numărului articolelor științifice care folosesc această expresie. În figura 2.1 [25] sunt prezentate rezultatele obținute din baza de

date INSPEC în urma căutărilor expresiei în titluri, rezumate și cuvinte cheie. În special, din 1995, numărul articolelor a crescut semnificativ. Ca urmare, în prezent, fenomenele care afectează alimentarea sunt mai clar descrise decât în trecut.

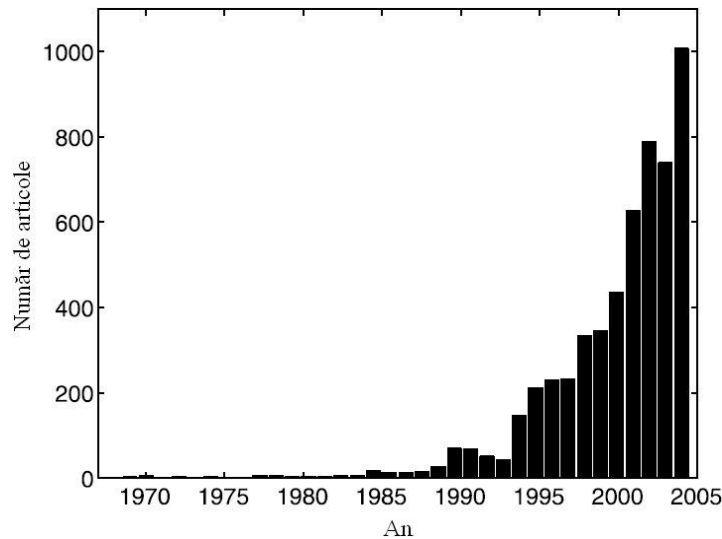


Fig. 2.1. Evoluția în timp a numărului de articole despre calitatea energiei electrice

Alături de avantajele noilor tehnologii, dezvoltarea electronicii și telecomunicațiilor a condus și la o creștere a poluării electromagnetice.

Consecințele creșterii poluării electromagnetice sunt:

- utilizarea necorespunzătoare a spectrului de radio-frecvențe;
- funcționarea defectuoasă a echipamentelor electrice, electronice și de radio (utilizarea aspiratoarelor influențează negativ calitatea imaginii televizoarelor, funcționarea radiourilor din autoturisme este perturbată la trecerea pe sub cablurile rețelei de alimentare cu energie electrică, elicopterele devin necontrolabile când zboară prea aproape de antenele de emisie ale posturilor de radio, telefoanele mobile pot influența funcționarea unor aparate medicale, manevrarea necorespunzătoare a plăcilor cu circuite integrate poate duce la distrugerea acestora datorită descărcărilor electrostatice etc.);
- efecte dăunătoare asupra organismului uman (efectul termic, efecte atermice și efecte non-termice);
- aprinderea accidentală a unor substanțe inflamabile.

Din punctul de vedere al furnizorului, energia electrică care nu respectă standarde de calitate nu poate fi eliminată din rețeaua de alimentare și nu poate să fie refuzată de consumator. Din punctul de vedere al consumatorului, nivelul de calitate considerat acceptabil de furnizor poate fi inadecvat datorită operațiilor sensibile la perturbații (de exemplu, întreruperile de scurtă durată pot afecta sincronizarea unor echipamente și conduc la pierderi semnificative la consumator, în timp ce pentru furnizor costul energiei nelivrate este redus). Pe de altă parte, asigurarea unui nivel ridicat al calității alimentării presupune costuri suplimentare pentru furnizor, neprofitabile în cazul unui număr redus de consumatori.

Calitatea energiei electrice afectează din punct de vedere funcțional și economic atât furnizorii cât și consumatorii. Este necesară urmărirea acestora prin

planificare și monitorizare, stabilirea de standarde de emisie a perturbațiilor și niveluri de compatibilitate. Pe de o parte, industria de produse electrice și electronice trebuie să producă dispozitive cu emisii de perturbații electromagnetice mai reduse, iar pe de altă parte, furnizorii trebuie să monitorizeze perturbațiile din rețelele de alimentare și să stabilească niveluri admisibile pentru consumatori care să permită funcționarea în condiții normale a tuturor echipamentelor conectate la rețelele de alimentare.

Furnizorii trebuie să țină seama de faptul că există consumatori industriali și casnici. Consumatori industriali sunt în număr mai redus, dar prezintă consumuri importante, iar a doua categorie, sunt foarte numeroși și folosesc dispozitive de putere relativ mică. Pentru menținerea calității alimentării este necesară o adaptare continuă a rețelelor care trebuie să suporte consumurile clienților și o colaborare permanentă între furnizor și consumatori. Furnizorul trebuie să verifice dacă energia furnizată respectă standardele de calitate. Următorii, pot fi potențiale surse de perturbații pentru alți consumatori din aceeași rețea (datorită partajării aceleiași infrastructuri) și dacă alterează calitatea energiei electrice peste limitele admise, trebuie luate măsuri pentru încadrarea în limitele standardelor.

Legislația existentă trebuie armonizată cu reglementările internaționale care stabilesc răspunderea furnizorilor în situația apariției unor pagube datorate furnizării de energie electrică de calitate necorespunzătoare, respectiv a consumatorilor pentru perturbațiile produse care alterează calitatea acesteia. În acest sens sunt necesare o serie de măsuri [65], [107]:

- crearea unui set de indicatori de calitate simpli, clar și ușor perfectibil, care să poată caracteriza calitatea energiei electrice la un moment dat;
- normarea unor valori și/sau toleranțe admisibile pentru indicatorii de calitate utilizați, pe baza studierii efectelor datorate abaterilor de la valorile considerate sigure, acceptate de furnizori, producători și utilizatori;
- elaborarea bazelor metodologice ale controlului de calitate prin asigurarea monitorizării în timp real a indicatorilor de calitate, cu ajutorul unor instrumente de măsurat adecvate;
- crearea, exploatarea și întreținerea unui sistem informațional capabil să realizeze analize statistice și să asigure obținerea, prelucrarea și prezentarea rapidă a unor informații corecte despre nivelul de calitate al alimentării cu energie electrică către toate categoriile de consumatori;
- elaborarea unor acte tehnico-normative care să poată constitui o bază legală pentru contractele dintre furnizor și consumatori și să stabilească obligațiile celor două părți pentru asigurarea calității alimentării.

S-a constatat că la apariția evenimentelor produse de cauze naturale (cel mai adesea trăsnete), consumatorii dau vina pe furnizori. În situația unui echipament cu probleme de alimentare la un consumator, furnizorul, folosind datele înregistrate cu ajutorul unui sistem de monitorizare, poate arăta că problema nu i se datorează. O altă cauză des întâlnită este comutarea anumitor echipamente la consumator (pornirea și oprirea acestora), care crează perturbații tranzitorii care pot afecta echipamentele sensibile sau conduc la degradarea în timp a acestora.

Studiile prezentate la conferințele internaționale de profil din ultimii ani se axează pe următoarele direcții:

- analiza indicatorilor de calitate actuali și dezvoltarea unor programe de monitorizare eficiente;
- evaluarea efectelor abaterilor față de limitele din standardele internaționale;
- stabilirea unor măsuri pentru corelarea valorilor indicatorilor de calitate cu limitele stabilite prin standarde.

Institutul european ECI (European Copper Institute), a realizat o serie de studii la scară redusă despre impactul costurilor economice datorate calității necorespunzătoare a energiei la sfârșitul anilor '90 [139], [204]. A urmat un proiect amplu, întins pe durata a doi ani, ale cărui rezultate au fost făcute publice în 2007. Conform studiului, în sectoarele industriale pierderile se ridică la 150 miliarde de euro anual. Concluzia a fost că pierderile nu se datorează unor fenomene noi ci lipsei de sisteme de monitorizare care să permită analiza datelor și determinarea cauzelor care conduc la probleme de alimentare ce afectează procesele de producție.

Pentru proiectul menționat anterior s-au realizat studii în 8 țări europene și au fost supravegheate 16 sectoare pentru care alimentarea cu energie electrică este critică. Numărul de supravegheri pe sector este prezentat în tabelul 2.1, iar numărul de supravegheri pe țări este descris în tabelul 2.2.

Tabelul 2.1. Numărul de supravegheri pe sector.

Sector	Nr.
Bănci	3
Fabrici cu flux continuu de producție	6
Industria alimentară și băuturi	4
Spitale	6
Hoteluri	1
Industria producătoare de mașini și componente auto etc	5
Metalurgie	6
Tipografii	2
Petrol/chimie	7
Hârtie	6
Farmaceutic	4
Servicii de proiectare	1
Comerț cu amănuntul	1
Semiconductori	1
Telecomunicații	4
Transport	5

Tabelul 2.2. Numărul de supravegheri pe țară.

Țară	Nr.
Austria	1
Franța	13
Italia	4
Polonia	5
Portugalia	1
Slovenia	21
Spania	12
Marea Britanie	5

La calcularea pierderilor s-au considerat costuri pentru:

- personal, care nu a putut lucra;
- procese de producție în derulare, care cuprind costuri pentru materiale pierdute în procesele de producție, munca pierdută și munca necesară pentru recuperarea producției (orele suplimentare);

- echipamente cu funcționare defectuoasă, se referă la încetinirea producției și la produsele rezultate care nu îndeplinesc specificațiile;
- echipamente deteriorate, datorită distrugerii acestora, reducerii duratei de viață, deteriorării unor componente care necesită operații de întreținere sau reparare suplimentare;
- alte costuri, cum ar fi penalități datorită nelivrării produselor sau de întârziere, poluării mediului, evacuării personalului și echipamentelor, costuri datorate rănirii personalului, creșterea ratelor de asigurare (pentru echipamente, personal, firmă), despăgubiri oferite de firme;
- costuri specifice, prezența armonicilor în sistemul de alimentare conduce la supraîncălziri și pierderi de energie în transformatoare și motoare, iar flicker-ele pot cauza migrene care reduc productivitatea personalului;
- economii, datorate materialelor neutilizate stocate, reducerilor de salarii și economiilor de energie neconsumată.

Pe baza datelor obținute, s-a realizat o analiză statistică prin extrapolare, datele obținute fiind împărțite în două categorii, industrie și servicii (din care au fost excluse băncile), iar pentru fiecare, s-a realizat un model. Figura 2.2 prezintă costurile estimate în funcție de tipul perturbațiilor (fig. 2.2 a) și de tipurile de costuri luate în considerare (fig. 2.2 b), iar în figura 2.3, aceste costuri sunt exprimate procentual.

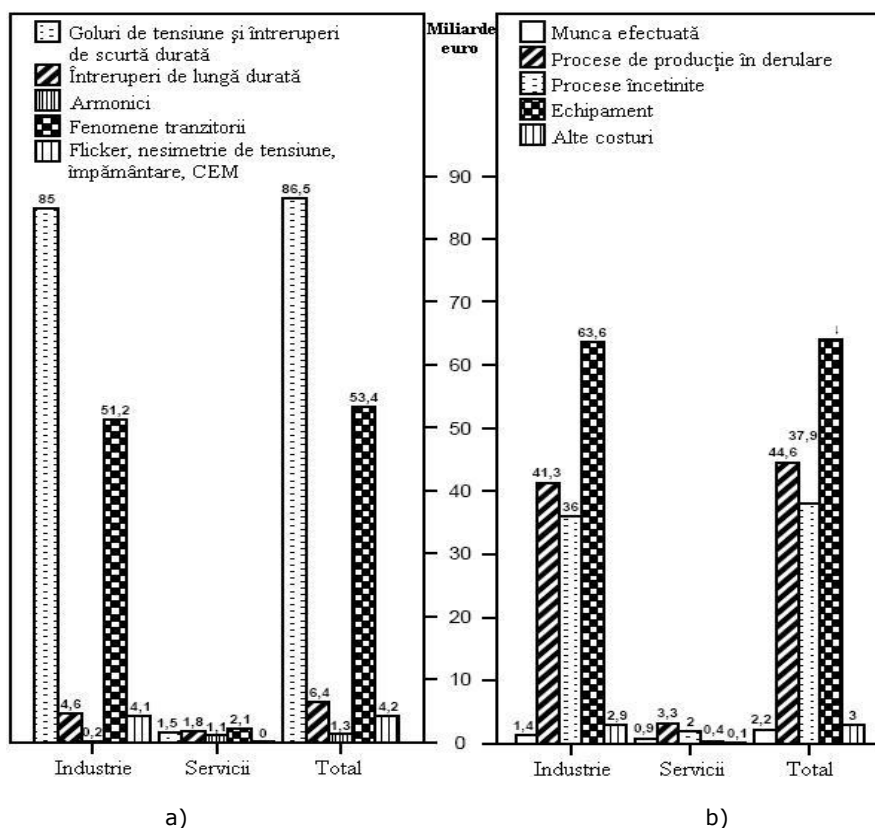


Fig. 2.2. Estimare costuri

Din costul total, aproximativ 90% este reprezentat de costurile din industrie, iar la acestea, contribuția cea mai mare o au costurile datorate golurilor de tensiune și întreruperilor de scurtă durată, aproximativ 60%, urmate de cele cauzate de fenomenele tranzitorii, 35%. Rezultatele sunt comparabile cu cele prezentate de EPRI CEIDS (Electric Power Research Institute, Consortium for Electric Infrastructure to Support a Digital Society), în anul 2000.

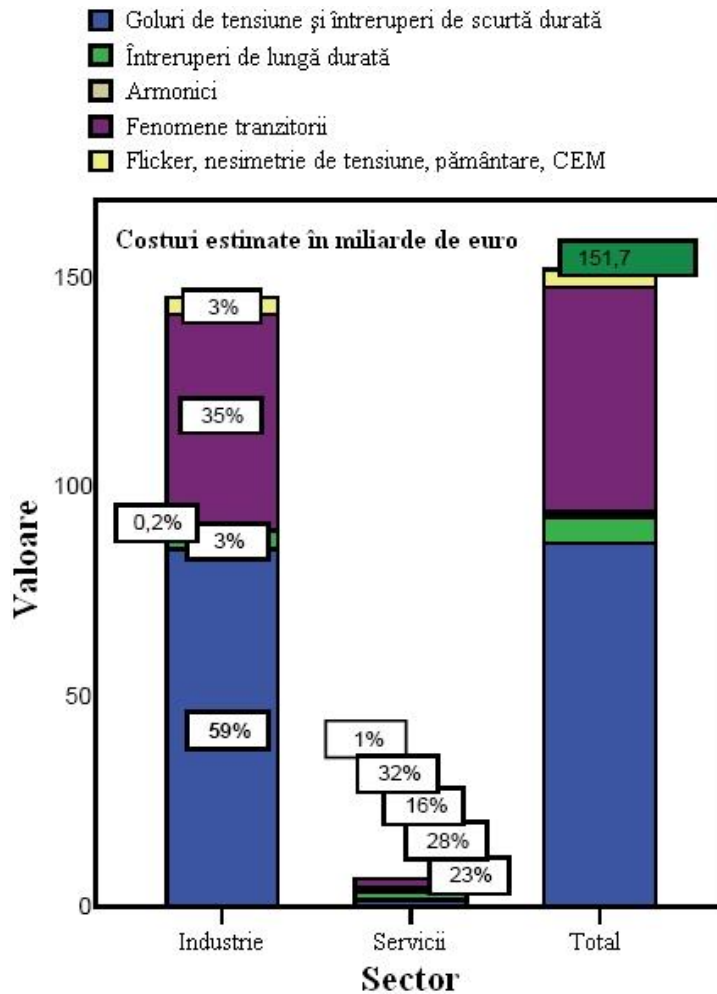


Fig. 2.3. Estimare procentuală după tipul perturbațiilor

Ponderea procentuală a diverselor echipamente și dispozitive afectate de probleme de alimentare este prezentată în figura 2.4. Echipamentele electronice sunt cele mai afectate la ambele categorii, industrie și servicii. Urmează convertoarele statice și motoarele electrice. Restul echipamentelor și dispozitivelor sunt afectate în proporții comparabile.

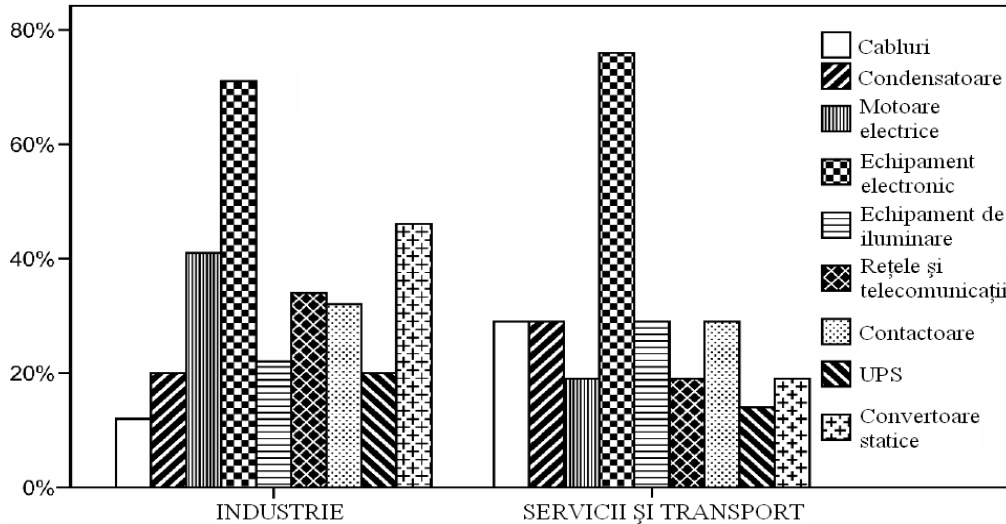


Fig. 2.4. Ponderea diverselor dechepamente și dispozitive afectate de probleme de alimentare

Într-un studiu relativ recent, din 2006 [123], sunt analizate și estimate pierderile economice din S.U.A. datorate întreruperilor pe clase de consumatori (fig. 2.5) și în funcție de tipul de întreruperi (fig. 2.6). Pentru estimare, s-a calculat costul întreruperilor (CI) folosind formula

$$CI = \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^n \sum_{k=1}^p N_{i,j} \times F_{i,j,k} \times C_{i,j,k} \times V_{i,j,k} \quad (2.1)$$

unde $N_{i,j}$ este numărul de consumatori din clasa i și regiunea j , $F_{i,j,k}$ frecvența anuală de apariție a evenimentului de tip k la consumatorul de clasă i din regiunea j , $C_{i,j,k}$ costul pentru evenimentul de tip k la consumatorul de clasă i din regiunea j , $V_{i,j,k}$ vulnerabilitatea la evenimentul de tip k a consumatorului de clasă i din regiunea j (ia valori între 0 și 1), m numărul de consumatori în fiecare clasă de consumatori, n numărul de regiuni, p numărul de tipuri de evenimente, iar i, j, k sunt indici pentru clasa de consumatori, regiune și tipul de evenimente.

Formula (2.1) este simplă dar estimarea celor patru parametri este dificilă. Numărul de consumatori are o influență importantă în costul total. Pot să apară diferențe semnificative în funcție de modul de definire a consumatorilor: un consumator cu un singur contract care dispune de unul sau mai multe contoare (cum este reședința unei familii), o singură locație cu mai multe contracte, fiecare cu mai multe contoare (de exemplu, o clădire cu apartamente) sau mai multe clădiri cu proprietar comun, fiecare cu unul sau mai multe contracte/contoare (ca un lanț de magazine).

Pentru exprimarea frecvenței anuale de apariție a unui eveniment se folosesc următorii indicatori: durata medie a unei întreruperi (SAIFI – System Average Interruption Duration Index), respectiv frecvența medie a unei întreruperi (SAIFI – System Average Interruption Frequency Index). În studiu s-a mai folosit și durata medie a unei întreruperi momentane (MAIFI – Momentary Average Interruption Duration Index).

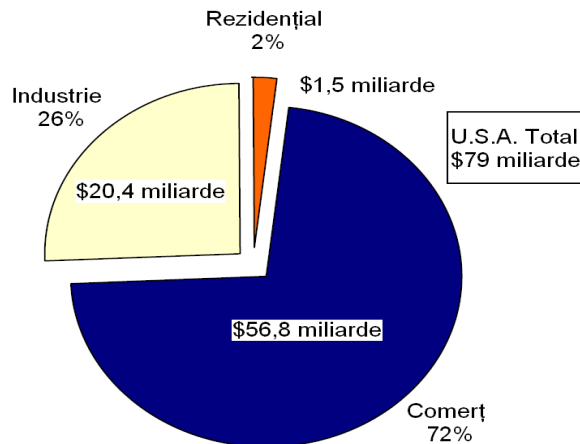


Fig.2.5. Estimare costuri întreruperi pe clase de consumatori

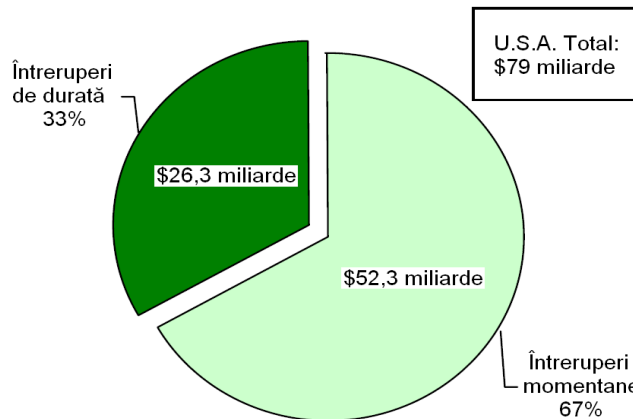


Fig. 2.6. Estimare costuri întreruperi pe tipuri de întreruperi

Un dezavantaj la interpretarea datelor pentru calcularea indicatorilor SAIDI, SAIFI și MAIFI este faptul ca nu se face diferență între tipurile de consumatori, iar la consumatorii mari (din industrie și comerț), spre deosebire de cei mici, pot să apară mai multe întreruperi de scurtă durată datorită arhitecturii și modului de funcționare al sistemului de distribuție.

La estimarea costurilor evenimentelor apar mai multe surse de incertitudini. Printre acestea se numără acuratețea măsurării costului și reprezentativitatea estimării pentru zona considerată. Estimarea costurilor se bazează pe valorile pierderilor raportate de consumatori, care pot fi inexacte. O altă sursă de incertitudine este cantitatea redusă de date reale obținută în urma supravegherii utilizate pentru extrapolarea lor pentru o arie geografică întinsă, datele respective s-ar putea să nu fie reprezentative pentru aria considerată. Estimarea este complicată și de impactul diferit pe clase de consumatori (locuințe, industrie și comerț).

Legat de vulnerabilitate, mulți consumatori sunt conștienți de costurile economice care pot să apară și realizează investiții pentru măsuri de protecție, folosesc generatoare de rezervă etc. Datele din acest domeniu lipsesc și s-a considerat că vulnerabilitatea are valoarea 1 în formula (2.1).

Dacă se face o comparație între cele două studii despre impactul costurilor economice datorate calității necorespunzătoare a energiei prezentate anterior, efectuate în Europa [139], [204] și respectiv, în S.U.A. [123], se observă următoarele aspecte:

- ordinul de mărime al costurilor este comparabil în Europa și S.U.A. (zeci de miliarde de euro anual);
- în Europa predomină pierderile din industrie, în timp ce în S.U.A. predomină pierderile din comerț;
- în Europa predomină două categorii de perturbații, golurile și întreruperile de scurtă durată (considerate împreună) și respectiv, fenomenele tranzitorii, iar în S.U.A., principalele categorii de perturbații sunt întreruperile momentane și întreruperile de lungă durată.

2.2. Terminologie

Există o gamă foarte largă de perturbații electromagnetice care pot afecta calitatea energiei electrice. Pentru descrierea acestora a fost dezvoltată o terminologie specifică. Necunoașterea ei conduce la confuzii între furnizor sau vânzător și client. Principalii termeni utilizați sunt prezentați în continuare [95]:

- *calitatea energiei electrice (power quality)*, termen stabilit prin standardul 1100 al IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers), în S.U.A. și definit ca fiind "conceptul alimentării și legării la pământ a echipamentelor sensibile, într-un mod care să permită funcționarea corectă a acestora";
- *compatibilitate electromagnetică (Electromagnetic Compatibility - EMC)*, termen definit de către IEC (International Electrotechnical Commission) în cadrul standardului IEC 6100-1-1, care reprezintă "aptitudinea unui echipament sau aparat de a funcționa satisfăcător în mediul său electromagnetic, fără a induce perturbații inacceptabile în orice alt echipament sau sistem existent în acel mediu";
- *calitatea tensiunii (voltage quality)*, termen utilizat în Franța și în unele publicații europene pentru "abaterile formei curbei de variație în timp a tensiunii de la sinusoida ideală";
- *calitatea curentului (current quality)*, termen folosit la aprecierea calității convertoarelor electronice pentru abaterile curentului față de o curbă sinusoidală cu frecvența și amplitudinea constante și în fază cu tensiunea de alimentare;
- *calitatea alimentării cu energie electrică (quality of supply sau quality of power supply)*, descrie relația furnizor-consumator prin calitatea tensiunii (definită anterior) și calitatea serviciilor (quality of service), aceasta din urmă incluzând viteza de răspuns la solicitările consumatorului, transparența tarifelor etc;
- *calitatea consumului (quality of consumption)*, descrie relația consumator-furnizor prin calitatea curentului, corectitudinea în plata facturii electrice etc.

O limitare a definiției anterioare pentru calitatea energiei electrice este că ea se referă strict numai la performanțele echipamentului [25]. O a doua definiție este dată de IEC, în standardul 61000-4-30 "caracteristicile energiei electrice într-un anumit punct al unui sistem electric, evaluate în raport cu un set de parametri tehnici de referință". Această definiție, spre deosebire de prima, nu se referă la performanțele unui echipament ci la posibilitatea măsurării și cuantificării

performanțelor unui sistem de alimentare. În același sens, se poate spune despre calitatea energiei electrice că se referă la calitatea curentului și la calitatea tensiunii, ambii termeni fiind prezentați anterior, iar orice abatere a curentului sau tensiunii de la forma ideală este o *perturbație de calitate a energiei electrice*.

Definițiile prezentate anterior pentru calitatea energiei electrice nu sunt unicele. The Council of European Energy Regulators folosește expresia de *calitatea serviciului în furnizarea electricității* care se referă la trei aspecte [93]:

- calitatea comercială, care descrie relația dintre furnizor și consumator;
- continuitatea furnizării, care descrie întreruperile lungi și scurte;
- calitatea tensiunii, care descrie perturbațiile de frecvență, amplitudine, tranzitorii și armonicile.

Asigurarea calității energiei electrice este legată de furnizarea fără întreruperi a unei tensiuni sinusoidale cu amplitudinea și frecvența menținute între anumite toleranțe stabilite prin standarde [107], [116], [236]. În acest scop se folosesc indicatori de calitate care permit măsurarea și evaluarea nivelului de calitate în anumite puncte ale unei rețele de alimentare la un anumit moment dat. Dacă în trecut calitatea alimentării consta în furnizarea energiei electrice fără întreruperi, în prezent, datorită elementelor prezentate anterior, cerințele clienților sunt mai ridicate ca niciodată [222].

2.3. Compatibilitate electromagnetică

Noțiunea de compatibilitate electromagnetică nu este nouă, încă din 1892 în Germania exista o lege, considerată la ora actuală ca fiind prima din acest domeniu, care se referea la ea [183].

Compatibilitatea electromagnetică se ocupă cu studierea perturbațiilor electromagnetice în vederea elaborării unor norme destinate producătorilor de echipamente electrice, electronice sau de radio, cu scopul de a asigura exploatarea în siguranță a acestora. Standardul IEC 1000-4-1 [108] definește *perturbația electromagnetică* ca fiind orice fenomen care poate degrada performanțele unui dispozitiv, echipament sau sistem electric, electronic sau de radio, iar *interferența electromagnetică* este degradarea performanțelor în funcționare ale unui dispozitiv, echipament sau sistem ori canal de transmisiune datorată unei perturbații electromagnetice. Perturbația este cauza, iar interferența efectul.

În orice situație în care se produc perturbări electromagnetice apar următoarele trei elemente (fig. 2.7):

- sursa;
- calea de cuplare, dinspre sursă spre receptor;
- receptorul (victima).



Fig. 2.7. Elementele unei perturbări electromagnetice

Sursele de perturbații electromagnetice pot să fie *naturale* (fulgere, descărcări electrostatice etc.), sau *artificiale* (dispozitive electronice sau electrice, unde ponderea cea mai importantă o au consumatorii neliniari: sisteme de comunicații, aparate de sudură, motoare electrice etc.).

Surse sau victime ale perturbațiilor pot să fie sistemele electrice, electronice sau de radio. Perturbațiile se pot clasifica din punctul de vedere al surselor și victimelor în *emise și recepționate*.

Cuplarea perturbațiilor între surse și victime se poate realiza prin *conducție* sau *radiație*.

Nu toate cele trei elemente sunt ușor de identificat în fiecare caz. În general, problemele de compatibilitate electromagnetică se rezolvă identificând cel puțin două elemente.

Reducerea perturbațiilor se poate realiza prin:

- reducerea nivelului perturbațiilor emise de sursele controlabile;
- creșterea imunității echipamentelor;
- reducerea cuplajelor.

Referitor la limitele de emisie și imunitate se mai folosesc următorii termeni, definiți în standardele IEC:

- *nivel de compatibilitate electromagnetică*, pentru nivelul maxim al unei perturbații electromagnetice care se consideră că poate afecta funcționarea unui dispozitiv în anumite condiții particulare cunoscute;
- *imunitatea*, capacitatea unui sistem de a funcționa fără să se degradeze în prezența unei perturbații electromagnetice;
- *nivel de imunitate*, nivelul maxim al unei perturbații electromagnetice care poate acționa asupra unui sistem pentru care acesta rămâne în funcțiune cu aceleași performanțe impuse;
- *susceptibilitate electromagnetică*, incapacitatea unui sistem de a funcționa fără să se degradeze în prezența unei perturbații electromagnetice.

Limitele descrise anterior și interpretarea lor statistică sunt prezentate în figura 2.8. În fig. 2.8 a) sunt reprezentate nivelurile definite în standardele CEM, iar în fig. 2.8 b) apar nivelurile estimate (deoarece, în practică, nivelurile definite sunt dificil sau imposibil de determinat, se lucrează cu nivelurile estimate).

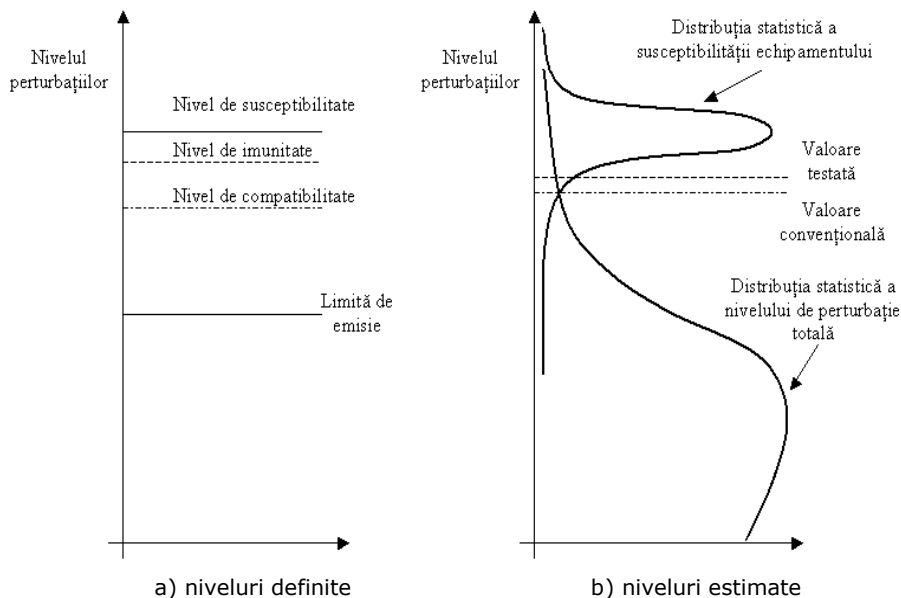


Fig. 2.8. Nivelurile perturbațiilor

Din punct de vedere al legislației, pentru a reduce problemele de compatibilitate electromagnetică, se pot impune limite de emisie, limite de imunitate și clasificarea pe tipuri de mediu ambiant, iar din punct de vedere tehnic, se pot folosi filtre, ecranări, proiectarea corespunzătoare a cablajelor, păstrarea unei distanțe suficiente între echipamente, instalarea și exploatarea corectă (unde pot să apară probleme de adaptare a intrărilor și ieșirilor sau de conectare necorespunzătoare a cablurilor).

Plecând de la definiția compatibilității electromagnetice, prezentată la începutul acestui capitol, prin compatibilitate electromagnetică se urmărește pe de o parte, asigurarea imunității la perturbațiile din mediul în care se lucrează și pe de altă parte, perturbațiile emise să fie suficient de reduse pentru a nu afecta funcționarea altor echipamente.

La testarea compatibilității electromagnetice se evaluează, prin măsurare, perturbațiile electromagnetice emise și imunitatea la perturbații a produsului. Respectarea normelor CEM se asigură printr-o proiectare și exploatare corespunzătoare.

2.4. Diferența dintre variații și evenimente

Una dintre clasificările utilizate pentru perturbațiile care pot afecta calitatea energiei, le împarte în două categorii, variații și evenimente [25], [64], [140], [173], [181]. Prima categorie este formată din perturbații staționare sau cvasistaționare, ele reprezintă variații în limite normale ale valorii efective datorate variației în timp a numărului de consumatori și permit măsurări continue (de exemplu, pentru frecvența tensiunii de alimentare valoarea nominală este de 50 Hz, dar de obicei, se acceptă variații de până la 1 Hz în sistemele de alimentare), iar a doua categorie cuprinde perturbații cu variații rapide caracterizate printr-un moment de start și unul de stop, la care măsurarea se declanșează după depășirea unui prag specificat (de exemplu, o întrerupere, când tensiunea este zero, situație în care măsurarea începe la scăderea tensiunii sub un anumit prag). Utilizarea pragurilor permite reducerea cantității de date care trebuie stocate și analizate.

La măsurarea unei variații prezintă interes:

- extragerea caracteristicilor din semnalul achiziționat;
- calcule statistice pentru caracterizarea calității alimentării într-o anumită locație;
- calcule statistice pentru caracterizarea calității întregului sistem.

La măsurarea unui eveniment prezintă interes:

- construirea unui algoritm pentru obținerea amplitudinii din semnalul achiziționat;
- setare prag de start și prag de stop (pot avea și aceiași valoare), precum și a duratei minime;
- parametrii definiției pentru perturbație.

Realizarea de statistici presupune monitorizarea de durată a unui număr ridicat de locații.

2.5. Cerințe pentru sistemele de monitorizare a perturbațiilor

Obiectivele monitorizării [118] au evoluat în timp de la detectarea unor defecțiuni la urmărirea respectării unor criterii de performanță: asigurarea conformității cu anumite standarde, verificări preventive și stabilirea unor verificări preventive de bază. Noile obiective apărute au devenit posibile datorită apariției unor noi echipamentele de monitorizare care încorporează numeroase noutăți tehnice din domeniul telecomunicațiilor, achiziției de date, prezintă dimensiuni fizice reduse și au costuri mai scăzute, la care se adaugă evoluția metodelor de prelucrare numerică a semnalelor, astfel datele devin disponibile mai rapid. Din cantitatea însemnată de date achiziționate prin analiză se obțin informații pe baza cărora se pot lua decizii.

Principalele obiective urmărite cu ajutorul sistemelor de monitorizare a perturbațiilor sunt:

- determinarea perturbațiilor și a condițiilor care pot să conducă la funcționarea defectuoasă sau la distrugerea unor echipamente în vederea eliminării acestora, pe baza extragerii a cât mai multe informații din formele de undă înregistrate ale curentului și tensiunii, de obicei, se utilizează și echipamente portabile pentru măsurări de scurtă durată;
- monitorizare permanentă sau temporară în vederea obținerii de informații statistice despre alimentare sau despre un anumit echipament (în condiții normale de funcționare și în prezența perturbațiilor) și realizarea de rapoarte; de regulă, companiile furnizoare utilizează prima variantă pentru a putea asigura informații clienților despre calitatea alimentării;
- monitorizare permanentă sau temporară a rețelei de alimentare, efectuată de către companiile furnizoare pentru evaluarea performanțelor rețelei de alimentare și ale sistemului de protecție al distribuției;
- monitorizare permanentă, în cazul apariției unei probleme se pot utiliza datele înregistrate pentru găsirea cauzei, iar în cazul unei monitorizări de durată, se pot face comparații între eficiența metodelor de remediere a problemelor;
- în urma unor monitorizări pe scară largă, datele obținute sunt utile pentru caracterizarea mediului electromagnetic în care funcționează echipamentele utilizatorilor, se pot evalua caracteristicile sistemelor consumatorilor în raport cu sistemele de alimentare, influențele dintre acestea în cazul producerii de perturbații;
- analiza datelor obținute din monitorizările permanente în scopul urmăririi evenimentelor care pot conduce la întreruperi sau pene de curent pentru prevenirea acestora (de exemplu, datele înregistrate la pana de curent din august 2003 din Statele Unite și Canada, au fost făcute publice în decursul a câteva zile).

Monitorizarea calității alimentării este formată din mai multe componente (fig. 2.9. [246]) și constă în mai multe etape și proceduri complementare instalării unui sistem de monitorizare. Nerespectarea acestora poate ascunde probleme simple (cum ar fi deteriorarea unui cablu sau o sursă de alimentare nelegată la pământare) și conduce la achiziționarea unor date eronate.

Depistarea unei probleme de alimentare cu energie electrică ca și cauză potențială pentru funcționarea defectuoasă a unui echipament, necesită în general, o perioadă de timp mai îndelungată, fiind rare cazurile în care ea este identificată imediat, deoarece fiecare fenomen apărut poate avea cauze și soluții diferite. Pot să

apară două situații: unele perturbații sunt identificate, se depistează cauzele acestora și se găsesc soluții, iar pentru altele nu este clară legătura dintre datele achiziționate și funcționarea defectuoasă a echipamentului, posibilitate care se poate datora setării improprie a sistemului de monitorizare. În aceste cazuri sunt necesare studii suplimentare asupra legăturilor la masă și conexiunilor echipamentului.

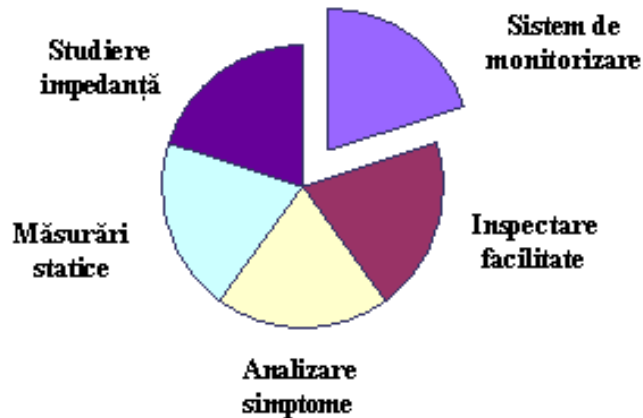


Fig. 2.9. Componentele monitorizării calității alimentării

Sistemele de monitorizare a calității energiei electrice sunt sisteme concepute să răspundă la problemele de alimentare cu energie electrică în scopul îmbunătățirii calității alimentării pentru reducerea sau evitarea pierderilor economice. Ele trebuie să detecteze perturbațiile și să achiziționeze cantități însemnate de date, a căror complexitate depinde de tipul perturbațiilor, astfel încât acestea să poată fi caracterizate. Următoarea etapă este analiza datelor și transformarea acestora în informații și răspunsuri utile despre evenimentele înregistrate (clasificare evenimente, diagnosticare cauze, recomandare soluții, evaluare soluții prin modelare și analiză în vederea selectării variantei optime, ținând cont de limitări economice și tehnice), iar în final, se generează rapoarte.

La implementarea operației de detectare a perturbațiilor trebuie să se țină seama de caracteristicile comune ale acestora:

- evenimentele sunt semnale nestaționare;
- același tip de perturbație poate să apară la momente diferite de timp cu parametri diferiți (de exemplu: fază, durată, amplitudine);
- la un moment dat se pot suprapune simultan mai multe perturbații;
- în cazul suprapunerii mai multor perturbații crește complexitatea operației de clasificare.

Complexitatea datelor prelucrate și a deciziilor necesare se datorează următorilor factori:

- unele fenomene se desfășoară foarte rapid și în consecință, luarea unor măsuri pentru evitarea evenimentelor nedorite trebuie realizată într-un timp foarte scurt;
- diversitatea echipamentelor și standardelor folosite;
- absența sincronizării dintre sistemele monitorizate;
- caracterul vag al datelor prelucrate;
- inexactitatea modelelor matematice folosite la descrierea anumitor probleme;

- achiziția unor cantități mari de date a căror prelucrare presupune un volum mare de calcule matematice care nu se pot realiza în timp util de către expertul uman;
- metodele de rezolvare a problemelor utilizate de expertul uman se bazează de multe ori pe experiență și raționamente complexe care nu pot fi descrise printr-un algoritm simplu.

Datorită factorilor prezentați anterior se preferă utilizarea unor sisteme bazate pe inteligență artificială (IA). Aceasta urmărește realizarea unor sisteme capabile să prelucreze date și să ia decizii asemeni gândirii umane, cu ajutorul unui suport matematic [65].

Sistemele de monitorizare a perturbațiilor se utilizează pentru a obține informații despre calitatea alimentării cu energie electrică, cauzele perturbațiilor și identificarea condițiilor care pot genera funcționarea necorespunzătoare sau distrugerea unor echipamente; în scopul evitării acestor evenimente, sunt utile atât furnizorilor de energie electrică cât și consumatorilor.

Pentru furnizori, principalele avantaje sunt următoarele: în cazul deteriorării unui echipament al unui consumator, furnizorul poate oferi clientului informații despre calitatea energiei furnizate, folosirea eficientă a forței de muncă la apariția unei probleme de alimentare (numărul persoanelor necesare pentru remediere), limitarea investițiilor necesare, competitivitate, prin evidențierea calității energiei oferite și asigurarea serviciului de accesare de către clienți, a bazei de date cu informații despre calitatea alimentării.

Pentru clienți, principalele avantaje sunt prezentate în continuare: detectarea perturbațiilor care pot conduce la deteriorarea echipamentelor, folosirea eficientă a forței de muncă (într-un sistem automat se elimină timpul necesar analizei cantității mari de date achiziționate), identificarea celor mai sensibile echipamente la perturbații pentru care se pot folosi circuite de condiționare a semnalelor.

Noile tehnologii hardware și software (printre care, dezvoltarea calculatoarelor și a Internetului, au un rol major), aflate într-o continuă evoluție, permit realizarea unor aplicații de monitorizare eficiente și la prețuri accesibile.

Principalele cerințe pe care trebuie să le îndeplinească un sistem de monitorizare a perturbațiilor sunt:

- posibilitatea de a controla și de a configura instrumentele de măsurat de la distanță (stabilirea parametrilor pentru instrumente, pornirea sau oprirea achiziției de date);
- achiziția unor cantități mari de date;
- capacitatea de prelucrare a datelor achiziționate;
- posibilitatea de a face distincție între variații și evenimente, metoda cea mai utilizată constă în calcularea valorii efective folosind o fereastră și compararea cu un prag; în acest scop trebuie stabilite dimensiunea ferestrei, suprapunerea dintre ferestrele succesive și valoarea pragului;
- caracterizarea evenimentelor detectate prin extragerea anumitor parametri specifici din formele de undă achiziționate;
- clasificarea evenimentelor folosind caracteristicile extrase din formele de undă, se stabilește tipul de perturbație și subcategoria din care face parte;
- generarea unor rapoarte personalizate ușor de înțeles, care să conțină inclusiv grafice (cu evenimentele detectate, statistici, tendințe etc);
- accesul facil la informațiile obținute (pentru a se putea lua decizii într-un timp cât mai scurt);
- capacitatea de a transmite avertizări;

- scalabilitatea, necesară în situația extinderii sistemului, când se dorește mărirea numărului de puncte de monitorizare;
- să permită numai accesul persoanelor autorizate (folosind un nume de utilizator și o parolă);
- posibilitatea utilizării unor filtre pentru câmpurile de date la vizualizarea conținutului bazei de date;
- accesul utilizatorilor la diverse grafice (grafice statistice, evoluții în timp etc.), care să poată fi descărcate;
- accesul simultan și rapid pentru un număr mare de utilizatori la baza de date fără degradarea critică a performanțelor;
- exportarea datelor spre aplicații de calcul tabelar (de exemplu Excel) și aplicații științifice de calcul numeric (cum este Matlab-ul);
- flexibilitatea, pentru a putea fi adaptat la noile standarde și la cerințele utilizatorului.

Aplicațiile bazate pe Internet permit accesul facil la datele obținute în urma monitorizărilor, la analizele acestora, stocate pe servere centrale prin găzduirea acestora pe un site reactualizat periodic cu accesul restricționat prin parolă și după analizarea datelor se pot transmite avertizări despre perturbații (prin e-mail, fax etc.). Pentru vizualizarea informațiilor se poate folosi orice browser web.

2.6. Structura și modul de funcționare al unui sistem de monitorizare

2.6.1. Structura unui sistem de monitorizare

Schema generală a unui sistem de monitorizare local este prezentată în figura 2.10 [25].

Monitorizarea se realizează în mai mulți pași. La primul pas, în schemă se observă un instrument de monitorizare (aparat dedicat), însoțit de un traductor, urmat de circuite de condiționare a tensiunii și a curentului de intrare, prin care se poate asigura amplificarea sau divizarea semnalelor (de obicei, tensiunea și curentul de intrare au valori ridicate), filtrare, izolare galvanică pentru protejarea etajelor următoare, conversie curent-tensiune etc. Apoi urmează conversia numerică a semnalelor folosind convertoare analog numerice, caracterizată printr-o anumită frecvență de eșantionare și rezoluție.

La pasul doi, pentru detectarea evenimentelor este recomandată calcularea și folosirea valorii efective și nu utilizarea eșantioanelor semnalelor discrete achiziționate, deoarece acestea au frecvența de 50 Hz (de unde rezultă o perioadă de 0,02 s) și pentru un anumit prag impus într-o secundă (presupunând că perturbația durează cel puțin o secundă), se vor detecta 100 de evenimente. Numai la depășirea pragului de detecție se calculează și se stochează anumiți indicatori, unele sisteme de monitorizare înregistrează și forma de undă pentru analiză ulterioară și calcularea unor indicatori suplimentari.

Pentru variații, se calculează valoarea efectivă a tensiunii, frecvența și spectrul prin medieri pe 10 sau 12 cicluri, 150 sau 180 cicluri, 10 minute sau 2 ore (conform standardului IEC 61000-4-30). Uneori se folosesc ferestre de lungimi diferite, iar spectrul se calculează folosind un ciclu o dată la 5 minute.

În final, suplimentar se mai calculează alte statistici pe perioade de timp mai lungi folosind datele din toate locațiile monitorizate (de exemplu, numărul de evenimente pe locație pe an).

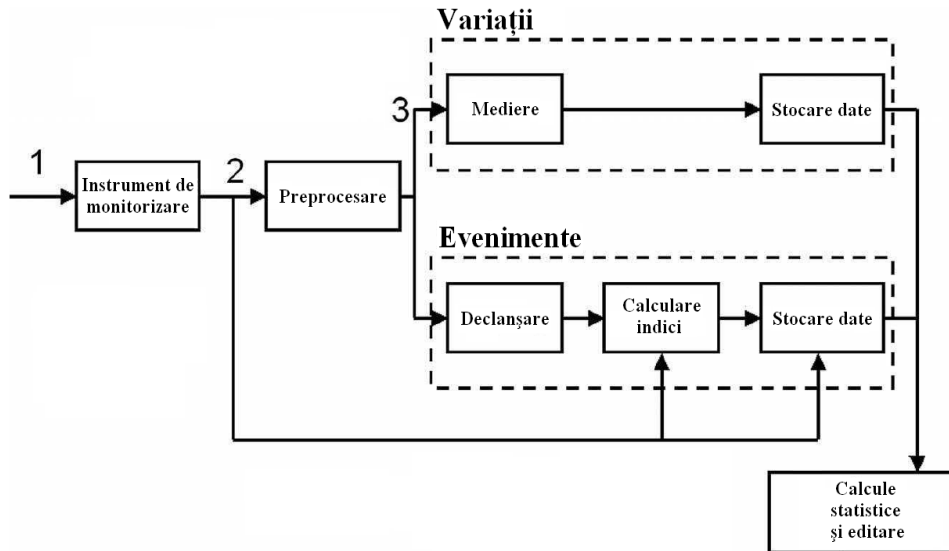


Fig. 2.10. Schema generală a unui sistem de monitorizare local

Părțile componente ale unui sistem de monitorizare care dispune de conexiune Internet sau intranet sunt următoarele (fig. 2.11):

- instrumente de monitorizare;
- calculatoare pentru descărcarea datelor achiziționate;
- server;
- conexiune la Internet sau intranet.

De regulă, plasarea instrumentelor și prelucrarea datelor obținute de la sistemele de monitorizare se realizează în locații fizice diferite folosind sisteme distribuite, astfel furnizorii de energie pot observa de la distanță calitatea energiei de la consumatori, iar consumatorii pot accesa baza de date achiziționate.

Datele achiziționate de la instrumentele de monitorizare sunt descărcate periodic spre câteva calculatoare. Numărul acestora poate varia în funcție de complexitatea aplicației, la fiecare calculator se poate interconecta un anumit număr de instrumente.

Server-ul trebuie să fie un calculator performant, cu o capacitate de stocare a datelor suficient de mare și este utilizat pentru a controla, prin intermediul interfeței grafice cu utilizatorul (GUI), celelalte calculatoare, la stocarea datelor achiziționate de pe calculatoare într-o bază de date, realizarea interconectării la Internet sau intranet, pentru urmărirea în timp real a stării sistemului de alimentare (variații, tendințe, informații despre evenimente etc.), calcule statistice (de exemplu, predicția apariției unor evenimente), identificarea cauzelor producerii unui eveniment și a locației etc.

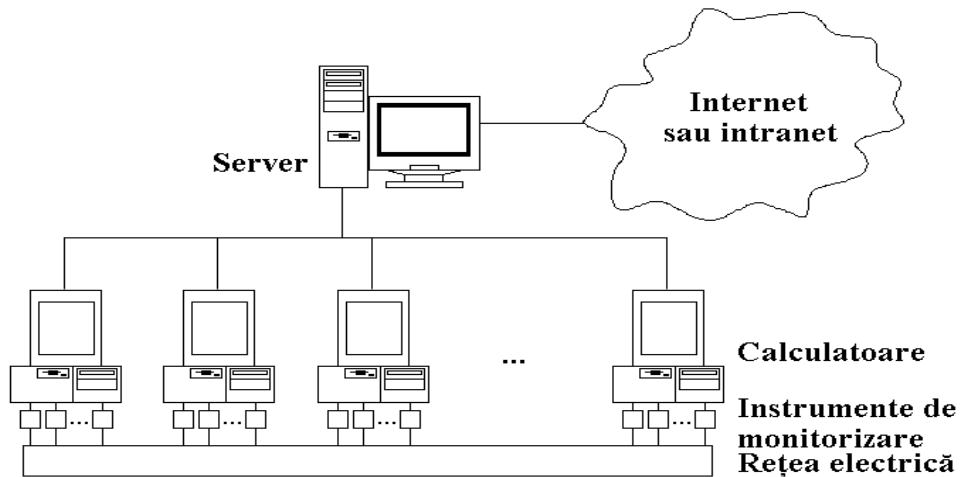


Fig. 2.11. Părțile componente ale unui sistem de monitorizare

Conexiunea la Internet permite accesul facil al persoanelor interesate la datele obținute în urma monitorizării folosind:

- un calculator interconectat la Internet care dispune de un browser;
- adresa URL a site-ului unde sunt găzduite datele;
- un nume de utilizator și o parolă.

La accesarea site-ului, pentru securitatea datelor, trebuie ca utilizatorii să aibă numai permisiune de citire a datelor.

Folosind sistemul de prelucrare numerică, se stochează informațiile achiziționate într-o bază de date, acestea sunt evaluate, vizualizate și se generează rapoarte, semnalizări și alarmări.

2.6.2. Structura bazei de date

Un model al bazei de date folosită la stocarea datelor este prezentat în continuare [46]; el se bazează, conform schemei din fig. 2.12, pe următoarele elemente:

- locația de monitorizare;
- măsurare;
- eveniment.

Locația de monitorizare este locația unde se realizează monitorizarea și atributele sale sunt: un cod de identificare, o descriere și starea (activă sau inactivă).

Blocul *Măsurare* descrie o măsurare efectuată într-o anumită locație, atributele sale fiind: un cod de identificare, data și timpul de start și stop, parametrii de configurare (frecvența de eșantionare, fazele, mărimile măsurate), numărul de perturbații detectate și diverse statistici.

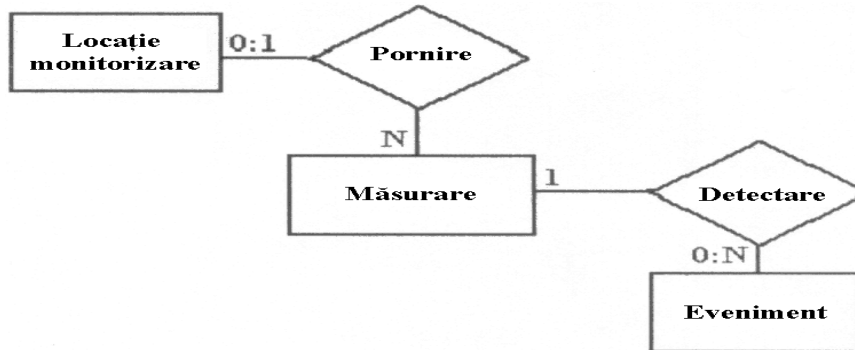


Fig. 2.12. Modelul bazei de date

Evenimentul descrie o perturbație în cursul unei măsurări și are următoarele atribute: faza (pe care s-a detectat perturbația), mărimea măsurată (poate fi tensiune sau curent), data și timpul când a apărut evenimentul, tipul evenimentului detectat, amplitudinea, durata sau frecvența, eșantioanele perturbației.

Modelul funcționează astfel: la pornirea sistemului de monitorizare, se realizează o legătură între elementele locație de monitorizare și măsurare, adică se stabilește locația unde se va face măsurarea, după aceea urmează detectarea, când se realizează o legătură între elementele măsurare și eveniment, prin care se obțin date despre evenimentele din cursul măsurării.

2.6.3. Interfața cu utilizatorul

Interfața cu utilizatorul trebuie să permită configurarea sistemului și accesul facil la informațiile dorite, posibilitatea de a deschide documente multiple (Multiple Document Interface), folosind ferestre pentru:

- selectarea locației dorite pentru începerea sau oprirea unei măsurări;
- o fereastră conținând lista măsurărilor, aranjate pe linii, cu informații despre aceasta;
- câte o fereastră pentru fiecare măsurare aflată în curs de desfășurare, conținând pe linii evenimentele petrecute;
- ferestre pentru vizualizarea detaliată a evenimentelor;
- ferestre pentru analize statistice.

2.7. Tipuri de monitorizări

Monitorizările se clasifică în două categorii [245]:

- reactive;
- proactive.

La prima categorie, în cazul apariției unei probleme de alimentare cu energie electrică, se încearcă caracterizarea acesteia după ce s-a produs evenimentul, prin instalarea de echipament de monitorizare, în speranța că la o nouă repetare se pot obține date despre acesta. Dezavantajul abordării este că evenimentul se poate repeta din nou fără a putea fi evitat, situație inacceptabilă într-un sistem care trebuie să funcționeze continuu. Aceasta este varianta tradițională caracterizată prin:

- abordare după producerea evenimentului;
- posibilitatea repetării evenimentului;
- în general, se folosesc instrumente portabile.

Pentru a elimina dezavantajul anterior trebuie să se cunoască când apare o problemă care poate conduce la producerea unui eveniment înainte de producerea acestuia. A doua categorie se ocupă, cu această abordare, de identificarea condițiilor care pot cauza evenimentele prin:

- sisteme de monitorizare instalate permanent;
- anticiparea evenimentelor, sistemele de monitorizare trebuie să fie în funcțiune (on-line), când apar probleme;
- monitorizarea variațiilor consumatorului;
- întreținere preventivă, identificarea deteriorărilor echipamentului.

2.8. Evoluția instrumentelor de monitorizare

Evoluția instrumentelor se datorează evoluției tehnologiilor, primele instrumente erau capabile să afișeze informația numai în mod text, în prezent acestea achiziționează cantități mari de date (folosind frecvențe de eșantionare ridicate și memorii de dimensiuni mari), afișează informația în mod grafic și analizează forme de undă complexe. Unele dintre acestea permit:

- definirea de către utilizator a unor praguri pentru detectarea evenimentelor tranzitorii, fixarea unui prag prea mic conduce la umplerea rapidă a memoriei, iar un prag prea mare poate avea, ca și consecință, pierderea de informații; soluția este utilizarea unui prag adaptat în funcție de perturbațiile care pot să apară;
- mărirea frecvenței de eșantionare la apariția unei perturbații;
- transferul datelor spre un calculator pentru stocare și prelucrare ulterioară.

Primul aparat pentru monitorizarea calității energiei electrice a fost realizat în 1976 de firma americană Dranetz (se numea analizor de perturbații 606) și permitea afișarea numai în mod text a informațiilor [245].

A doua generație de instrumente, apărută în 1984, permitea tipărirea de reprezentări grafice ale formelor de undă monitorizate (firma Dranetz a realizat modelul BMI 4800).

La sfârșitul anilor '80 apare a treia generație la care tendințele au fost creșterea detaliilor reprezentărilor grafice și mărirea numărului de canale. Aceste aparate dispuneau de frecvențe de eșantionare ridicate și puteau achiziționa megabiți de date în câteva milisecunde. O consecință a fost supraîncărcarea cu informații.

Anii '90 sunt marcați de apariția celei de a patra generații, capabilă să transforme datele achiziționate în informații prin clasificare, la un preț mai mic de jumătate decât cel al aparatelor din generația anterioară (un exemplu de aparat realizat de firma Dranetz în cadrul acestei generații este modelul PowerGuide 4400).

A cincea generație este pe cale să apară și se dorește obținerea unor instrumente capabile să transforme informațiile în răspunsuri cu ajutorul inteligenței artificiale care să scutească utilizatorul de timpul necesar analizării datelor obținute în urma monitorizării.

În domeniul instrumentelor portabile de monitorizare, acum zece ani, au apărut aparate mai complexe care puteau monitoriza mai mulți parametri, în consecință, nu este necesar câte un aparat pentru fiecare parametru monitorizat.

Instrumentele de monitorizare complexe presupun un cost de achiziție mai

ridicat și permit, inclusiv, identificarea sursei sau surselor de perturbații, folosind informațiile detaliate achiziționate, spre deosebire de variantele mai simple care furnizează informații mai reduse care se pot utiliza numai la depistarea problemelor de alimentare, nu și la identificarea sursei sau surselor.

Domeniile de intrare tipice (exprimate în funcție de valorile efective), ale instrumentelor de monitorizare actuale, prezintă domenii de intrare de ± 600 V pentru tensiune și ± 5 A pentru curent, folosind traductoare, iar convertoarele analog numerice trebuie să aibă între 16 și 20 de biți pentru a se asigura o rezoluție bună [116].

La selectarea instrumentelor de monitorizare trebuie luați în considerare următorii factori:

- posibilitatea de salvare a datelor colectate chiar și atunci când alimentarea se întrerupe;
- izolarea;
- frecvența de eșantionare, trebuie să fie suficient de mare pentru măsurarea valorii efective și achiziția tuturor categoriilor de perturbații pentru care se va efectua monitorizarea;
- să fie ușor de utilizat, setat și programat;
- la procesarea de date, cantitatea de date care se pot stoca;
- comunicații, să suporte comunicație prin protocoalele TCP/IP.

Îmbunătățirile de la o generație la alta au fost: creșterea performanțelor, ușurința în exploatare și scăderea prețurilor. Aceste tendințe se mențin și pentru viitor. Ca urmare, instrumentele de monitorizare au devenit accesibile și consumatorilor, ele nu mai sunt utilizate numai de producătorii de energie electrică.

2.9. Instrumentația virtuală

Conceptul de *instrumentație virtuală* (IV) a fost introdus de firma National Instruments (NI) în anul 1986, prin lansarea pe piață a mediului de programare LabVIEW (Laboratory Virtual Instrument Engineering Workbench), care se bazează pe limbajul de programare grafică G. La acesta, pentru realizarea unui program, se folosesc simboluri grafice în locul liniilor de text utilizate în limbajele de generații mai vechi (de exemplu C, Visual C, Pascal etc.); ca urmare, pentru realizarea sau modificarea unui program nu mai este nevoie de un programator profesionist, dezvoltarea acestuia necesită un timp mai redus și poate fi înțeles și de un non-programator.

Apariția instrumentației virtuale este strâns legată de apariția calculatoarelor personale acum douăzeci și cinci de ani și a condus la o revoluție a instrumentației de măsurare. Folosind calculatoare, aplicații software, plăci de achiziție și drivere pentru acestea, se pot realiza sisteme de măsurare cu arhitecturi deschise (permit dezvoltări ulterioare), bazate pe software cu funcții definite de utilizator, care pot înlocui instrumentele tradiționale, unde accentul se pune pe hardware, funcțiile acestora fiind definite de producător.

Instrumentele virtuale se bazează pe calculatoarele personale (PC - Personal Computer), în consecință, beneficiază de performanțele noilor tehnologii încorporate de acestea: procesoare puternice, sisteme de operare de ultimă generație, posibilitatea interconectării la Internet.

Cu ajutorul instrumentației virtuale, datorită flexibilității acesteia și simplificării procesului de programare, se scurtează timpul necesar pentru fiecare etapă în cadrul dezvoltării de noi produse, prin efectuarea de simulări și măsurări.

În prezent, majoritatea calculatoarelor dispun de un port Ethernet și sistemele de operare au incluse protocoalele TCP/IP (Transfer Control Protocol/Internet Protocol), astfel încât calculatoarele pot fi interconectate în rețele și la Internet. Acest lucru este realizabil și pentru instrumentație.

Instrumentele virtuale sunt foarte *flexibile*, funcțiile lor sunt stabilite de utilizator și pot fi extinse sau modificate în funcție de necesitățile sale prin software, spre deosebire de instrumentația tradițională (multimetre, osciloscoape etc.), unde funcțiile sunt stabilite de producător prin structura hardware a instrumentului și nu pot fi modificate.

Flexibilitatea instrumentelor virtuale se datorează software-ului, acesta este principala componentă, prin care se pot implementa funcțiile dorite pentru o anumită aplicație, o interfață grafică prietenoasă cu utilizatorul și ușor de utilizat (panoul frontal virtual), prin care se controlează achiziția datelor, prelucrarea adaptabilă în funcție de nivelul semnalelor achiziționate (capacitatea de luare a unor decizii), stocarea datelor și modul de prezentare a rezultatelor.

O altă caracteristică a IV-urilor care scoate în evidență flexibilitatea, este *modularitatea*. La realizarea aplicațiilor complexe este necesară o divizare pe module care sunt mai ușor de controlat și testat. Se poate realiza câte un instrument virtual pentru implementarea fiecărui modul și după testări, se pot conecta toate împreună pentru a obține aplicația dorită.

Pe de altă parte, pentru obținerea unor instrumente tradiționale cu performanțe ridicate, sunt necesare tehnologii speciale și componente de calitate superioară, consecința fiind prețurile mai ridicate pentru dezvoltare și întreținere în comparație cu instrumentația virtuală, unde și timpul de dezvoltare a unei aplicații este mai redus.

Durata de viață a unui instrument tradițional este de aproximativ 5-10 ani, în timp ce a unui instrument virtual este de 1-2 ani, adaptarea la noile tehnologii fiind mai rapidă datorită utilizării calculatoarelor, evoluția tehnologiilor încorporate de acestea fiind foarte rapidă.

2.10. Concluzii

Dezvoltarea electronicii și telecomunicațiilor din ultimele decenii a condus și la apariția de dispozitive mai sensibile la perturbațiile electromagnetice din rețeaua de alimentare sau din mediul ambiant și în consecință, la înmulțirea problemelor de compatibilitate electromagnetică și a celor legate de calitatea energiei electrice. Studiarea acestor fenomene, marcată de creșterea semnificativă a numărului de articole din aceste domenii, a condus la descrierea lor mai clară decât în trecut, stabilirea unei terminologii și la elaborarea unor standarde specifice în vederea prevenirii apariției acestor probleme. S-a studiat inclusiv impactul economic din industrie și servicii. Deși estimările făcute sunt afectate de incertitudini legate de cunoașterea valorilor anumitor parametri, pierderile economice anuale sunt semnificative (ca ordin de mărime este vorba de zeci de miliarde de euro sau dolari anual) și comparabile, atât în țările europene cât și în U.S.A.

Sistemele de monitorizare a perturbațiilor din rețeaua de alimentare instalate permanent, reprezintă o unealtă indispensabilă pentru eliminarea acestor probleme. Pentru dezvoltarea lor, s-au stabilit o serie de cerințe hardware și software plecând de la care a rezultat o anumită structură de bază pentru aceste sisteme.

Evoluția instrumentației de monitorizare a dus la apariția unor generații de instrumente tot mai performante și mai complexe, capabile să analizeze cantități importante de date, care pot fi integrate în sistemele de monitorizare. Apariția instrumentației virtuale a fost un pas important înainte, datorită flexibilității acestora bazată pe posibilitatea dezvoltării de funcții noi pentru instrumente, în comparație cu instrumentația tradițională.

3. CLASIFICAREA PERTURBAȚIILOR ELECTROMAGNETICE DIN SISTEML DE ALIMENTARE CU ENERGIE ELECTRICĂ

3.1. Introducere

Clasificarea pe categorii și subcategorii a perturbațiilor și stabilirea unui set de definiții este utilă la proiectarea instrumentelor de monitorizare, iar informațiile obținute în urma monitorizărilor de diverse organizații, pot fi partajate și comparate pe baza aceluiași definiții.

Există o varietate largă de tipuri de perturbații electromagnetice care pot să apară în rețeaua de alimentare cu energie electrică, fiecare cu propriile caracteristici. Clasificarea pe categorii este prezentată după cum urmează: fenomene tranzitorii, variații de scurtă durată, variații de lungă durată, nesimetria sistemului de tensiuni, variații de frecvență și flicker.

Standardul IEEE 1159-1995 – Recomandări pentru monitorizarea calității energiei electrice, stabilește clasificarea și definirea fenomenelor care pot să afecteze calitatea alimentării. O sinteză [1], [16], [27], [57], [65], [95], [145] a principalelor categorii de perturbații și a caracteristicilor acestora (amplitudinea tensiunii, durată, spectru și timp de creștere), este prezentată în tabelul 3.1 (notația *u.r.* semnifică mărimi raportate la valorile nominale). Clasificarea din tabel nu este unanim acceptată de toate țările. Există diferențe între SUA și Europa. Organismele internaționale din domeniu urmăresc armonizarea punctelor de vedere.

Figura 3.1 [25] descrie pragurile tipice și valorile duratelor utilizate la detectarea evenimentelor folosind clasificarea din tabelul 3.1.

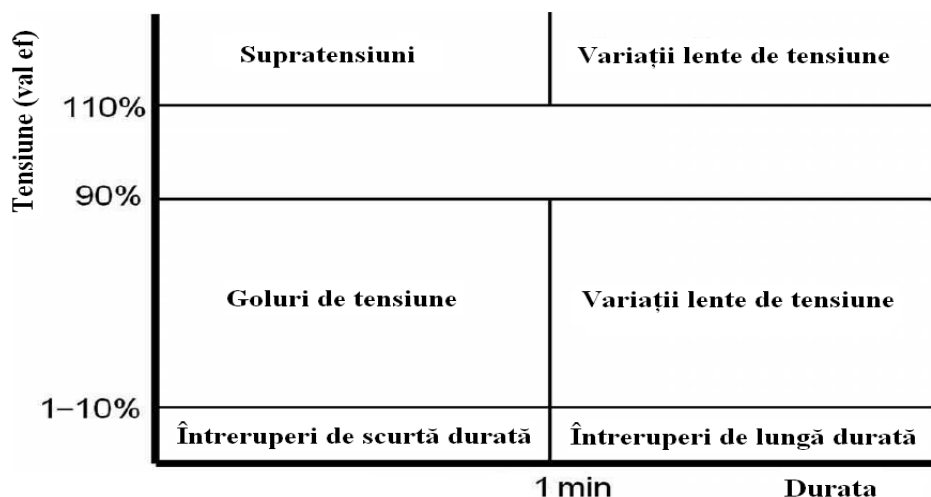


Fig.3.1. Praguri pentru detectia evenimentelor

Tabelul 3.1. Categoriile și caracteristicile perturbațiilor electromagnetice din rețeaua de alimentare

Categorie	Tip	Front/ Spectru	Durată	Valoare tipică a tensiunii
Fenomene tranzitorii	Impulsuri	Front ≤ 5 ns	50 ns	
		Front ≤ 1 μ s	50 ns...1 ms	
		Front $\leq 0,1$ ms	>1 ms	
	Oscilații	Joasă frecvență	<5 kHz	(0,3...50) ms
Medie frecvență		(5...500) kHz	20 μ s	(0...8) u.r.
Înaltă frecvență		(0,5...5) MHz	5 μ s	(0...4) u.r.
Variații de scurtă durată	Instantanee	Întreruperi	(10...600) ms	0,1 < u.r.
		Goluri de tensiune		(0,1...0,9) < u.r.
		Supratensiuni		(1,1...1,8) < u.r.
	Momentane	Întreruperi	(0,6...3) s	0,1 < u.r.
		Goluri de tensiune		(0,1...0,9) < u.r.
		Supratensiuni		(1,1...1,4) < u.r.
	Temporare	Întreruperi	(3...60) s	0,1 < u.r.
		Goluri de tensiune		(0,1...0,9) < u.r.
		Supratensiuni		(1,1...1,2) < u.r.
Variații de lungă durată	Întreruperi		>1 minut	0 u.r.
	Variații lente de tensiune		>1 minut	(0,8...1,2) u.r.
Nesimetria sistemului de tensiuni			Regim permanent	(0,5...2)%
Regim deformant	Componentă continuă		Regim permanent	(0...0,1)%
	Armonici	n=1...100	Regim permanent	(0...20)%
	Interarmonici	(0...6) kHz	Regim permanent	(0...2)%
	Zgomot	Bandă largă	Regim permanent	(0...1)%
Variația frecvenței			< 10 s	
Flicker		<25 Hz	Intermitent	(0,1...7)%

3.1.1. Fenomene tranzitorii

Fenomenele tranzitorii reprezintă variații rapide ale tensiunii, curentului sau ale ambelor și se clasifică în două tipuri: *impulsuri biexponențiale* (fig.3.2.a), respectiv *sinus amortizat* (fig.3.2.b).

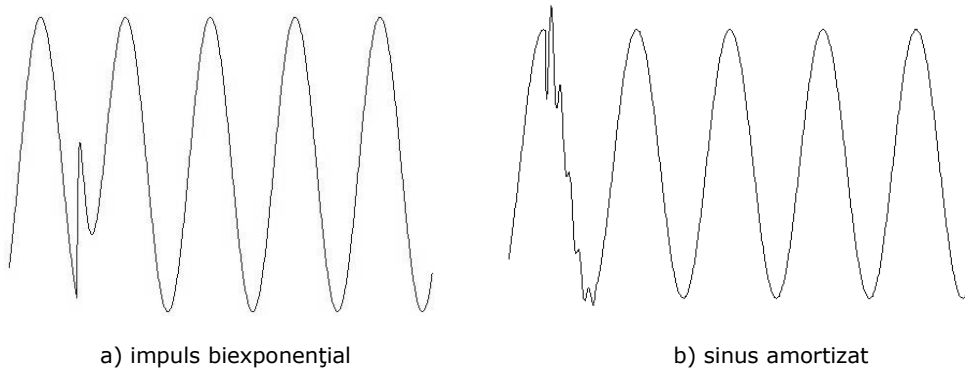


Fig.3.2. Semnale perturbate cu fenomene tranzitorii

Impulsurile biexponențiale prezintă fronturi de creștere și de cădere exponențiale și se caracterizează prin amplitudine, timp de creștere (timpul în care semnalul variază de la 10% la 90% din amplitudine) și durată (timpul în care semnalul este mai mare decât $\frac{1}{2}$ din amplitudine). Se mai poate observa și spectrul.

Perturbațiile de tip sinus amortizat se caracterizează prin timpul de creștere corespunzător primului vârf, durată și frecvența predominantă din spectru, în funcție de care se realizează o clasificare în următoarele subcategorii: înaltă frecvență (>500 kHz), medie frecvență (5-500 kHz), joasă frecvență (0,3-5 kHz) și foarte joasă frecvență (<300 Hz).

Cauzele tipice pentru generarea perturbațiilor tranzitorii descrise anterior sunt: trăznetele, scurtcircuite, arderea siguranțelor, conectarea și deconectarea unor consumatori (de exemplu, conectarea bateriilor de condensatoare conduce la producerea de perturbații de tip sinus amortizat).

Această categorie de perturbații se caracterizează prin durate scurte, amplitudine ridicată (de ordinul kV-ilor) și pantă de creștere foarte mare, de asemenea, reprezintă categoria de perturbații cea mai dificilă de detectat deoarece pentru a achiziționa astfel de semnale, cerințele pentru placa de achiziție de date sunt circuite de bandă largă și frecvențe de eșantionare ridicate, ca urmare, rezultă cantități de date achiziționate importante.

Pierderile economice rezultate pot să fie instantanee, atunci când este deteriorată instalația electrică, aparate, sau se pierd fișiere în urma distrugerii unui calculator, sau progresive, la apariția unui eveniment se produce o deteriorare redusă care prin repetare conduce la deteriorarea totală.

3.1.2. Variații de scurtă durată și de lungă durată

Variațiile de scurtă durată se împart în: goluri de tensiune (fig.3.3.a), supratensiuni (fig.3.3.b) și întreruperi (fig.3.3.c). Fiecare categorie se divide după durată în trei subcategorii: instantanee, momentane și temporare. Prima categorie se caracterizează prin durată, iar ultimele două prin variația valorii efective în timp, amplitudine și durată.

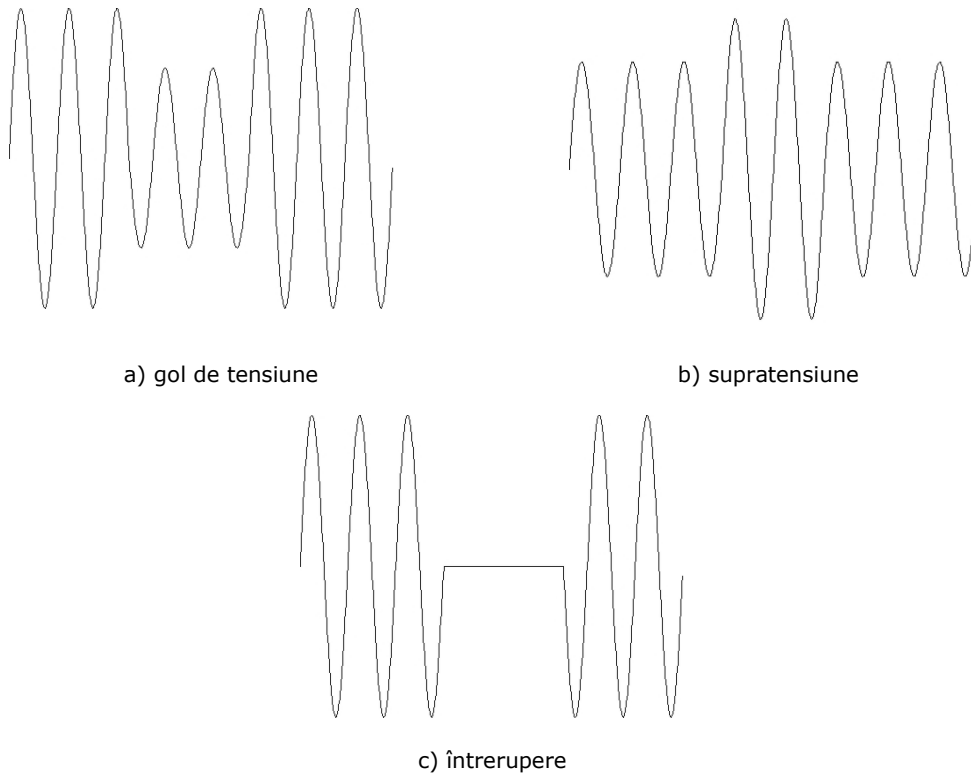


Fig.3.3. Semnale perturbate cu variații de scurtă durată

Principalele cauze pentru întreruperi și goluri de tensiune sunt funcționarea lentă a sistemelor automate de protecție la apariția defectelor în rețea, defecțiuni ale sistemului de alimentare, conectarea/deconectarea consumatorilor mari și supraîncărcarea circuitelor, iar pentru supratensiuni se adaugă suplimentar trăsnetele.

Câteva exemple care descriu efectele variațiilor de tensiune asupra echipamentelor sunt prezentate după cum urmează. Supratensiunile afectează izolația cablurilor și echipamentele (dar de obicei nesemnificativ), măresc cuplul motoarelor inductive și curenții de pornire care măresc la rândul lor golul de tensiune pentru sarcinile din vecinătate, durata de viață a lămpilor incandescente este redusă, lămpile fluorescente sunt mai puțin afectate, măresc curenții de magnetizare ai transformatoarelor și, în consecință, se măresc distorsiunile formei

de undă. Golurile de tensiune reduc cuplul motoarelor de inducție și temperatura va crește la încărcare maximă, scade iluminarea lămpilor fluorescente, echipamentele electronice prezintă o creștere a curentului care conduce la pierderi și durata de viață este redusă.

După forma de undă [112] golurile de tensiune (fig. 3.4), pot să fie dreptunghiulare (când tensiunea este constantă), exponențiale (goluri cu fronturi exponențiale) și complexe (când tensiunea variază în trepte).

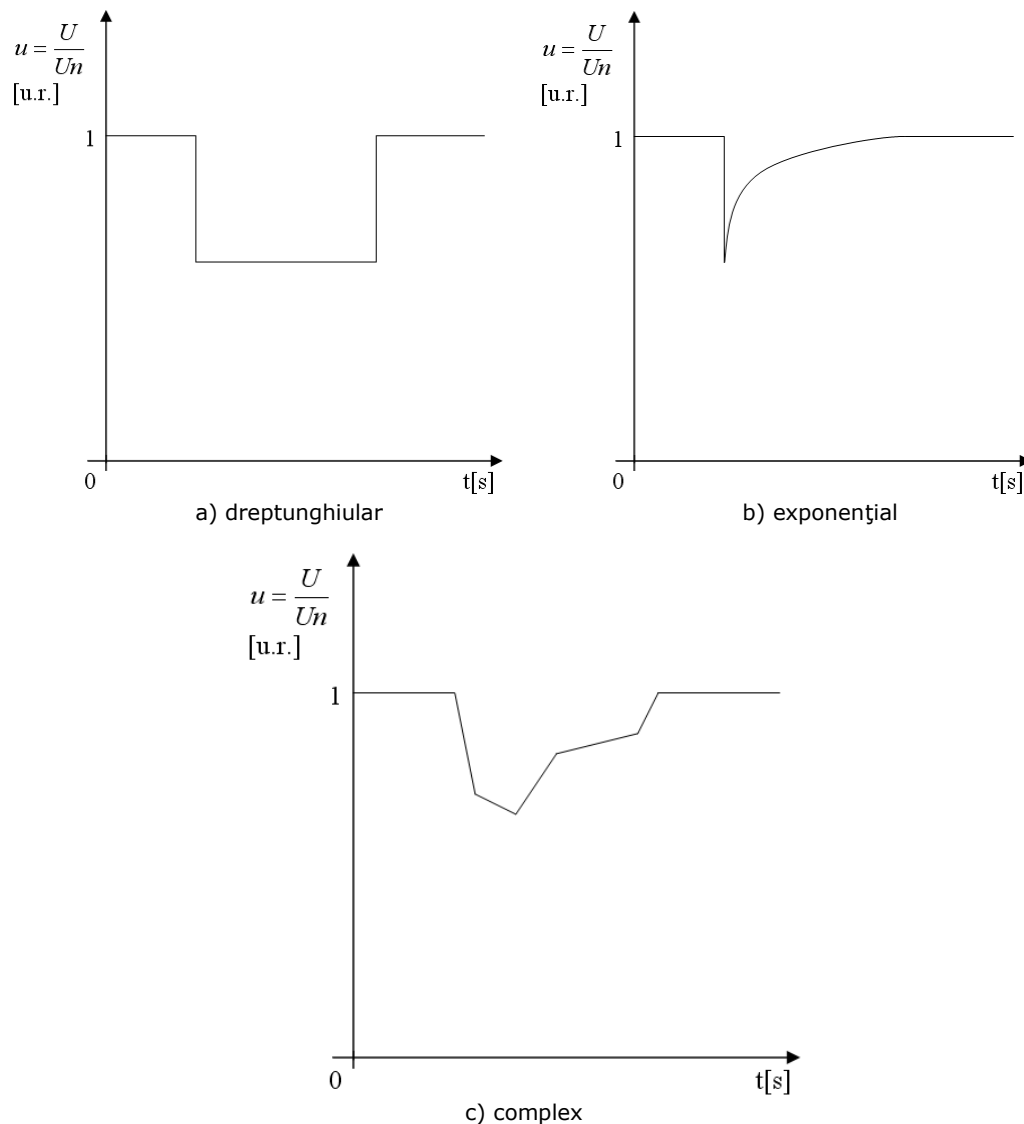


Fig.3.4. Goluri de tensiune

Caracteristicile unui gol de tensiune sunt prezentate în figura 3.5 [17].

Adâncimea golului se calculează ca și diferența dintre tensiunea de referință și tensiunea reziduală.

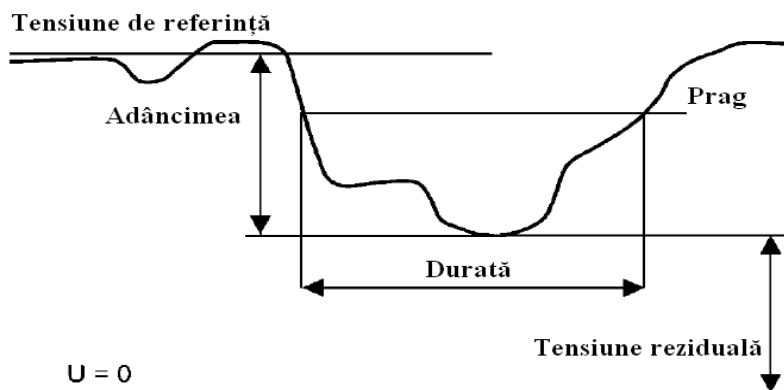


Fig.3.5. Caracteristici gol de tensiune

Tabelul următor [192] prezintă rezultatele unor studii efectuate de mai multe organizații: Institutul Norvegian de Cercetări (EFI) și Comitetul de Studii pentru Rețeaua de Distribuție (DISPID) al UNIPED (Union Internationale des Producteurs et Distributeurs d'Énergie Électrique).

Tabelul 3.2. Comparație între diverse studii despre goluri de tensiune.

Studiul	<1 s	<70% din tensiunea remanentă și <1 s	<40% din tensiunea remanentă și <1s
EPRI DPQ	93%	26%	8%
EFI	84%	25%	12%
DISDIP	94%	36%	17%

Prima coloană din tabel conține informații obținute din datele analizate în urma celor 3 studii despre evenimente cu durata mai mică de o secundă, iar următoarele două coloane descriu două subcategorii ale acestor evenimente în care se ține cont suplimentar pe lângă durată și de variația tensiunii remanente (fig. 3.4), de până la 70% pentru coloana a doua și respectiv 40% pentru coloana a treia.

Se observă că cele mai numeroase evenimente au durata mai mică de o secundă. Dacă se utilizează o strategie de realizare a unor echipamente care să rămână funcționale la evenimente cu tensiune remanentă de 40 % și durata mai mică de 1 s se evită cea mai mare parte dintre întreruperi și numai între 8-17% dintre evenimente pot crea probleme de funcționare.

Variațiile de lungă durată au durate mai mari de un minut și pot să fie: întreruperi și variații lente de tensiune. Se caracterizează la fel ca și variațiile de scurtă durată prin variația valorii efective în timp, amplitudine și durată.

Întreruperile permanente de lungă durată sunt cauza unor defecte care necesită intervenția personalului specializat pentru remediere.

3.1.3. Nesimetria sistemului de tensiuni

Nesimetria sistemului de tensiuni, apare atunci când valorile efective ale tensiunilor fazelor sau unghiul dintre fazele consecutive sunt diferite.

Un sistem electric trifazat se numește simetric [50] atunci când sunt îndeplinite următoarele două condiții: tensiunile de pe cele trei faze și curenții corespunzători au amplitudini egale și sunt defazate la 120 de grade una față de cealaltă.

Cauza cea mai frecventă de apariție a nesimetriei este dezechilibrul sarcinilor. Sarcinile diferite conduc la curenți diferiți pe faze care cauzează tensiuni diferite.

Efecte: la motoarele asincrone scade cuplul și se supraîncălzesc, la transformatoare apar pierderi suplimentare, la convertoarele electronice (din sursele de alimentare ale calculatoarelor, sisteme de iluminare eficientă etc.) pot să apară armonici suplimentare.

Nesimetria afectează în special sistemele de distribuție de joasă tensiune, iar pentru limitare se folosesc diverse tipuri de circuite.

3.1.4. Regim deformant

Regimul deformant se referă la abaterea formei de undă față de forma de undă sinusoidală ideală datorită următoarelor tipuri de distorsiuni: componentă continuă, armonici, interarmonici, comutarea dispozitivelor electronice de putere polifazate, zgomot.

Prezența unei componente continue, tensiune sau curent, în rețeaua de alimentare cu tensiune alternativă, se poate datora unei perturbații geomagnetice, pornirii sau opririi unui motor sincron, redresare monoalternanță, sursă de alimentare în comutație.

Armonicile sunt semnale ale căror frecvențe sunt multipli întregi ai frecvenței utilizate în sistemele de alimentare, iar la interarmonici frecvențele acestora nu îndeplinesc condiția anterioară, adică nu sunt multipli întregi ai frecvenței utilizate în sistemele de alimentare.

Armonicile și interarmonicile (fig. 3.6) sunt cauzate în general, de consumatorii cu sarcini neliniare: convertoare, surse de alimentare în comutație (de la televizoare, calculatoare etc.), motoare, tuburi florescente etc. Se caracterizează prin spectrul de armonici, factorul de distorsiune, statistici.

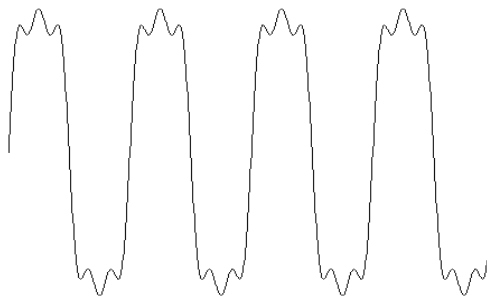


Fig.3.6. Semnal sinusoidal care conține armonicile 3 și 5

Efectele armonicilor [12] sunt următoarele: amplificarea nivelului de armonici prin rezonanță, scăderea eficienței generării, distribuției și utilizării energiei electrice, îmbătrânirea izolației componentelor electrice și în consecință, reducerea duratei de viață, funcționarea defectuoasă a unor dispozitive și echipamente, degradarea performanțelor sistemelor de telecomunicații.

Prin zgomot, în acest context, se înțelege orice semnal electric care produce modificări nedorite ale semnalului de alimentare cu energie electrică, nu poate fi clasificat ca și distorsiune armonică sau perturbație tranzitorie și are componente spectrale sub 200 kHz.

În unele clasificări mai apare suplimentar o subcategorie, perturbațiile datorate comutării dispozitivelor electronice de putere polifazate (în literatura de specialitate *notching* [15]), care constau în variații periodice ale tensiunii de polaritate opusă față de forma de undă a semnalului, peste care se suprapun (impulsuri de comutare), sub forma prezentată în figura 3.7.

Cauza principală este prezența dispozitivelor electronice de putere, cum ar fi redresoarele și invertoarele. Pe perioada comutării lor, apare un scurtcircuit momentan între faze.

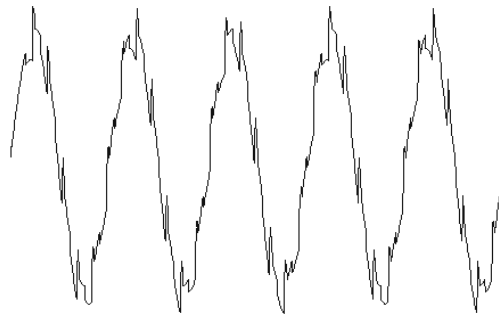


Fig.3.7. Notching

3.1.5. Variația frecvenței

Variația frecvenței rețelei constă în abateri de la valoarea nominală a frecvenței fundamentale în sistemul de alimentare (fig. 3.8). În rețelele de alimentare mari variația frecvenței este lentă datorită inerției acestora, dar în rețelele mici pot să apară variații rapide.

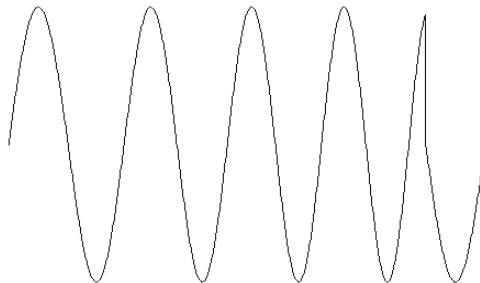


Fig.3.8. Semnal sinusoidal conținând o porțiune cu frecvență variabilă

Figura 3.9 [25] prezintă rezultatele monitorizării unui apartament rezidențial pe durata a 3 minute. Sunt reprezentate valoarea minimă ("+"), maximă ("x") și valoarea medie (cu cerculeț), măsurate la fiecare 3 secunde (adică 60 de puncte pentru fiecare). Frecvența maximă a fost 50,023 Hz, frecvența minimă 49,978 Hz iar valoarea medie corespunzătoare 50,0076 Hz (abaterea față de valoarea nominală este de 0,0076 Hz).

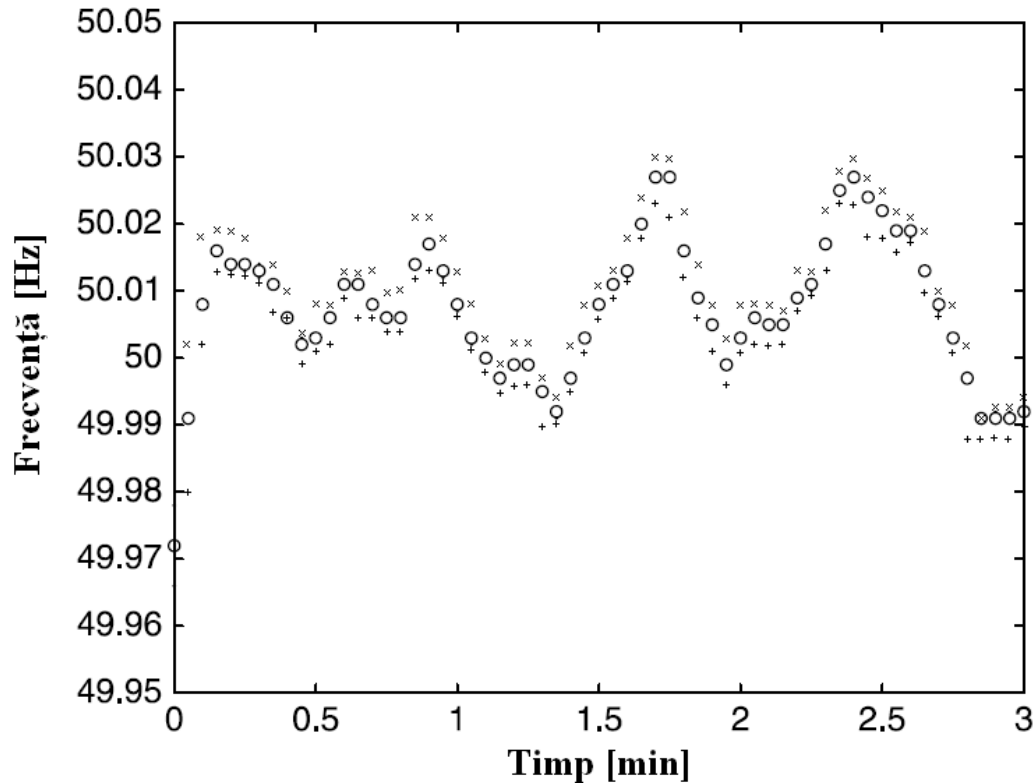


Fig.3.9. Variația frecvenței

În figura de mai sus datele sunt reprezentate la un anumit moment de timp prin grupuri verticale formate din câte 3 elemente, un punct pentru valoarea maximă a frecvenței măsurate la interval de 3 secunde, în partea superioară, altul pentru valoarea minimă, sub acesta, iar între ele se găsește un cerc care reprezintă valoarea medie.

Variațiile conduc la modificarea turației motoarelor electrice și implicit a puterii acestora, pot să afecteze echipamentele electronice sensibile. Sunt periculoase în special variațiile rapide. Se datorează dezechilibrului dintre energia produsă și consum sau unor defecțiuni în rețeaua de alimentare.

Un sistem de monitorizare trebuie să poată detecta variații rapide de frecvență.

3.1.6. Flicker-ul

Flicker-ul reprezintă fluctuații luminoase ale surselor de lumină cauzate de variații de joasă frecvență ale amplitudinii tensiunii de alimentare (fig. 3.10 [103]). Aceste variații de tensiune pot să fie sinusoidale (fig. 3.11 a) sau rectangulare (fig. 3.11 b). Se caracterizează prin variația amplitudinii, frecvența de apariție și frecvența de modulare.

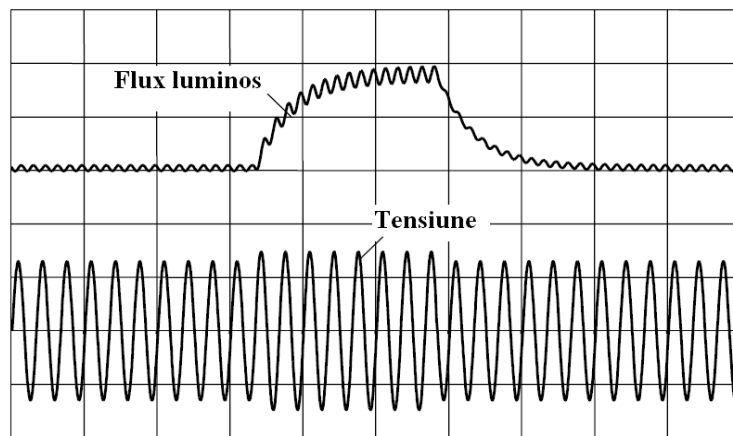


Fig.3.10. Variația fluxului luminos al unei lămpi cu incandescență datorată variației tensiunii

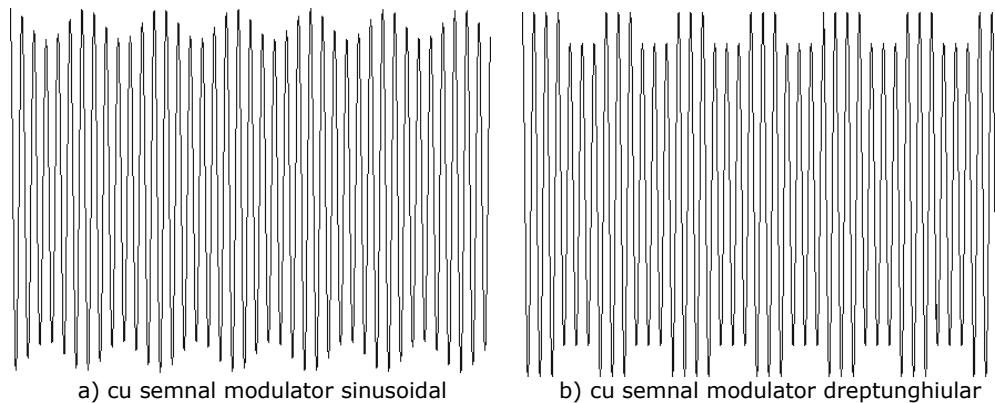


Fig.3.11. Tipuri de flicker

Efectul asupra oamenilor este cumulativ. Severitatea este apreciată în funcție de disconfortul cauzat vederii umane, flicker-ul de lungă durată cauzează oboseala ochilor, probleme de vedere (consecințele pot să fie reducerea nivelului de concentrare, reducerea calității muncii efectuate și accidente), sau chiar crize de epilepsie [112]. Funcționarea echipamentelor electronice sensibile este influențată negativ.

Acest fenomen este prezent de la începutul apariției sistemelor de distribuție a energiei electrice. Cauzele posibile sunt descrise în continuare: pornirea motoarelor electrice, cuptoarele cu arc electric din oțelării (rezistența variază neliniar în timpul procesului de topire), instalații de sudură, compresoare, boilere, macarale, lifturi, uneori interarmonici de joasă frecvență etc.

De obicei, principalul aspect urmărit în studiile electromagnetice, este efectul asupra echipamentelor, dar în cazul flicker-ului efectul asupra oamenilor are prioritate. Un dezavantaj este răspunsul individual la flicker, care este diferit de la o persoană la alta. Aceeași problemă se manifestă și pentru tipurile de surse de lumină: lămpile incandescente sunt mai sensibile la variațiile tensiunii de alimentare decât lămpile fluorescente.

Ansamblul ochi-creier percepe flicker-ul dacă frecvența acestuia este cuprinsă în intervalul de la 0,5 Hz la 25 Hz, iar sensibilitatea este funcție de frecvență. Frecvențele sub 0,5 Hz nu sunt deranjante. Frecvența maximă a flicker-ului depinde de iluminarea mediului și este în jur de 30 Hz. Dacă frecvența este mai ridicată de 30 Hz ansamblul ochi-creier nu mai sesizează flicker-ul. Ochiul uman este foarte sensibil la nivelul de iluminare, sunt detectate variații de sub 1% [242]. Figura 3.12 [25], prezintă pragul de percepție la flicker pentru variații sinusoidale și dreptunghiulare în conformitate cu standardul IEC 61000-4-15. În jurul vârfului sensibilității, la 8,8 Hz sunt percepute variații ale tensiunii de 0,2%. La variații dreptunghiulare răspunsul pentru frecvențe medii și înalte este similar cu acela pentru variații sinusoidale, dar inferior, iar pentru frecvențe joase este semnificativ mai redus.

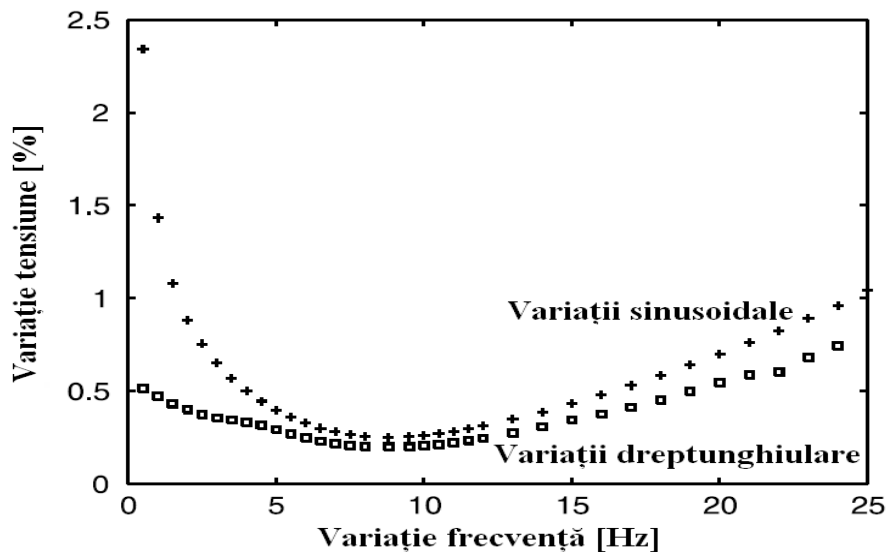


Fig.3.12. Praguri de percepție a flicker-ului

Standardul IEC1000-3 stabilește modul de testare la flicker al dispozitivelor și este complex deoarece încearcă să reducă variabila frecvență, amplitudinea, durata și răspunsul uman la un singur indicator. Dacă un dispozitiv trece testul, nu este garantat că el nu va cauza probleme în orice condiții, dar rezultatele obținute sunt utile pentru comparații cu alte dispozitive.

3.2. Curbele CBEMA, ITIC și SEMI

Pentru evaluarea efectelor variațiilor de tensiune în timp asupra echipamentelor se folosesc *curbe de acceptabilitate*, cele mai cunoscute sunt cele elaborate de organizațiile CBEMA, ITIC și SEMI, descrise în continuare. Acestea arată toleranța echipamentelor la toate categoriile de perturbații electromagnetice.

Organizația Computer and Business Equipment Manufacturers Association (CBEMA) a propus la începutul anilor '80 [40] curba CBMEA (figura 3.13) pentru a veni în ajutorul proiectanților de circuite de protecție pentru alimentarea cu energie electrică din domeniul IT. Variațiile de tensiune cuprinse în interiorul zonei determinată de cele două curbe din figură, nu trebuie să afecteze performanțele echipamentelor. Această curbă a devenit o referință standard.

Curba CBEMA a fost revizuită spre sfârșitul anilor '90 de către Information Technology Industry Council (ITIC), succesorul CBEMA și a rezultat curba ITIC (figura 3.14). O altă curbă și mai restrictivă a fost propusă în anul 2000 de către Semiconductor Equipment and Materials International (SEMI) și a fost revizuită în 2007 (figura 3.15) pentru a se apropia mai mult de prevederile standardelor IEC 61000-4-11 (adoptat ca standard CENELEC EN 61000-4-11 pentru Europa) și 61000-4-34 pentru încercarea la goluri de tensiune și la întreruperi de scurtă durată a echipamentelor care funcționează la curent electric sub 16 A și peste 16 A. Ea a fost concepută ca și normă de încercare pentru echipamentele utilizate în industria de semiconductoare, dar este aplicată și în alte industrii. Pentru curba SEMI s-au luat în considerare numai golurile de tensiune deoarece echipamentele producătorilor de dispozitive semiconductoare sunt vulnerabile, în special, la acest tip de perturbații [244].

În figurile 3.13, 3.14 și 3.15 axele x conțin durata în secunde și axele y conțin valoarea efectivă în procente față de tensiunea nominală. Variațiile tensiunii de alimentare cauzate de perturbații, cuprinse în interiorul anvelopelor, nu sunt periculoase pentru dispozitive electrice, dar dacă depășesc limita superioară, respectiv inferioară, pot produce pagube.

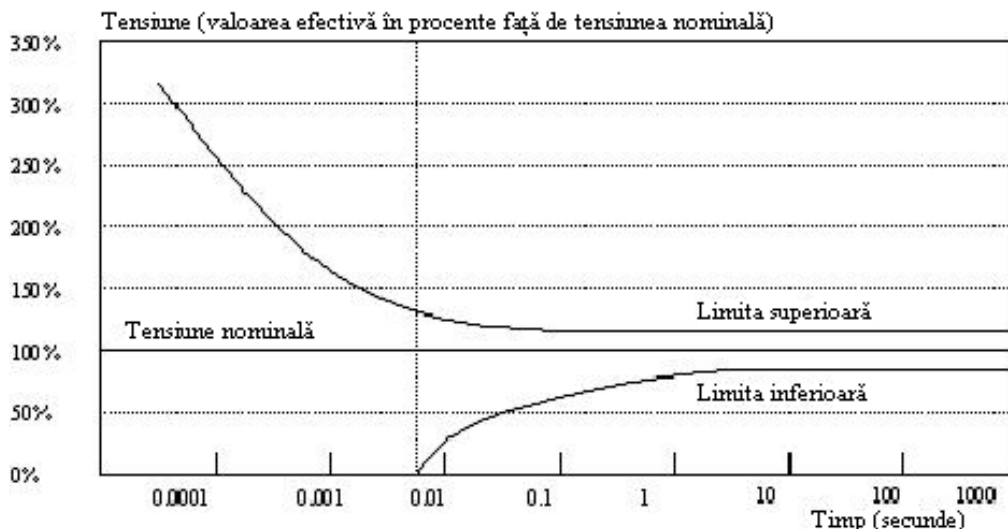


Fig.3.13. Curba CBEMA

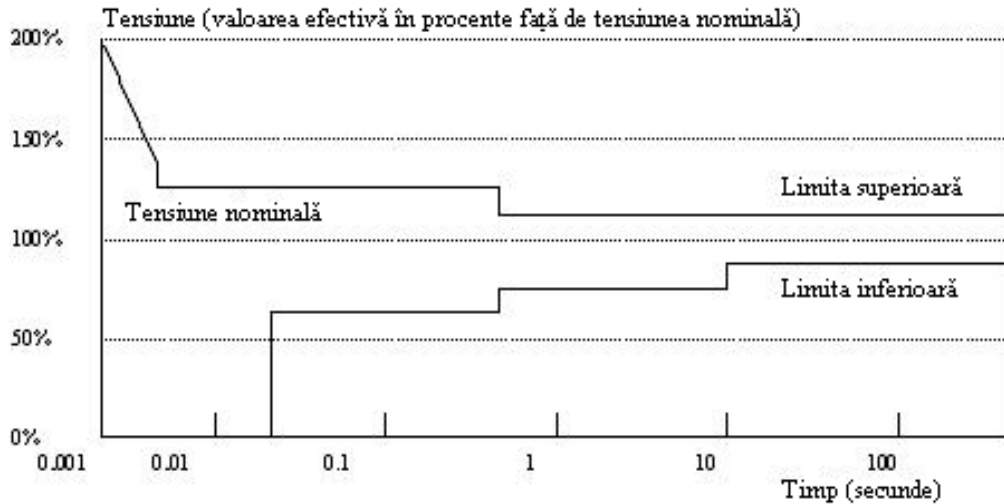


Fig.3.14. Curba ITIC

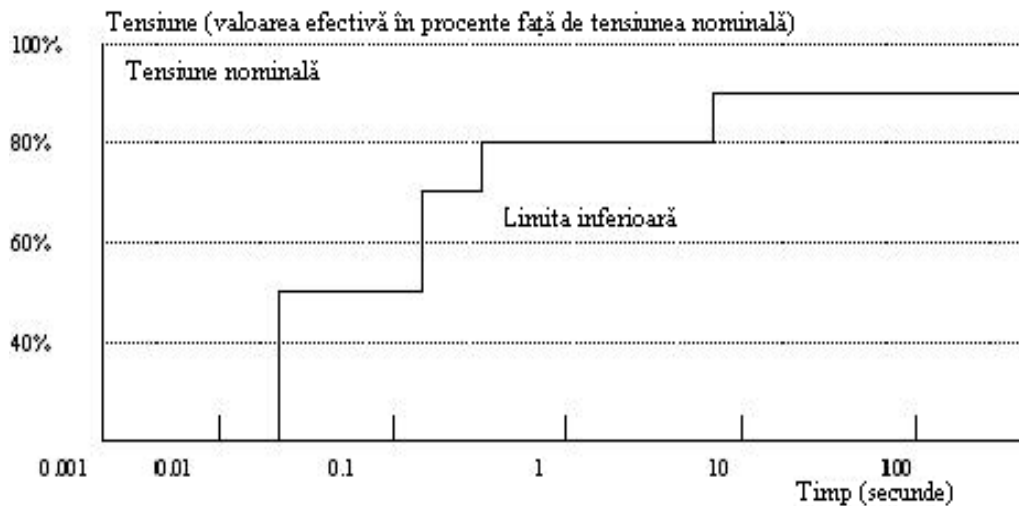


Fig.3.15. Curba SEMI

3.3. Indicatori de calitate ai energiei electrice

Indicatorii de calitate ai energiei electrice reprezintă caracteristici de apreciere a îndeplinirii cerințelor privind calitatea energiei electrice de către furnizori și consumatori [95].

Există două categorii de indicatori:

- primari, pentru caracterizarea în primul rând a furnizorilor și se referă la frecvență, amplitudinea tensiunii de alimentare, supratensiuni temporare și tranzitorii, goluri de tensiune;
- secundari, influențați de perturbațiile consumatorilor, care se referă la armonici și interarmonici, fluctuații rapide de tensiune (flicker), nesimetrii.

3.3.1. Indicatori ai abaterilor de frecvență

Frecvența nominală în sistemele electroenergetice din Europa și din majoritatea statelor din Asia este de 50 Hz, respectiv de 60 Hz, în majoritatea țărilor de pe continentul american și în Japonia.

La furnizarea energiei electrice se acceptă abateri de frecvență de cel mult $\pm 0,5$ Hz (echivalente cu $\pm 1\%$), iar cea mai mare parte a receptoarelor electrice sunt proiectate să accepte abateri de frecvență de ± 1 Hz (echivalente cu $\pm 2\%$).

În scopul evitării erorilor de determinare a frecvenței datorate tensiunilor parazite care se suprapun peste trecerile prin zero ale semnalului de alimentare, este necesară atenuarea armonicilor și interarmonicilor. Măsurarea frecvenței trebuie efectuată cu instrumente care nu introduc o eroare mai mare de 50 mHz și care nu sunt afectate de o distorsiune armonică totală (THD) de până la 20 %.

Indicatorii de estimare ai abaterilor de frecvență [95], [112] sunt: abaterea frecvenței, abaterea medie procentuală, abaterea medie pătratică și coeficientul de variație a frecvenței.

Abaterea frecvenței se calculează cu relația

$$\Delta f = f_N - f \quad (3.1)$$

unde f_N este frecvența nominală, iar f frecvența reală. Se mai folosește abaterea relativă în procente

$$\Delta f [\%] = \frac{f - f_N}{f_N} 100 [\%] \quad (3.2)$$

iar dacă se folosește mărimea relativă, numită *nivel de frecvență*

$$v = \frac{f}{f_N} \quad (3.3)$$

relația (3.2) devine

$$\Delta f [\%] = (v - 1) 100 [\%] . \quad (3.4)$$

Abaterea medie procentuală a frecvenței reale față de valoarea nominală pe intervalul T_0 , se determină cu relația

$$\overline{\Delta f [\%]} = \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} \Delta f [\%](t) dt [\%] \quad (3.5)$$

sau folosind nivelul mediu al frecvenței pe intervalul de observare

$$\bar{v} = \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} v(t) dt \quad (3.6)$$

relația (3.5) devine

$$\overline{\Delta f} [\%] = (\bar{v} - 1)100 [\%] \quad (3.7)$$

dar deoarece v_i este constant pe durata unei perioade T_i , dacă se consideră că intervalul de observare include N_T perioade, relația (3.7) devine

$$\bar{v} = \frac{N_T}{\sum_{i=1}^{N_T} \frac{1}{v_i}} \quad (3.8)$$

adică \bar{v} este egal cu media armonică a nivelurilor de frecvență.

Abaterea medie pătratică a frecvenței se determină cu următoarea relație

$$\sigma_v = \sqrt{\frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} [v(t) - \bar{v}]^2 dt} \quad (3.9)$$

Coefficientul de variație a frecvenței se calculează cu relația

$$C_{vf} = \frac{\sigma_v}{\bar{v}} \quad (3.10)$$

și indică împrăștierea datelor în jurul valorii medii.

3.3.2. Indicatori ai variațiilor lente de tensiune ale amplitudinii tensiunii de alimentare

Pentru caracterizarea golurilor de tensiune se utilizează indicatorii de calitate [95], [111], descriși în continuare.

Abaterea relativă a tensiunii se calculează cu relația

$$\Delta U [\%] = \frac{U_S - U_N}{U_N} 100 [\%] = (u - 1)100 [\%] \quad (3.11)$$

unde U_S este tensiunea de serviciu într-un anumit punct al rețelei, iar U_N tensiunea nominală și $u = U_S/U_N$ este denumit *nivel de tensiune*.

Abaterea medie procentuală a tensiunii se calculează în mod analog, ca și în cazul frecvenței

$$\overline{\Delta U} [\%] = \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} \Delta U [\%](t) dt = \frac{100}{T_0} \int_0^{T_0} \frac{U_S(t) - U_N}{U_N} dt [\%] = (\bar{u} - 1)100 [\%] \quad (3.12)$$

unde T_0 reprezintă durata de observație.

Dispersia abaterilor de tensiune față de abaterea medie, se determină cu relația următoare

$$\sigma_{\Delta U}^2 = \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} [\Delta U(t) - \Delta(\bar{U})]^2 dt = \frac{100^2}{T_0} \int_0^{T_0} [u(t) - \bar{u}]^2 dt [\%] = 100\sigma_u [\%] \quad (3.13)$$

unde σ_u este abaterea medie pătratică a nivelului de tensiune față de nivelul mediu. Coeficientul de variație a tensiunii se definește ca fiind

$$C_{vU} = \frac{\sigma_u}{\bar{u}} = \frac{\sigma_U}{\bar{U}} \quad (3.14)$$

unde \bar{U} este valoarea medie a tensiunii de serviciu, iar σ_U reprezintă abaterea medie pătratică a nivelului de tensiune față de nivelul mediu.

Gradul de iregularitate sau abaterea relativă medie pătratică, este dat de relația

$$\varepsilon_q^2 = \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} [\Delta U(t)]^2 dt [\%]^2 = \frac{100^2}{T_0} \int_0^{T_0} [u(t) - 1]^2 dt [\%]^2. \quad (3.15)$$

Dacă se ține cont că dispersia abaterilor de tensiune față de abaterea medie se poate scrie sub forma

$$\begin{aligned} \sigma_{\Delta U}^2 &= \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} [\Delta U(t) - \Delta(\bar{U})]^2 dt = \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} [\Delta U(t)]^2 dt - \frac{2}{T_0} \bar{\Delta U} \int_0^{T_0} \Delta U(t) dt + \\ &+ \frac{\bar{\Delta U}^2}{T_0} \int_0^{T_0} dt = \varepsilon_q^2 - \bar{\Delta U}^2 \end{aligned} \quad (3.16)$$

din relația anterioară se scoate gradul de iregularitate

$$\varepsilon_q^2 = \sigma_{\Delta U}^2 + \bar{\Delta U}^2 [\%]^2. \quad (3.17)$$

Acest indicator poate să fie utilizat pentru aprecierea calității tensiunii pe barele de alimentare, folosind următoarele valori normate:

- calitate foarte bună, $\varepsilon_q^2 \leq 10\%$;
- calitate bună, $10\% < \varepsilon_q^2 \leq 20\%$;
- calitate mediocră, $20\% < \varepsilon_q^2 \leq 50\%$;
- calitate necorespunzătoare, $\varepsilon_q^2 \geq 10\%$.

3.3.3. Indicatori ai supratensiunilor

Supratensiunile afectează izolația echipamentelor și prin monitorizarea acestora, se urmărește îmbunătățirea siguranței în exploatare. Se folosesc indicatorii de mai jos [95].

Factorul de supratensiune se definește astfel:

- în cazul impulsurilor

$$k = \frac{U_{max}}{U_{fmax}} \quad (3.24)$$

unde U_{max} este valoarea de vârf a supratensiunii, iar U_{fmax} valoarea de vârf a tensiunii alternative pe fază;

- în cazul supratensiunilor de durată

$$k_{per} = \frac{U_{per}}{U_f} \quad (3.25)$$

unde U_{per} este valoarea efectivă a supratensiunii de durată, iar U_f valoarea efectivă a tensiunii de fază.

Factorul de impuls, care se definește prin

$$k_{impuls} = \frac{U_{max}}{U_{per}} \quad (3.26)$$

Durata supratensiunii este dată de diferența

$$t_s = t_f - t_i \quad (3.27)$$

unde t_f este momentul final al supratensiunii, iar t_i , momentul inițial.

3.3.4. Indicatori ai golurilor de tensiune

Pentru caracterizarea golurilor de tensiune se utilizează următorii indicatori [95] de calitate: amplitudinea relativă (sau procentuală), durata și frecvența de apariție.

Amplitudinea relativă se calculează cu formula

$$\varepsilon_g = \frac{\Delta U_g}{U_C} 100 [\%] = \frac{U_C - U}{U_C} 100 [\%] \quad (3.28)$$

unde U este valoarea reziduală a tensiunii de fază, iar U_C tensiunea contractată pe fază (tensiunea nominală pe fază).

Durata golului de tensiune se calculează în mod analog cu durata unei supratensiuni folosind relația (3.27).

Frecvența de apariție a golurilor este

$$f_{a^-} = \frac{N_g}{T_r} \quad (3.29)$$

unde N_g este numărul de goluri de tensiune apărute pe durata T_r (de obicei, 1 an).

3.3.5. Indicatori ai regimului deformant

Indicatorii regimului deformant [95] sunt prezentați în continuare.

Factorul de distorsiune (sau *distorsiune armonică totală*, THD – Total Harmonic Distorsion) este definit, conform standardului IEC 1000-3-4

$$\delta_Y = \sqrt{\sum_{k=2}^{40} \left(\frac{Y_k}{Y_1}\right)^2} \quad (3.30)$$

unde Y_k este valoarea efectivă a armoniciei k (tensiune sau curent), iar Y_1 este valoarea efectivă a fundamentalei. De obicei, se exprimă procentual.

Factorul de distorsiune armonică parțial ponderată este definit, conform standardului IEC 1000-3-4

$$\delta_{Yk} = \sqrt{\sum_{k=14}^{40} k \left(\frac{Y_k}{Y_1}\right)^2} \quad (3.31)$$

unde k este un factor de ponderare.
Nivelul armoniciei este definit

$$\gamma_{Yk}[\%] = \frac{Y_k}{Y_1} 100 [\%]. \quad (3.32)$$

3.3.6. Indicatori ai flicker-ului

Flicker-ul se caracterizează prin indicatorii [95] de mai jos.

Amplitudinea fluctuației de tensiune este definită prin

$$\delta U_j[\%] = \frac{|U_j - U_{j+1}|}{\sqrt{2}U_n} 100 \quad (3.33)$$

unde U_n este valoarea efectivă a tensiunii nominale, iar U_j și U_{j+1} sunt două valori consecutive ale amplitudinii tensiunii.

Severitatea flicker-ului pe timp scurt (short-term), se calculează prin prelucrări statistice ale unor niveluri instantanee P preluate pe un anumit interval de timp (de regulă, 10 minute), la anumite momente (de exemplu, la fiecare 15 s). Acestea se folosesc la construirea unei curbe de probabilitate cumulată (CPF –

Cumulative Probability Function), ca în figura 3.16 [95], utilă la determinarea probabilității de depășire a unei anumite valori.

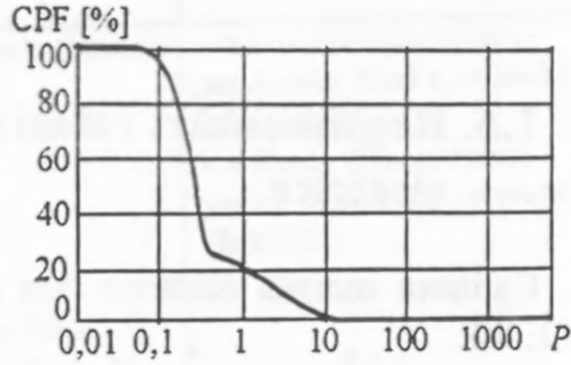


Fig.3.16. Curba de probabilitate cumulată pentru un cuptor cu arc electric

Formula de calcul a severității flicker-ului pe timp scurt (short-term) este descrisă mai jos [95]

$$P_{st} = \sqrt{(0,0314 \cdot P_{0,1} + 0,0525 \cdot P_{1s} + 0,0657 \cdot P_{3s} + 0,28 \cdot P_{10s} + 0,08 \cdot P_{50s})} \quad (3.34)$$

unde $P_{0,1}$, $P_{1,s}$, $P_{3,s}$, $P_{10,s}$ și $P_{50,s}$ reprezintă niveluri ale flicker-ului depășite în 0,1%, 1%, 3% și 50% din durata intervalului de observație.

Indicele s din relația anterioară indică faptul că se utilizează valorile netezite (smoothed value), ale căror expresii sunt prezentate în continuare

$$\begin{aligned} P_{50s} &= (P_{30} + P_{50} + P_{80}) / 3 \\ P_{10s} &= (P_6 + P_8 + P_{10} + P_{13} + P_{17}) / 5 \\ P_{3s} &= (P_{2,2} + P_3 + P_4) / 3 \\ P_{1s} &= (P_{0,7} + P_1 + P_{1,5}) / 3. \end{aligned} \quad (3.36)$$

Severitatea flicker-ului pe timp lung (long-term) se calculează, conform standardului IEC 61000-4-15, pe o perioadă de timp lungă, de regulă 2 ore, prin însumare după o lege cubică cu formula:

$$P_{lt} = \sqrt[3]{\frac{1}{12} \sum_{j=1}^{12} P_{stf}^3} \quad (3.37)$$

unde P_{stf} sunt 12 valori succesive ale indicatorului severitate pe timp scurt.

3.4. Concluzii

Studierea perturbațiilor care afectează calitatea energiei electrice a condus la: elaborarea unor standarde prin care se realizează clasificarea acestor fenomene pe categorii și subcategorii, descrierea cauzelor posibile, stabilirea unor praguri de detecție tipice pentru detectarea evenimentelor în cadrul sistemelor de monitorizare a perturbațiilor.

De la începutul anilor '80 au fost dezvoltate curbe de acceptabilitate pentru pragurile de detecție, care au devenit din ce în ce mai restrictive de-a lungul timpului, pentru evaluarea efectelor variațiilor de tensiune în timp asupra echipamentelor. Acestea arată toleranța echipamentelor la toate categoriile de perturbații (cele mai cunoscute sunt curbele elaborate de organizațiile CBEMA, ITIC și SEMI). S-a dezvoltat și un anumit set de indicatori de calitate pentru fiecare categorie de perturbații în parte.

Fiecare tip de perturbație se caracterizează printr-o anumită formă de undă și prin anumiți parametri specifici, la care se adaugă un set de indicatori de calitate corespunzători. Există diferențe între standardele din SUA și Europa (deși unele standarde IEEE au fost preluate și de către IEC), organismele internaționale din domeniu urmăresc armonizarea punctelor de vedere.

4. MODELAREA NUMERICĂ A PERTURBAȚIILOR ELECTROMAGNETICE

4.1. Introducere

În cadrul dezvoltării sistemelor de monitorizare a perturbațiilor din sistemele de alimentare cu energie electrică trebuie testate metode numerice complexe și diverse de detecție, analiză și prelucrare ulterioară a perturbațiilor. Partea hardware a unui astfel de sistem poate să fie foarte scumpă, în funcție de cerințele pe care trebuie să le îndeplinească sistemul, pe de altă parte, trebuie avute în vedere și rațiuni de securitate, astfel încât primul pas constă în realizarea unor simulări care să reproducă anumite situații care pot să apară în realitate, în vederea testării metodelor dorite.

Pentru reproducerea perturbațiilor electromagnetice în cadrul testărilor bazate pe simulări, se pot utiliza semnale înregistrate anterior, software specializat de simulare a circuitelor electrice și electronice (de exemplu SPICE, PSCAD/EMTDC etc.) sau software de modelare numerică, inclusiv a perturbațiilor electromagnetice (de exemplu Matlab, LabView etc). Semnalele înregistrate pot să fie achiziționate cu ajutorul unui sistem hardware care presupune costuri suplimentare sau pot să fie obținute de la companiile de specialitate, dar nu sunt disponibile publicului larg. Software-ul specializat de simulare a circuitelor electrice și electronice presupune determinarea unui anumit tip de circuit pentru obținerea unui anumit tip de perturbație, construirea schemei respective și dimensionarea componentelor în vederea obținerii parametrilor doriți pentru perturbația studiată, urmând ca pentru alte tipuri de perturbații să se reia etapele descrise anterior. Ultima variantă, utilizarea de software de modelarea numerică, permite dezvoltarea de algoritmi flexibili care o dată dezvoltată presupun ulterior numai alegerea valorilor potrivite pentru parametrii algoritmilor în scopul obținerii unor perturbații care să prezinte parametrii doriți. Prima soluție este mult mai puțin flexibilă, parametrii semnalelor înregistrate nu pot să fie modificați, pentru a obține perturbații cu parametrii diferiți trebuie achiziționate noi semnale și nu există nici o garanție că acestea vor prezenta exact valorile dorite pentru testare. Comparativ cu a doua metodă, nu este necesară construirea unor circuite echivalente. În plus algoritmiile pot fi integrați în cadrul unui generator de semnal (în fapt, un instrument virtual construit cu ajutorul unei plăci de achiziție), capabil să genereze semnale electrice reale măsurabile și reproductibile ori de câte ori se dorește, cu amplitudini reduse de ordinul volților, adică în deplină siguranță, care pot să fie vizualizate cu ajutorul unui osciloscop sau pot să fie achiziționate întocmai ca semnalele dintr-un sistem de alimentare. Un alt avantaj este faptul că nu mai sunt necesare circuite de condiționare pretențioase și cu prețuri ridicate. În continuare, este descrisă pe larg ultima variantă de obținere a perturbațiilor.

4.2. Fenomene tranzitorii

Fenomenele tranzitorii, descrise în subcapitolul 3.1.1, se clasifică în două tipuri: *impulsuri biexponențiale*, respectiv *sinus amortizat*. Pentru a genera un impuls biexponential se poate folosi formula de mai jos:

$$s(t) = at^b e^{-ct} \quad (4.1)$$

unde parametrii a, b, c permit reglarea mărimilor ce caracterizează impulsurile: amplitudinea, timpul de creștere și durata (fig. 4.1).

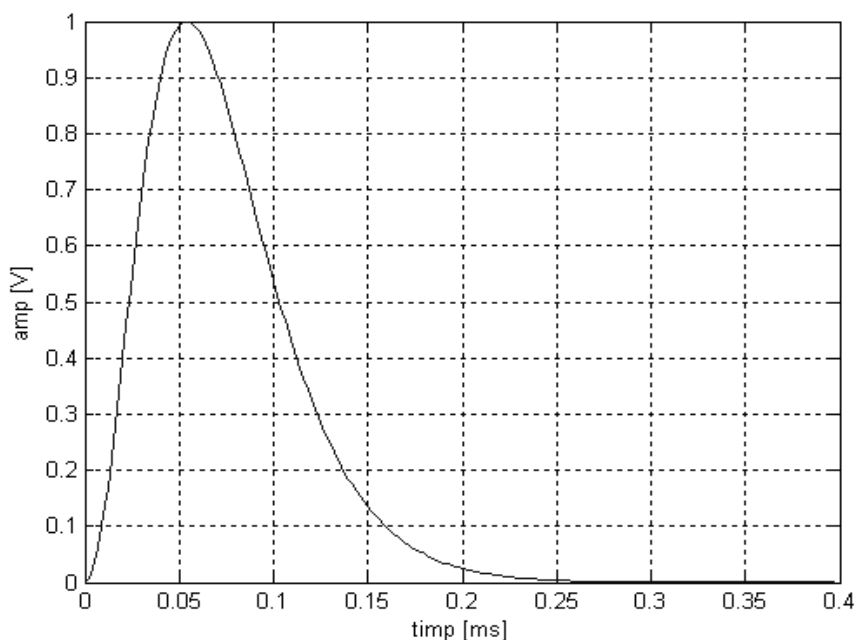
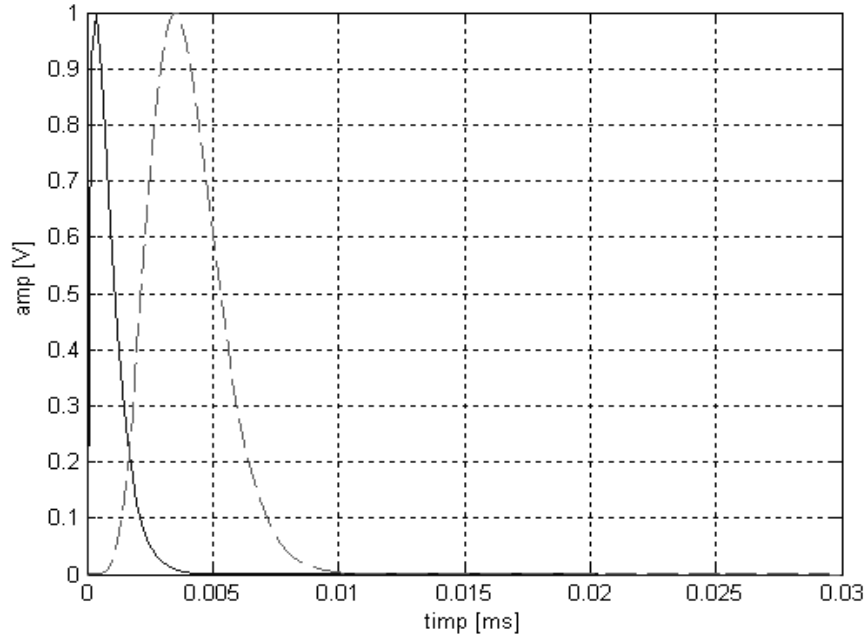


Fig. 4.1. Impuls biexponențial

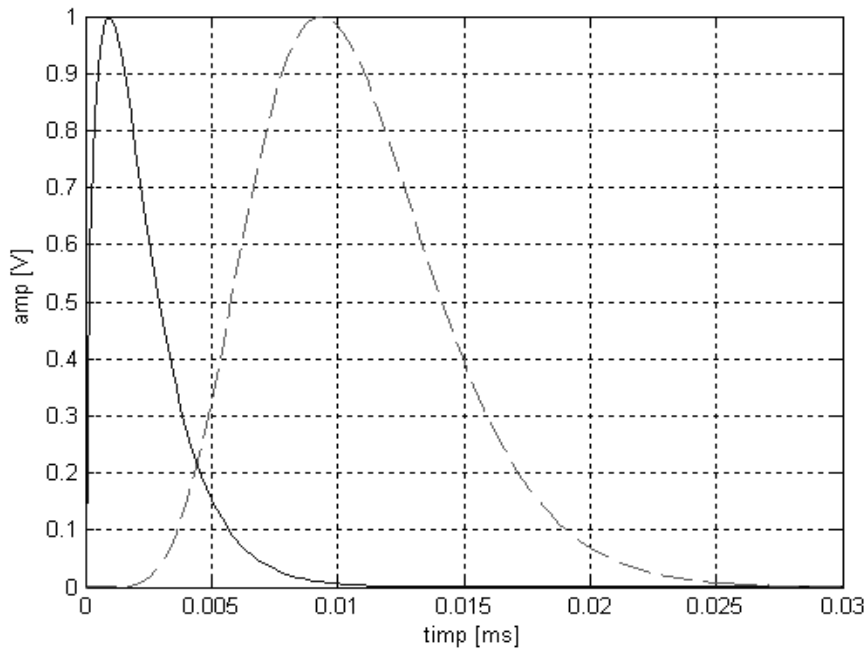
Pentru a observa mai bine efectul modificării valorilor parametrilor b și c este utilă normalizarea impulsurilor biexponențiale deoarece la modificarea valorii unuia dintre parametrii din relația (4.1), se modifică și valorile celorlalți doi parametri ai impulsului generat, datorită produselor dintre termenii relației. Eventual, după normalizare, se poate face o înmulțire cu o constantă pentru a obține amplitudinea dorită pentru impuls.

Figura 4.2 a) prezintă două impulsuri obținute cu parametrul b având valorile 0,7 (impulsul cu linie continuă) și respectiv 7 (impulsul cu linie punctată), iar parametrul c are valoarea 0,4. Se observă timpul de creștere mai mare pentru al doilea caz.

Figura 4.2 b) prezintă două impulsuri obținute cu aceleași valori pentru parametrul b ca și în figura 4.2 a), dar parametrul c are valoarea 0,15. Se observă durata mai mare a ambelor impulsuri în comparație cu fig. 4.2 a).



a)



b)

Fig. 4.2. Impulsuri biexponențiale

O perturbație de tip sinus amortizat (fig. 4.3), poate să fie obținută prin înmulțirea unui impuls biexponential (folosind formula 4.1) cu un semnal sinusoidal descris de formula:

$$s_S(t) = A \sin(2\pi f t + \varphi_i) \quad (4.2)$$

unde A este amplitudinea, f - frecvența și φ_i - faza inițială. Rezultă relația

$$s_{SA}(t) = at^b e^{-ct} A \sin(2\pi f t + \varphi_i) \quad (4.3)$$

în care produsul dintre termenii A și a se poate nota cu A_{sa} și va reprezenta amplitudinea noului semnal

$$s_{SA}(t) = A_{sa} t^b e^{-ct} \sin(2\pi f t + \varphi_i). \quad (4.4)$$

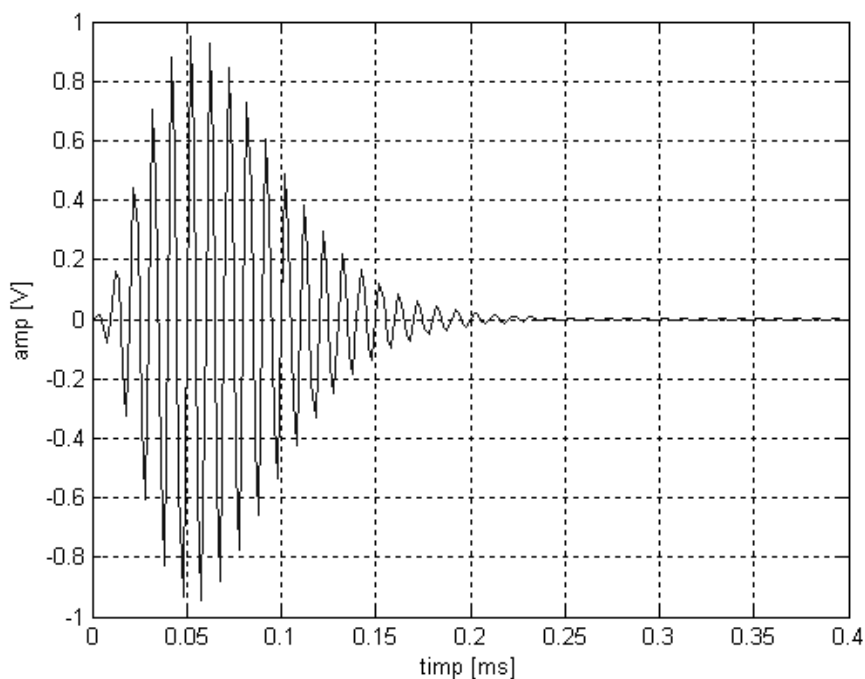


Fig. 4.3. Sinus amortizat

Comparativ, circuitul RLC prevăzut cu un comutator din figura 4.4 a), permite simularea în ORCAD/SPICE a perturbației de tip sinus amortizat, din figura 4.4 b), care apare, de exemplu, la conectarea unei baterii de condensatoare, situație în care se găsește condensatorul $C1$ din figură datorită închiderii comutatorului la 50 ms după momentul de start al simulării.

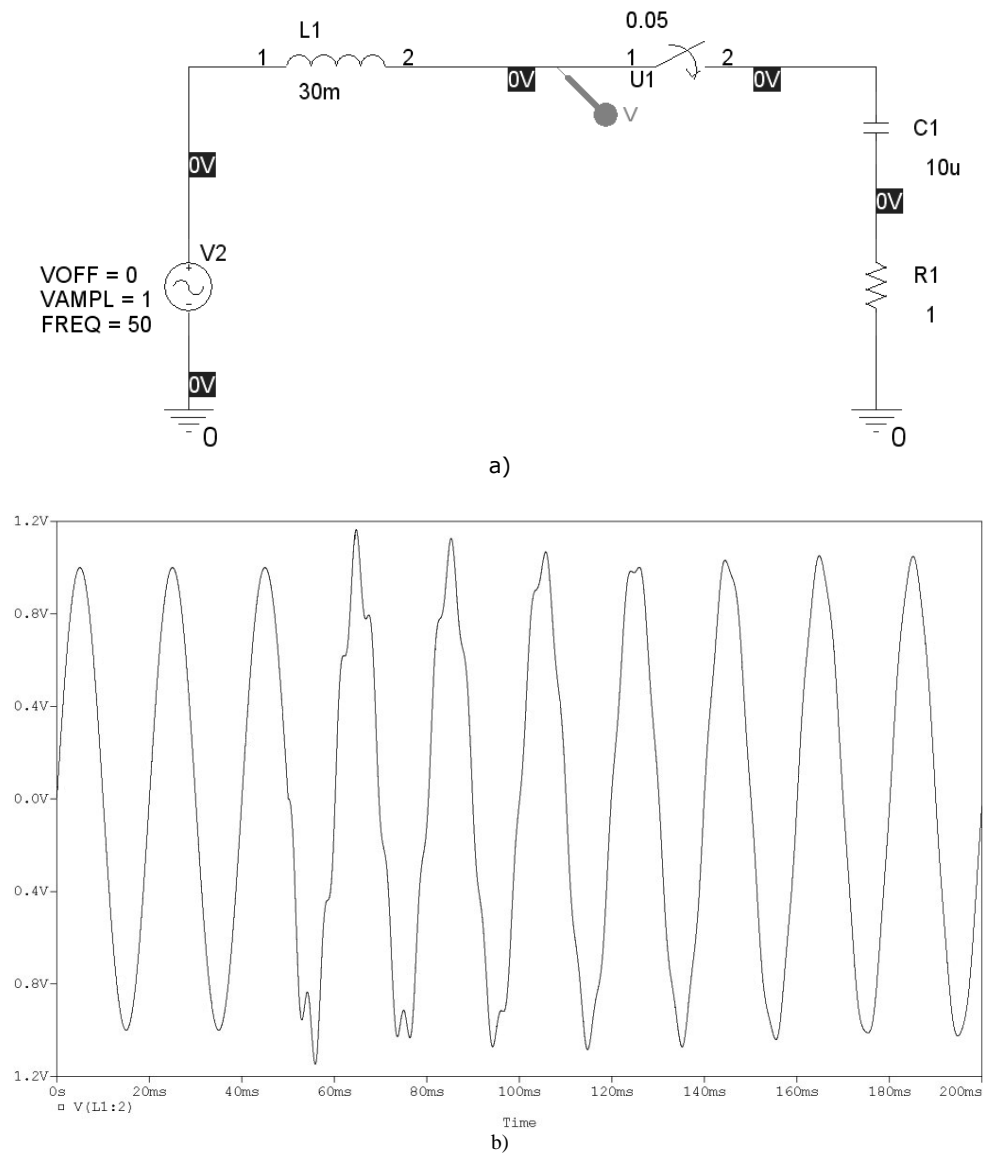


Fig. 4.4. Simulare sinus amortizat

4.2.1. Algoritm pentru determinarea timpului de creștere și a duratei unui impuls biexponențial

Determinarea timpului de creștere și a duratei unui impuls biexponențial se bazează pe determinarea poziției anumitor eșantioane: timpul de creștere este egal cu diferența dintre pozițiile eșantioanelor corespunzătoare valorilor de 10% și de 90% din valoarea amplitudinii impulsului, iar durata este diferența dintre pozițiile

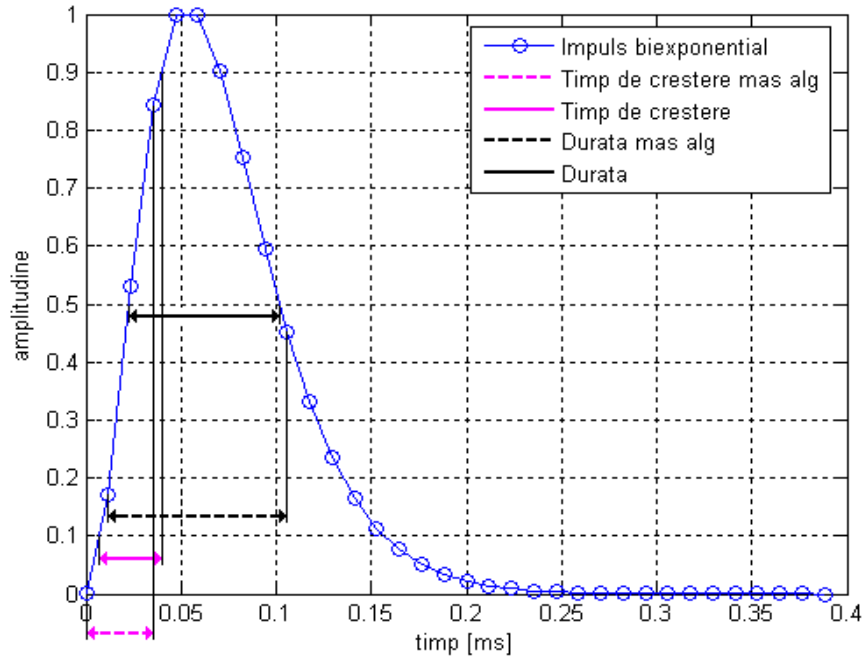
eșantioanelor corespunzătoare celor două valori de 50% din valoarea amplitudinii impulsului, de pe frontul crescător și cel descrescător.

Mai întâi se determină valorile de 10%, 90% și respectiv, 50% din valoarea amplitudinii impulsului. Dacă acesta este normalizat, cele trei valori sunt 0,1, 0,9 și respectiv 0,5. În cazul general, se calculează valoarea maximă a impulsului și apoi din aceasta se calculează cele trei valori procentuale.

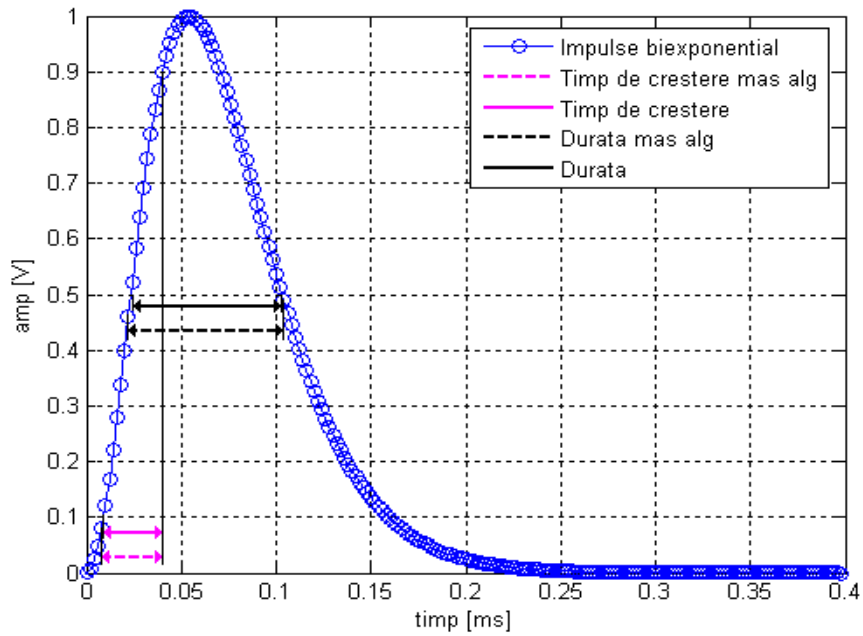
Pasul următor constă în realizarea unei bucle la care numărul de iterații este egal cu numărul de eșantioane al impulsului minus unu, pentru determinarea poziției eșantioanelor corespunzătoare valorilor de 10%, 90% și respectiv, 50% (pentru valoarea de 50% avem două poziții, una pe frontul crescător și cealaltă pe frontul descrescător). Pentru determinarea poziției eșantionului corespunzător valorii de 10%, se testează dacă valoarea eșantionului curent al impulsului este mai mică sau egală cu valoarea de 10% și dacă valoarea eșantionului următor iterației curente, este mai mare decât valoarea de 10%, în caz afirmativ s-a ajuns la eșantionul căutat și poziția eșantionului corespunzător valorii de 10% este egală cu valoarea iterației curente. La determinarea poziției eșantionului corespunzător valorii de 90%, se folosesc aceleași condiții cu observația că în locul valorii de 10% se va folosi valoarea de 90%, analog pentru determinarea poziției eșantionului corespunzător valorii de 50% de pe frontul crescător, iar pentru cea de pe frontul descrescător, a doua condiție se modifică astfel, se testează dacă valoarea eșantionului anterior iterației curente este mai mare decât valoarea de 50% și suplimentar, se adaugă a treia condiție, se testează dacă iterația curentă este mai mare decât unu.

În final, folosind pozițiile eșantioanelor corespunzătoare valorilor de 10% și 90%, determinate la pasul anterior, se calculează timpul de creștere al impulsului ca și diferență între aceste poziții. Analog, se determină durata impulsului, ca și diferență între pozițiile eșantioanelor corespunzătoare celor două valori de 50%.

La determinarea cu ajutorul algoritmului anterior a timpului de creștere și a duratei impulsului biexponențial (și în general, la orice măsurare bazată pe prelucrări numerice), folosind eșantioanele semnalului, apar erori deoarece eșantioanele, de obicei, nu trec exact prin valorile de 10%, 90% și 50% din amplitudinea impulsului. Erorile pot fi cu atât mai mari cu cât numărul de eșantioane este mai mic și frontul crescător este mai abrupt, adică are o variație mai rapidă. Aceste erori se pot micșora mărinnd numărul de eșantioane (frecvența de eșantionare), aspect evidențiat în figura 4.5, unde: cu linie continuă și puncte sunt reprezentate un impuls cu un număr mai redus de eșantioane (fig. 4.5 a), respectiv unul cu un număr mai ridicat de eșantioane (fig. 4.5 b), cele două mărimi măsurate cu ajutorul algoritmului, timpul de creștere și durata, sunt marcate cu linie întreruptă iar valorile corecte ale celor două mărimi sunt reprezentate cu linie continuă. Se observă, prin comparație între segmentele din figurile 4.5 a și 4.5 b, că erorile de măsurare ale celor două mărimi sunt mai ridicate în figura 4.5 a, unde și distanța dintre segmentele reprezentând valorile corecte și cele obținute cu ajutorul algoritmului sunt mai însemnate decât în figura 4.5 b.



a)



b)

Fig. 4.5. Determinarea timpului de creștere și a duratei pentru un impuls biexponențial

La determinarea timpului de creștere și a duratei unui impuls biexponențial folosind algoritmul descris anterior, apar erori datorită numărului finit de eșantioane. În tabelul 4.1 sunt prezentate rezultatele obținute pentru impulsul din fig. 4.5 la creșterea frecvenței de eșantionare de șase ori. Semnificația mărimilor din tabel este următoarea: V_{det} reprezintă valoarea determinată, $V1$ și $V2$ sunt valorile determinate la frecvență de eșantionare redusă (85 Hz) și respectiv de șase ori mai ridicată (340 Hz), $Er1$ și $Er2$ sunt erorile procentuale ale $V1$ și respectiv, $V2$ față de V_{cor} , iar $Er1/Er2$ reprezintă raportul dintre erorile $Er1$ și $Er2$.

Tabelul 4.1 Rezultatele algoritmului pentru determinarea timpului de creștere și a duratei

Vdet	Tcr [ms]	D [ms]
Vcor	31,03	79,8
V1	35,3	94,1
V2	32	82
Er1 [%]	13,761	17,91
Er2 [%]	3,13	2,76
Er1/Er2	4,396	6,489

4.3. Algoritm pentru modelarea variațiilor de tensiune de scurtă și lungă durată cu fronturi exponențiale

În continuare, este descris un algoritm propus pentru obținerea variațiilor de tensiune de scurtă și lungă durată cu fronturi exponențiale, exemplificat pentru goluri de tensiune, dezvoltat în scopul obținerii de perturbații cu forme de undă complexe.

Se citește pentru fiecare front al perturbației, domeniul de variație dorit, format din cele două limite ale intervalului. Algoritmul se bazează pe generarea unor fronturi exponențiale cu domeniul de variație inițial $[0,1]$ care apoi sunt translatate la domeniile de valori dorite. Pentru fiecare front exponențial, este folosită o funcție exponențială cu o constantă de timp corespunzătoare. Dacă aplicăm o funcție exponențială unei secvențe de date x_1, x_2, \dots, x_N obținem o secvență de date ordonată y_1, y_2, \dots, y_N cu domeniul $[y_1, y_N]$. Dar dacă dorim să translatăm domeniul de date $[y_1, y_N]$, spre un nou domeniu dorit $[v_3, v_4]$, trebuie să rezolvăm următorul sistem de ecuații

$$\begin{cases} \alpha y_1 + \beta = v_3 \\ \alpha y_N + \beta = v_4 \end{cases} \quad (4.5)$$

și vom afla valorile parametrilor α și β pentru a realiza translatarea domeniului secvenței de date y_1, y_2, \dots, y_N .

Figura 4.6 a) conține un front exponențial cu domeniul de valori $[B_1, B_2]$, iar figura 4.6 b), conține un gol cu $N-1$ fronturi. Folosind cateva fronturi exponențiale cu domeniul de valori $[0,1]$, precum frontul din figura 4.6 a), intenționăm să construim un gol cu fronturi exponențiale la fel ca în figura 4.6 b).

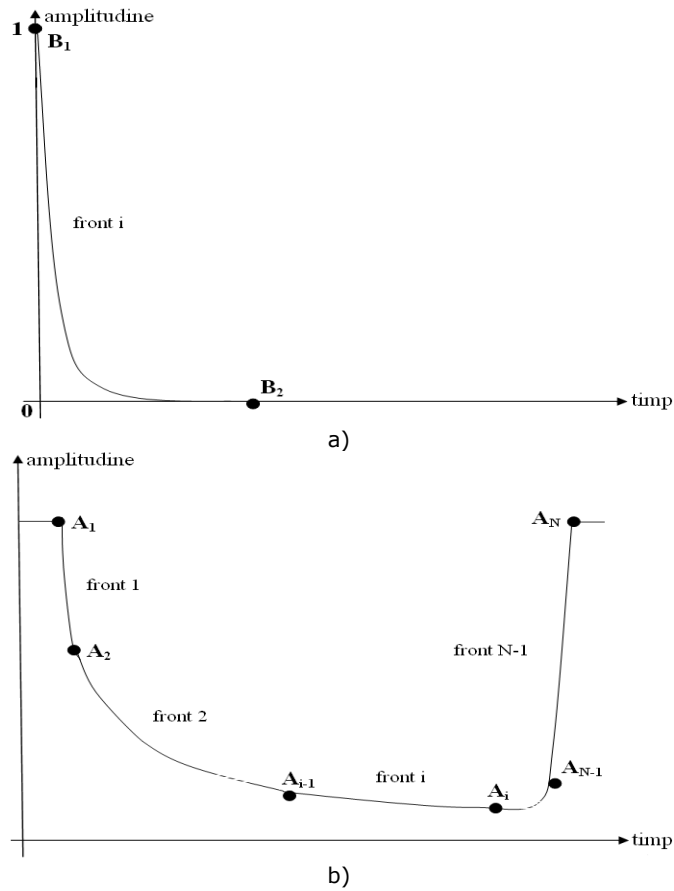


Fig. 4.6. Translatare front

În general, pentru un front exponențial i , folosind notațiile din fig. 4.6, dorim să translatăm domeniul de valori inițial al frontului $[B_1, B_2]$, la noul domeniu $[A_{i-1}, A_i]$. Pentru acest caz $y_1 = B_1$, $y_N = B_2$, $v_3 = A_{i-1}$ și $v_4 = A_i$. Cu aceste noi notații, sistemul de ecuații (4.5) devine

$$\begin{cases} \alpha B_1 + \beta = A_{i-1} \\ \alpha B_2 + \beta = A_i \end{cases} \quad (4.6)$$

dar $B_1 = 1$ și $B_2 = 0$, deci avem

$$\begin{cases} \alpha + \beta = A_{i-1} \\ \beta = A_i \end{cases} \quad (4.7)$$

iar soluțiile sunt $\alpha = A_{i-1} - A_i$ și $\beta = A_i$.

Considerăm frontul i al golului, descris de relația următoare

$$front_i = \exp(t_i x_j), \quad i = \overline{1, N}, \quad j = \overline{1, N_{S_i}} \quad (4.8)$$

unde t_i este constanta de timp, N este numărul de fronturi considerate pentru a obține golul dorit (figura 4.6 b) și N_{S_i} este numărul de eșantioane al frontului i .

Folosind soluțiile sistemului de ecuații (4.5), translatarea domeniului de valori pentru frontul i poate să fie făcută cu relația

$$front_tr_i(j) = front_i(j) \cdot (A_{i-1} - A_i) + A_i \quad (4.9)$$

Dar relația anterioară a fost obținută pentru un front descrescător, când diferența $A_{i-1} - A_i$ este pozitivă. În cazul unui front ascendent, diferența este negativă și trebuie să folosim diferența în modul

$$front_tr_i(j) = front_i(j) \cdot |A_{i-1} - A_i| + A_i. \quad (4.10)$$

Structura completă a algoritmului pentru obținerea golurilor cu fronturi exponențiale și timpii de cădere și de creștere doriți, este prezentată în continuare.

Datele despre forma de undă dorită a golului: valorile A_i (care delimitează fronturile golului), duratele fronturilor și timpii de cădere și de creștere, sunt stocate în trei vectori și inițial, se consideră cunoscute. Aceste valori vor fi utilizate pentru a obține timpul de cădere sau de creștere dorit al fiecărui front și pentru translatarea fiecărui front al golului.

Dacă numărul de fronturi pentru gol este notat $N_f = N - 1$, primul pas constă în realizarea buclei principale pentru a cuprinde toate cele N_f fronturi. Pentru fiecare dintre ele, este generată o funcție exponențială folosind valoarea -1000 ca și constantă de timp pentru fronturile descrescătoare și respectiv, +1000 pentru cele crescătoare (valorile -1000 și +1000 folosite, permit obținerea unor fronturi aproape verticale care prezintă timpi de cădere respectiv, de creștere reduși) și această valoare va fi reglată ulterior în a doua buclă pentru a obține timpul de cădere corespunzător frontului din vectorul timpilor de cădere și de creștere (menționat în paragraful anterior), prin adunare pentru fronturile descrescătoare și respectiv, scădere pentru fronturile crescătoare, folosind un pas adaptiv pentru a obține timpi de cădere și de creștere mai mari. Numărul de eșantioane necesare pentru frontul i este

$$N_{S_i} = \frac{T_i}{T_s} \quad (4.11)$$

unde T_i este durata și T_s este perioada de eșantionare. Folosind relația (4.8), este obținut un front exponențial cu N_{S_i} eșantioane și domeniul de valori $[0, 1]$.

O a doua buclă, în interiorul buclei principale descrisă anterior, este folosită pentru ajustarea timpului de cădere/creștere al fiecărui front i prin scăderea sau adunarea la constanta de timp a unui pas adaptiv. După fiecare modificare a constantei de timp urmează o recalculare a eșantioanelor frontului folosind relația (4.8). Bucla se execută atâta timp cât numărul de iterații este mai mic decât o anumită valoare aleasă sau se încheie dacă eroarea dintre timpul de creștere/cădere inițial și cel obținut prin ajustare în buclă scade sub o anumită limită impusă (de exemplu 5%). Dintre valorile constantei de timp obținute prin ajustare adaptivă în

buclă, se alege valoarea pentru care eroarea timpului de creștere/cădere este minimă.

După ieșirea din a doua buclă, domeniile de valori ale fronturile exponențiale sunt translatare la noile domenii $[A_{i-1}, A_i]$ folosind valorile din vectorul amplitudinilor și relația (4.10).

În final, este creat un vector cu dimensiunea egală cu suma dimensiunilor fronturilor și într-o nouă buclă golul este construit folosind fronturile exponențiale obținute anterior.

Dacă se dorește obținerea unei întreruperi sau a unei supratensiuni, în locul unui gol de tensiune, valorile A_i trebuie alese astfel încât să permită obținerea forme de undă dorite.

Schema bloc a algoritmului este descrisă în figura 4.7.

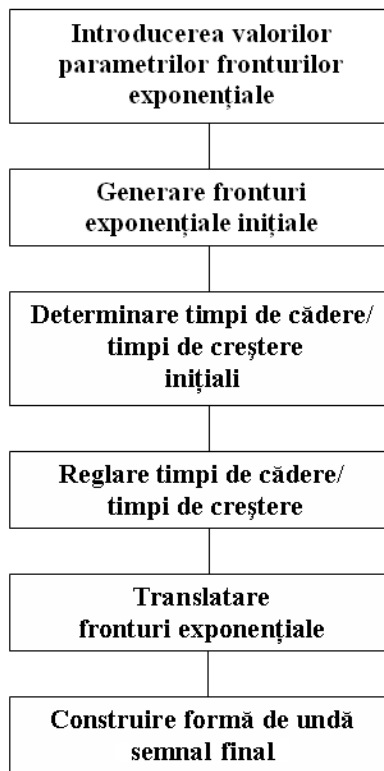
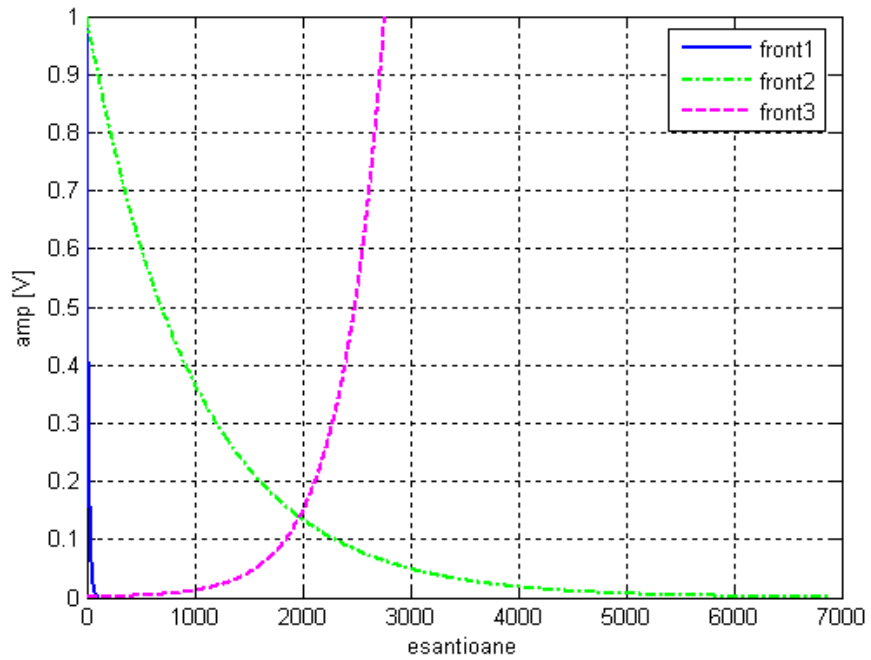
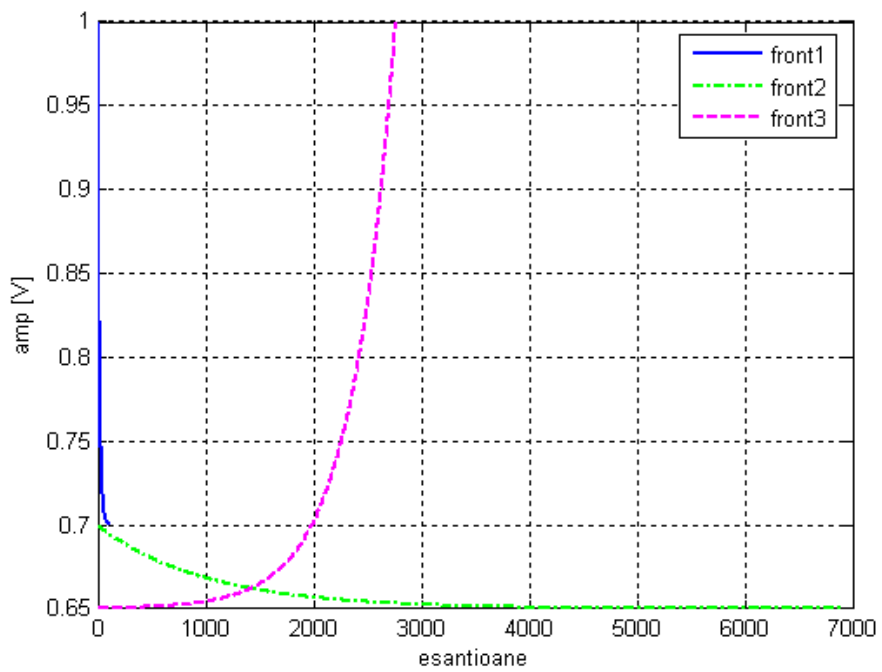


Fig. 4.7. Schema bloc a algoritmului

În figura 4.8 sunt prezentați principalii pași ai algoritmului pentru obținerea unui gol format din 3 fronturi exponențiale: generarea fronturilor exponențiale (figura 4.8 a), translatarea domeniilor de valori ale fronturilor exponențiale (figura 4.8 b) și construirea golului (figura 4.8 c).



a)



b)

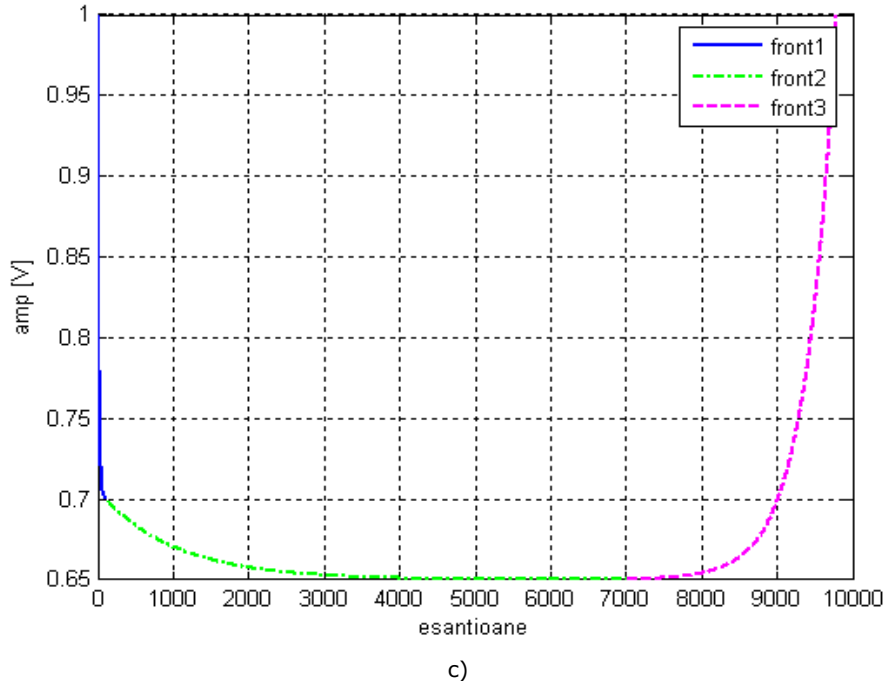


Fig. 4.8. Generarea unui gol cu trei fronturi

4.4. Armonici și interarmonici

Detalii despre armonici și interarmonici sunt prezentate detaliat în subcapitolul 3.1.4. Pentru modelarea acestora se folosesc serii Fourier.

Un semnal periodic discret $v(n)$, de lungime finită L , poate să fie descompus într-o serie Fourier în formă armonică folosind relația următoare [25]

$$v(n) = \sum_{k=1}^K a_k \cos(n\omega_k + \phi_k) + \omega(n) \quad (4.12)$$

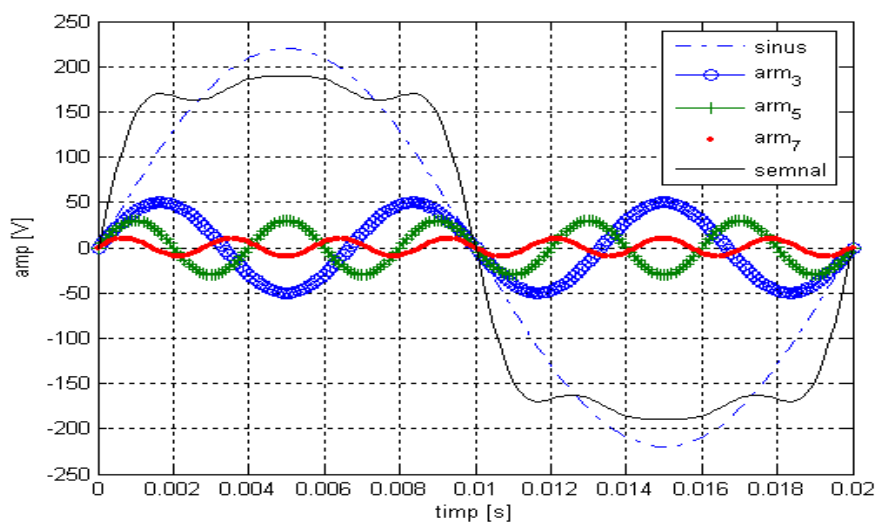
unde k este numărul componentelor sinusoidale, a_k este amplitudinea, $\omega_k = 2\pi f_k$ este frecvența armonică sau interarmonică, ϕ_k este faza inițială și $\omega(n)$ este zgomotul.

Se presupune că modelul de ordinul K este cunoscut, adică se cunosc armonicile sau interarmonicile necesare pentru a obține un semnal cu o anumită formă de undă, dar acest lucru de obicei, nu este complet adevărat în aplicații, în general se dispune de informații parțiale.

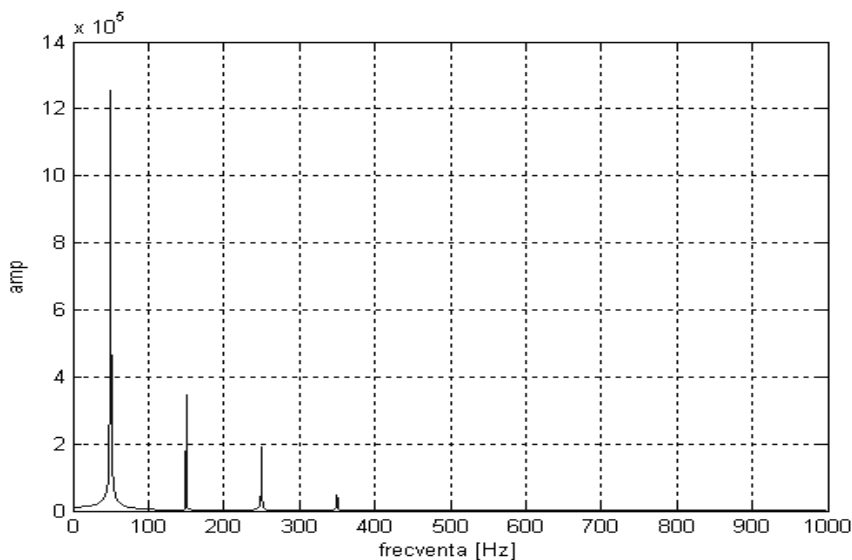
Un algoritm simplu pentru a implementa relația (4.12) este prezentat în continuare. Întâi este aleasă valoarea lui K , numărul componentelor sinusoidale considerate, apoi sunt necesari trei vectori de dimensiune K pentru stocarea valorilor amplitudinilor, ordinele armonicilor și fazele inițiale pentru fiecare componentă sinusoidală. Folosind aceste date este construită o buclă pentru

generarea celor K componente sinusoidale, în care pentru fiecare iterație, este calculată o componentă sinusoidală care este adăugată la suma componentelor precedente. După ieșirea din buclă este obținut semnalul $v(n)$.

Figura următoare prezintă un semnal (culoare neagră), obținut prin însumarea unui semnal sinusoidal, cu frecvența de 50 Hz și amplitudinea 230 V (linie punctată albastră), cu armonicile 3 (culoare albastră), 5 (culoare verde) și 7 (culoare roșie) ale căror amplitudini au valorile 50, 30, 10, iar fazele inițiale sunt zero (fig. 4.9 a) și spectrul acestuia (fig. 4.9 b) unde se observă 4 vârfuri corespunzătoare celor 4 componente sinusoidale folosite.



a)



b)

Fig. 4.9. Spectrul semnalului sinusoidal care conține armonicile 3, 5 și 7

4.5. Variația frecvenței

Variația frecvenței rețelei este descrisă în subcapitolul 3.1.5.

Un algoritm pentru obținerea unui semnal sinusoidal care să conțină o porțiune afectată de o variație a frecvenței este descris mai jos. Întâi este calculat numărul eșantioanelor afectate N_S , ca și diferență între un eșantion de stop al variației de frecvență S_{stop} și un eșantion de start S_{start} , considerate cunoscute

$$N_S = S_{stop} - S_{start} . \quad (4.13)$$

Apoi folosind frecvența tensiunii de alimentare f (50 Hz), noua frecvență dorită f_n și N_S este calculat un pas constant folosit ulterior la modificarea frecvenței inițiale într-o buclă

$$pas = \frac{f_n - f}{S_{stop} - S_{start}} . \quad (4.14)$$

Se realizează o buclă cu N_S iterații în care valoarea lui f este mărită dacă $f_n > f$ sau scăzută în caz negativ, cu pasul calculat anterior (4.14), la fiecare iterație. Cu aceste noi frecvențe sunt calculate valorile eșantioanelor semnalului sinusoidal și sunt înlocuite în semnalul sinusoidal inițial, iar după ieșirea din buclă semnalul rezultat va conține o variație a frecvenței între f și f_n .

Figura 4.10 este obținută cu ajutorul algoritmului pentru o variație de frecvență de 10 Hz, cuprinsă între 50 Hz și 60 Hz. Semnalul sinusoidal afectat de variația frecvenței conține la ambele capete aproximativ două perioade neafectate, în timp ce regiunea din mijloc este perturbată pe mai multe perioade, se observă că perioadele corespunzătoare ale semnalului din această regiune centrală se îngustează de la dreapta spre stânga.

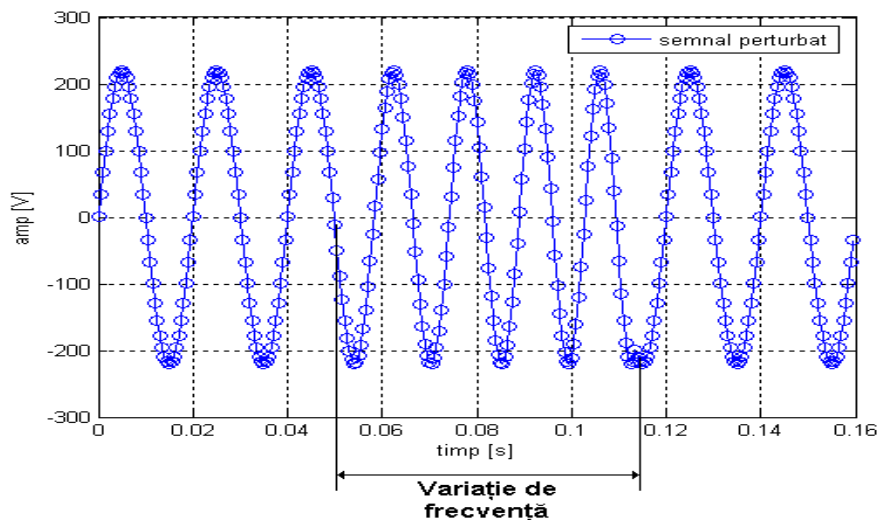


Fig. 4.10. Semnal sinusoidal afectat de variația frecvenței

4.6. Flicker

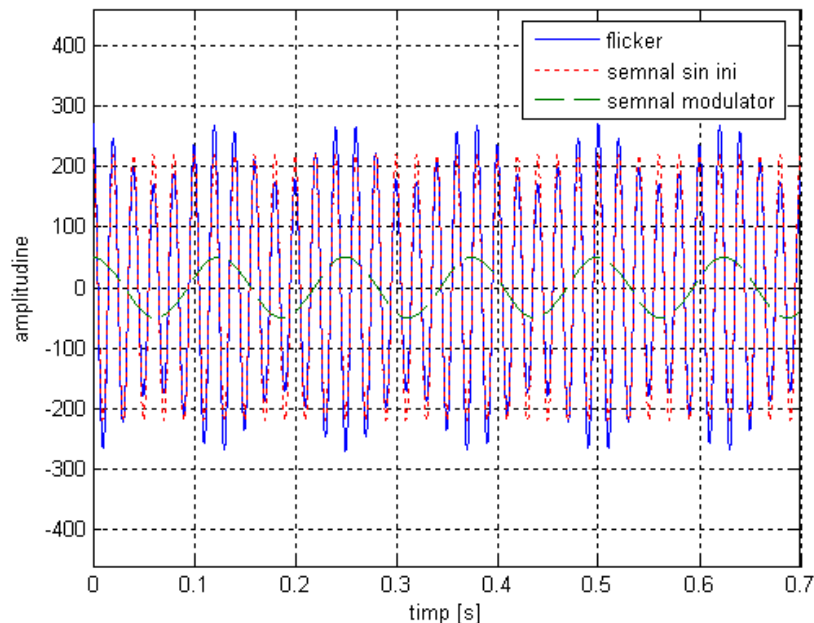
Flicker-ul este descris în subcapitolul 3.1.6.

Pentru modelarea flickerelor poate să fie utilizată formula următoare [5]

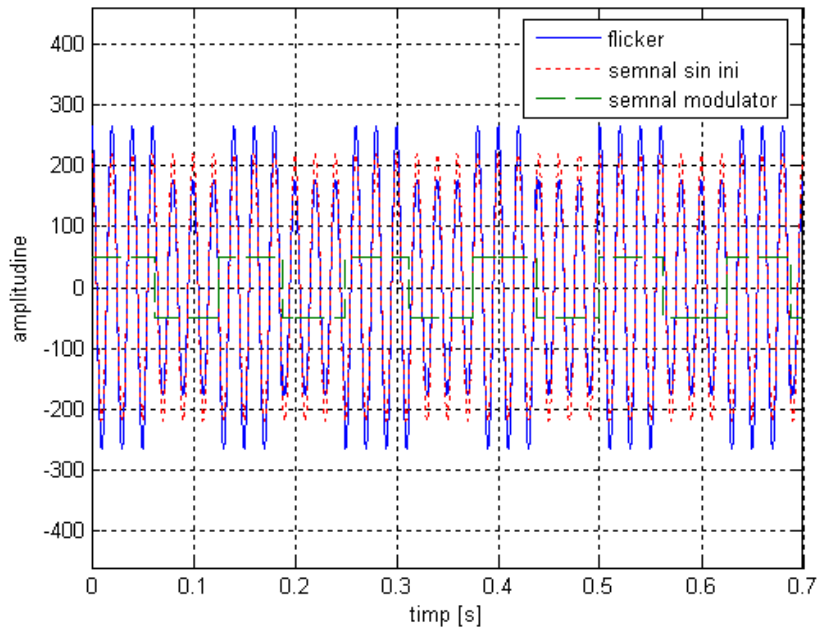
$$v(t) = \left\{ A_0 + \sum_{i=1}^M A_i \cos(\omega_{fi} t + \phi_{fi}) \right\} \cos(\omega_0 t + \phi_0) \quad (4.15)$$

unde A_0 este amplitudinea tensiunii nominale a sistemului de alimentare, ω_0 este frecvența nominală a alimentării, ϕ_0 este faza unghiulară nominală, A_i este amplitudinea tensiunii flicker-ului, ω_{fi} este frecvența lui, ϕ_{fi} este faza unghiulară a sa și M este numărul de flickere considerat. Semnalul $v(t)$ este un semnal modulată în amplitudine.

Implementarea relației (4.15) se poate realiza cu ajutorul unei bucle sau și mai simplu folosind facilitățile mediului Matlab de calcul matricial. La a doua variantă întâi se generează un vector al momentelor de timp în funcție de frecvența de eșantionare și de numărul de eșantioane dorite. Apoi se generează semnalul sinusoidal inițial, care reprezintă tensiunea de alimentare (în figura 4.11 este notat semnal sin ini), semnalul modulator și flicker-ul rezultat, toate trei folosind vectorul momentelor de timp calculat anterior.



a) flicker modulată cu semnal modulator sinusoidal



b) flicker modulat cu semnal modulator dreptunghiular

Fig. 4.11. Cele două tipuri de flicker

4.7. Generator de semnal pentru tipurile de perturbații care afectează calitatea alimentării

Acest subcapitol descrie un instrument virtual realizat sub forma unui generator virtual de perturbații cu interfață grafică cu utilizatorul (GUI), dezvoltat în mediul Matlab folosind ca și componentă hardware o placă de achiziție de date (produsă de National Instrument, de tip NI-PCI 6110). Pentru a elimina costul de achiziție al unei astfel de plăci de achiziție se poate utiliza, de asemenea, o placă de sunet sau un codec audio, ultimele două variante se pot găsi integrate pe anumite plăci de bază ale calculatoarelor personale, dar comparativ cu prima variantă, frecvența de eșantionare și gama dinamică a semnalului de intrare este mai redusă.

În figura 4.12 sunt prezentate elementele interfeței grafice cu utilizatorul. Fiecare element are atașată o etichetă sugestivă. Partea stângă conține două elemente, pentru vizualizarea perturbației selectate (eticheta "Perturbație") și a semnalului de ieșire (eticheta "Semnal de ieșire"). Restul elementelor sunt situate în partea dreaptă și permit: încărcarea unui fișier conținând un semnal perturbat achiziționat, salvarea unui fișier profil în format ASCII care conține numele fișierului și valorile parametrilor introduși de la tastatură, deschiderea și încărcarea unui profil (eticheta "Fișier intrare/ieșire"), introducerea parametrilor semnalului sinusoidal (numărul dorit de perioade, frecvența de eșantionare și vizualizarea domeniului frecvenței de eșantionare în dreptul etichetei "Parametrii semnal"), peste care se pot suprapune variații de scurtă sau lungă durată cu fronturi exponențiale (eticheta

“Var. I/s dur. fr. exp.”), începând de la un eșantion de start specificat (eticheta “Adaugă perturbație”), introducerea parametrilor dorți pentru fronturi (amplitudini, durate și timpi de creștere și de cădere), o perturbație tranzitorie (impuls, de la eticheta “Imp. Biexp.”, sau sinus amortizat “Sin. amort.”), armonici (eticheta “Armonici”), flicker (eticheta “Flicker”), variație de frecvență (eticheta “Var. Frecv.”) și variații de scurtă sau lungă durată cu fronturi verticale (eticheta “Var. I/s durată”). Zona din colțul drept de jos (eticheta “Control”), permite pornirea/oprirea plăcii de achiziție de date, a plăcii de sunet sau a codecului audio și închiderea aplicației.

Structura instrumentului virtual este descrisă în figura 4.13 și reflectă modul de funcționare al acestuia. Utilizatorul selectează tipul de perturbație dorit dintre cele disponibile (prin intermediul etichetelor), setează parametrii semnalului dorit și frecvența de eșantionare a plăcii de achiziție de date, selectează semnalul de ieșire dorit. Pe baza algoritmului corespunzător tipului de perturbație selectat, este generat și afișat semnalul de ieșire, care după activarea plăcii de achiziție (de la butonul Start din fig. 4.12), va fi disponibil și la ieșirea plăcii.

Instrumentul virtual poate să fie folosit de utilizatori cu un nivel redus de cunoștințe despre perturbații electromagnetice fără să fie nevoie de scrierea vreunei linii de cod. Un osciloscop analogic este util pentru vizualizarea semnalelor după selectarea unei baze de timp corespunzătoare.

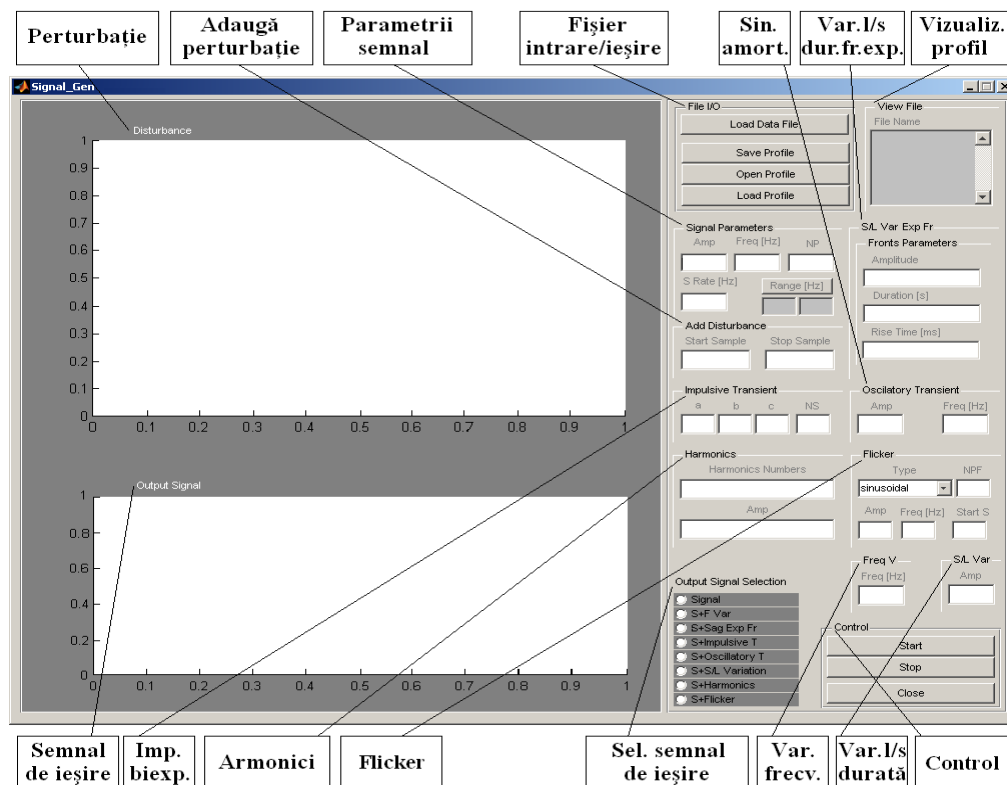


Fig. 4.12. Interfața grafică cu utilizatorul a generatorului de perturbații

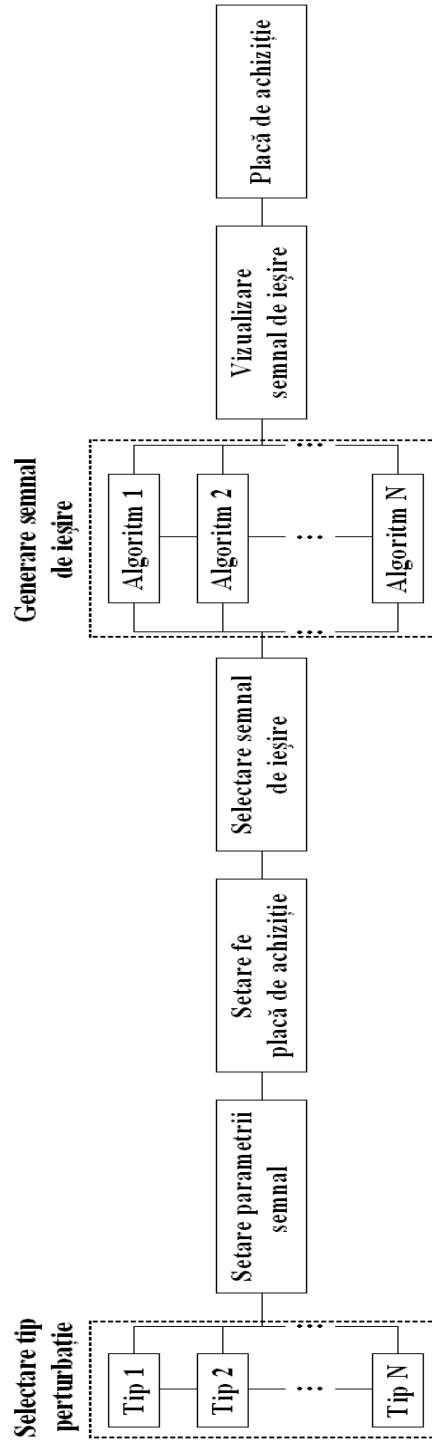


Fig. 4.13. Structura instrumentului virtual

Un exemplu de generare a unui gol de tensiune format din trei fronturi exponențiale, folosind generatorul virtual, este prezentat în fig. 4.14. Întâi se stabilesc valorile parametrilor pentru semnalul sinusoidal care va reprezenta semnalul din rețeaua de alimentare peste care se va suprapune perturbația, apoi se stabilesc și valorile parametrilor acesteia din urmă, se selectează tipul de perturbație dorită și se activează placa de achiziție de date.

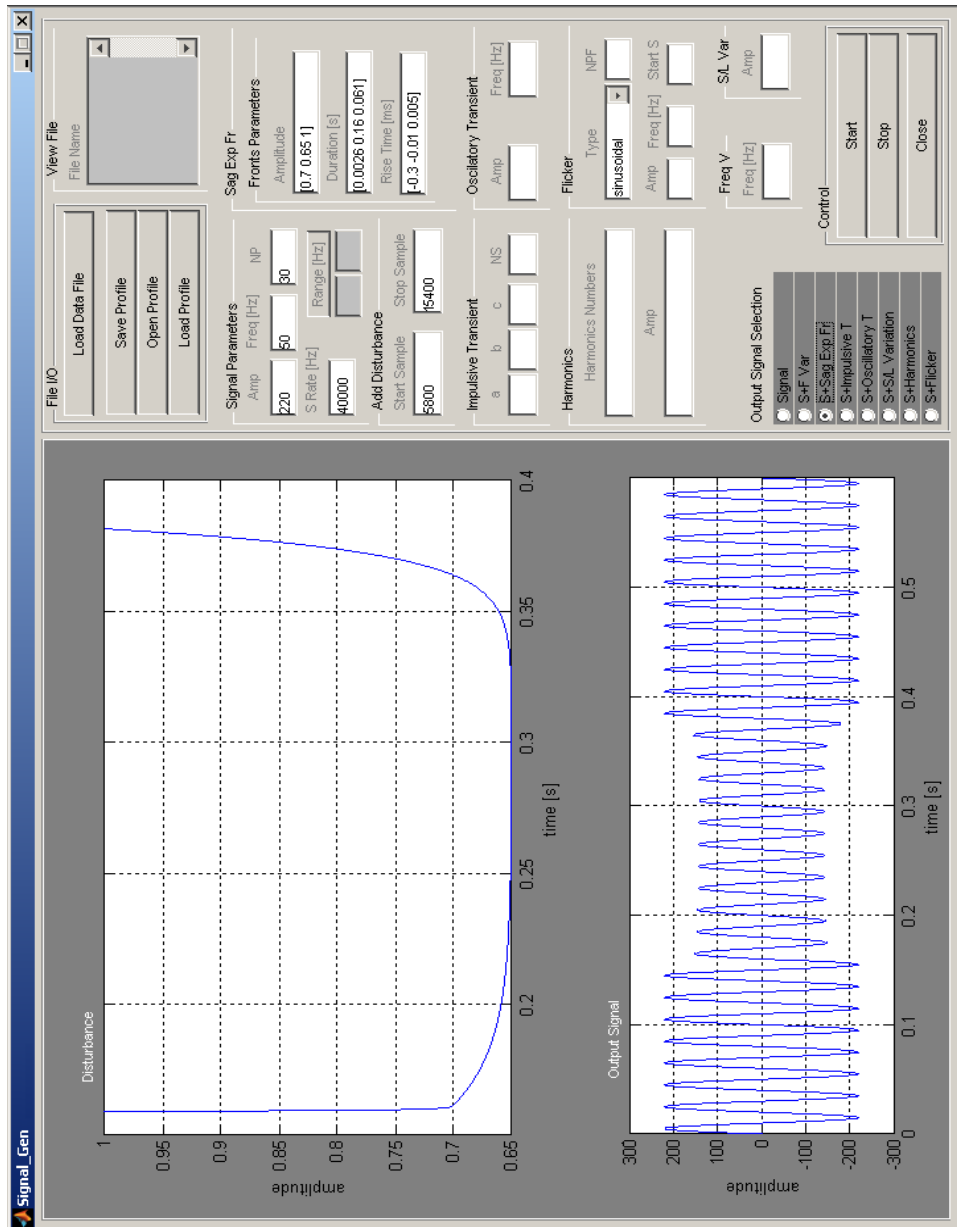


Fig. 4.14. Generare gol de tensiune cu fronturi exponențiale

Umătoarele figuri conțin semnale obținute cu ajutorul instrumentului virtual: fenomene tranzitorii (fig. 4.15), variații de scurtă durată (fig. 4.16), distorsiuni ale formei de undă datorate prezenței armonicilor (fig. 4.17) și variația frecvenței (fig. 4.18).

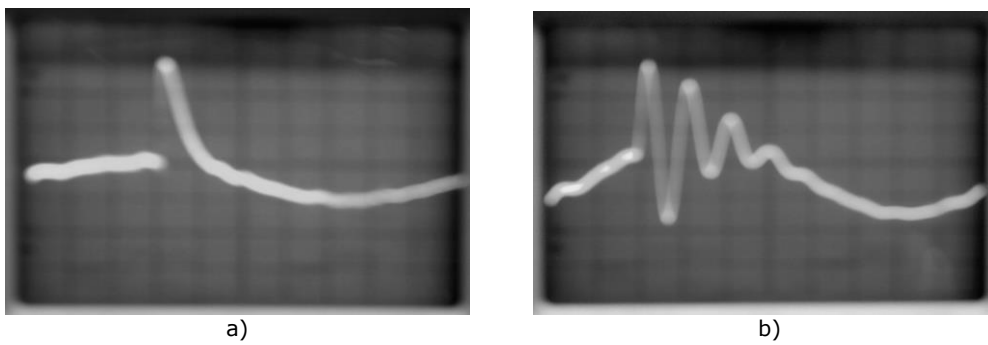


Fig. 4.15. Fenomene tranzitorii

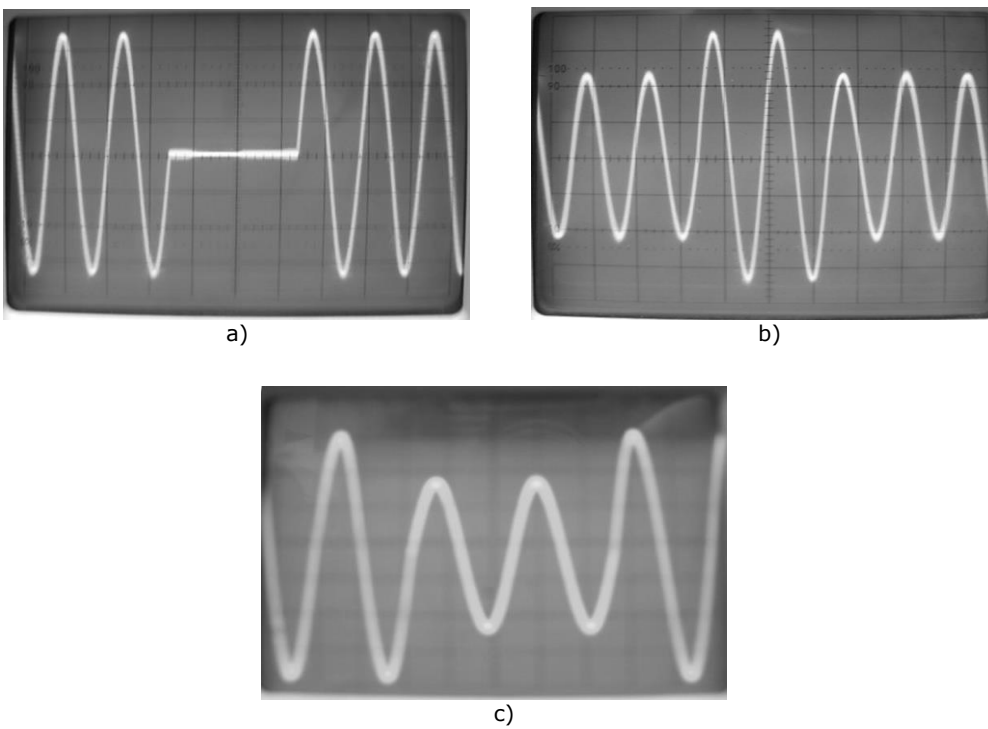


Fig. 4.16. Întrerupere, supratensiune și gol de tensiune

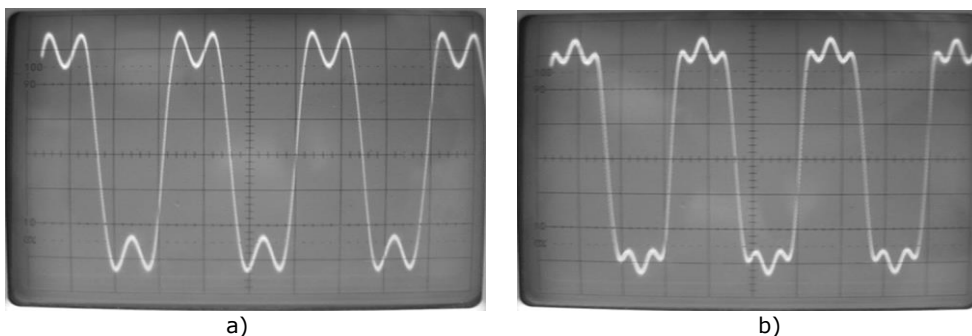


Fig. 4.17. Semnale sinusoidale perturbate cu armonici

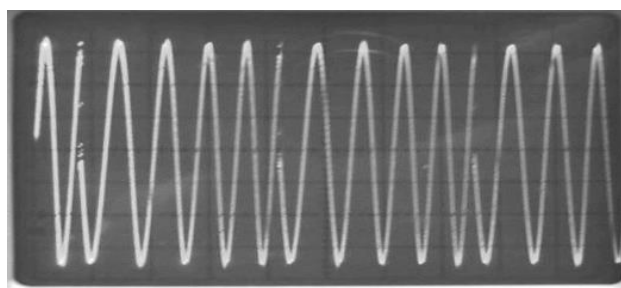


Fig. 4.18. Semnal sinusoidal conținând variații de frecvență

4.8. Concluzii

Modelarea numerică a perturbațiilor electromagnetice din sistemele de alimentare cu energie electrică în scopul dezvoltării unui sistem de monitorizare a perturbațiilor electromagnetice (dar care poate să fie utilizat și în cadrul testelor de compatibilitate electromagnetică sau în scopuri didactice), prin implementarea unor algoritmi pentru generarea acestora și integrarea algoritmilor într-un instrument virtual, construit pe baza unei plăci de achiziție de date, placă de sunet sau codec, care să substituie necesitatea utilizării unor semnale electrice reale achiziționate, dificil de obținut, prezintă avantaje semnificative, legate de costuri, protecția utilizatorului, nivelul redus de cunoștințe necesare utilizării aplicației, posibilitatea obținerii unor semnale electrice reale măsurabile și reproductibile pentru testarea și studiul metodelor numerice de prelucrare a semnalelor în scopul unei mai bune înțelegeri a efectelor perturbațiilor electromagnetice din rețeaua de alimentare.

Flexibilitatea generatorului virtual este limitată de hardware-ul utilizat. Obținerea unor valori mai mari ale frecvenței de eșantionare, gama dinamică a semnalelor de intrare și de ieșire (prin utilizarea unui circuit de amplificare), respectiv, a numărului de biți al convertoarelor plăcii de achiziție de date, presupun costuri suplimentare, dar sunt realizabile.

5. METODE NUMERICE PENTRU ANALIZA PERTURBAȚIILOR ELECTROMAGNETICE

5.1. Introducere

În acest capitol sunt descrise și comparate, prin simularea unor semnale afectate de diverse tipuri de perturbații, o serie de metode numerice utilizate pentru analiza, în domeniul frecvențe și respectiv, timp-frecvențe, a perturbațiilor electromagnetice care pot să apară în sistemele de alimentare. Tehnicile de analiza timp-frecvențe sunt soluții moderne pentru localizarea și clasificarea automată a evenimentelor.

5.2. Medierea periodogramelor

Medierea periodogramelor [130], [132], [207] se utilizează cu precădere la analiza fenomenelor tranzitorii de joasă frecvență și la obținerea semnalului curat, fără perturbații, dintr-un semnal afectat de notching. Prin mediere sunt înlăturate detaliile aleatoare.

Periodograma unui semnal discret $x(n)$, $n=0, 1, \dots, N-1$ este un estimator al densității spectrale de putere a semnalului considerat și are expresia

$$P_{PER}(f) = \frac{T}{N} \left| \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \exp(-j2\pi fnT) \right|^2, \quad -\frac{1}{2T} < f < \frac{1}{2T} \quad (5.1)$$

care se poate exprima în funcție de transformata Fourier

$$P_{PER}(f) = \frac{1}{NT} |X(f)|^2 \quad (5.2)$$

unde $X(f)$ este transformata Fourier discretă.

Dispersia periodogramei se aproximează prin relația

$$\sigma^2[P_{PER}(f)] \cong P_{XX}^2(f) \left[1 + \left(\frac{\sin 2\pi fNT}{N \sin 2\pi fNT} \right)^2 \right] \quad (5.3)$$

în care se observă că dispersia este mai mare decât pătratul densității spectrale de putere $P_{XX}^2(f)$, indiferent de valoarea lui N , lungimea secvenței. Pentru $N \rightarrow \infty$, dispersia nu se reduce la zero, adică estimatorul periodogramă nu este consistent. Abaterea standard pentru o frecvență f este de ordinul $P_{XX}(f)$.

Reducerea dispersiei periodogramei este posibilă dacă semnalul inițial este divizat în mai multe segmente și apoi se calculează periodograma mediată. În continuare, sunt descrise două metode de mediere.

5.2.1. Metoda Bartlett

În cazul metodei Bartlett [111], [132] cele K segmente de lungime L , în care este divizat semnalul considerat $x(n)$ de lungime N , nu se suprapun. Segmentul de ordin m are forma

$$x_m[n] = x[n + (m-1)L], \quad 0 \leq n \leq L-1 \quad (5.4)$$

iar numărul de eșantioane N se scrie

$$N = KL. \quad (5.5)$$

Periodograma unui segment se calculează cu relația

$$P_{PER,m}(f) = \frac{T}{L} \left| \sum_{n=0}^{L-1} x_m(n) \exp(-j2\pi n f n T) \right|^2, \quad m = 0, 1, \dots, K-1 \quad (5.6)$$

iar prin medierea periodogramelor se obține estimatorul

$$P_{AVPER}(f) = \frac{1}{K} \sum_{m=0}^{K-1} P_{PER,m}(f). \quad (5.7)$$

Dispersia estimatorului anterior, în cazul unui proces aleator gaussian, are expresia

$$\sigma^2[P_{AVPER}(f)] = \frac{1}{K} \sigma^2[P_{PER,m}^2(f)] \quad (5.8)$$

relație din care se poate observa că dispersia periodogramei mediate este de K ori mai mică decât dispersia periodogramei nemediate. Deoarece, în realitate, semnalul $x(n)$ considerat nu este un proces aleator gaussian, reducerea dispersiei este mai redusă [207].

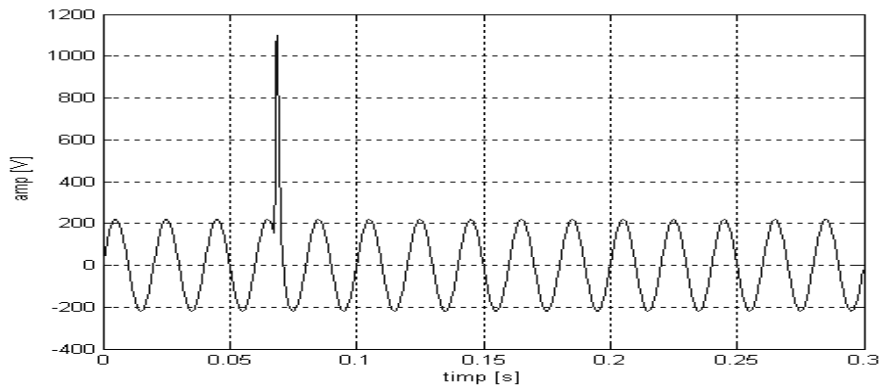
Rezoluția se reduce cu factorul K

$$K = \frac{N}{L} \quad (5.9)$$

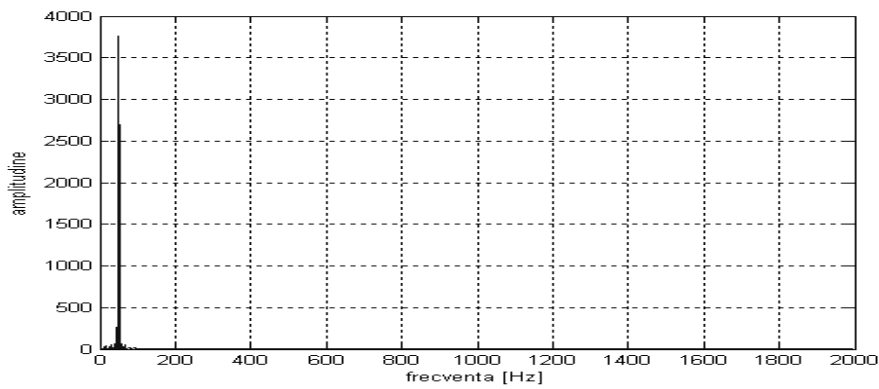
care se obține din relația (5.5).

Considerând un semnal sinusoidal cu amplitudinea 230 V și frecvența de 50 Hz peste care se suprapune un impuls biexponential cu amplitudinea 1000 (fig. 5.1 a), se calculează periodograma semnalului (fig. 5.1 b) și media periodogramelor pentru $K=8$ (fig. 5.1 c). Impulsul tranzitoriu are un spectru larg care scade cu

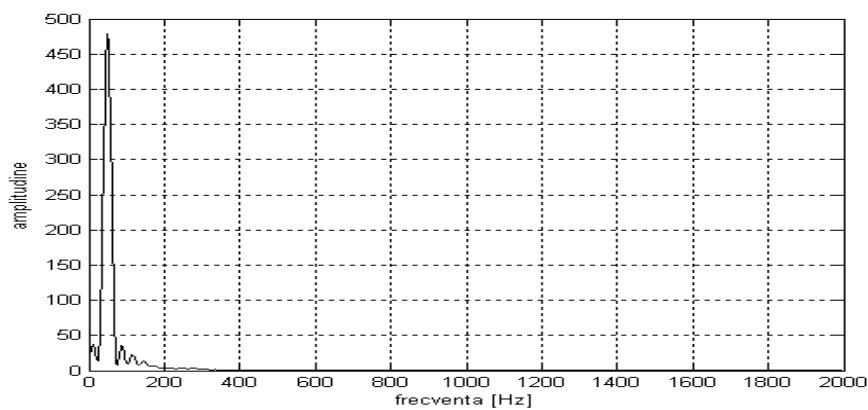
frecvența, dar este greu observabil în figura 5.1 b). Prin medierea periodogramelor în spectrul semnalului, în afara vârfului datorat semnalului sinusoidal cu frecvența de 50 Hz. se observă și componente laterale descrescătoare ca în figura 5.1 c).



a)



b)



c)

Fig. 5.1. Media periodogramelor unui semnal perturbat

5.2.2. Metoda Welch

La această metodă [111], [132] sunt aduse două modificări față de metoda Bartlett descrisă anterior: prima constă în posibilitatea suprapunerii segmentelor succesive în care este divizat semnalul considerat (de regulă, 50%) și a doua modificare constă în aplicarea unei funcții fereastră fiecărui segment.

Segmentul de ordinul m are forma

$$x_m[n] = x[n + (m-1)D]w[n], \quad 0 \leq n \leq L-1 \quad (5.10)$$

iar în funcție de mărimea lui D , apar mai multe situații:

- dacă $D=L$, segmentele succesive nu se suprapun și numărul de segmente este egal cu K din metoda Bartlett;
- dacă $D=L/2$ segmentele succesive se suprapun 50% și numărul de segmente este egal cu $2K$, adică se dublează numărul de segmente și pentru un proces aleator gaussian relația (5.8) rămâne valabilă, deci înlocuind K cu $K'=2K$ se obține înjumătățirea varianței [111].

În situația suprapunerii de 50% a segmentelor, dacă se menține același număr de segmente ca și în prima situație când $D=L$, se dublează lungimea acestora. Mărirea numărului de segmente în care este divizat semnalul inițial conduce la scăderea varianței, iar folosirea unor segmente mai lungi, îmbunătățește rezoluția [132].

Metoda Bartlett poate să fi privită ca un caz particular al metodei Welch în care funcția fereastră este dreptunghiulară.

5.3. Funcții fereastră

Funcțiile fereastră permit îmbunătățirea analizei spectrale prin netezirea în timp a secvențelor de eșantioane achiziționate și oferă posibilitatea îmbunătățirii rezoluției în frecvență.

Principali parametri ai funcțiilor fereastră sunt:

- lățimea lobului principal;
- panta de descreștere a lobilor laterali;
- nivelul maxim al lobilor laterali față de vârful lobului principal.

Lățimea lobului principal influențează rezoluția în frecvență a semnalului ferestruit. În cazul a două semnale de frecvențe apropiate, posibilitatea de a le distinge se mărește pe măsură ce lățimea scade, dar dacă lobul este îngust apare și următorul dezavantaj, energia ferestrei din lobi laterali crește în defavoarea lobului principal; consecințele sunt creșterea atenuării introduse de acesta și a amplitudinii lobilor laterali. Prin urmare, trebuie să se realizeze un compromis între rezoluția în frecvență și variațiile amplitudinilor lobilor ferestrei.

Fereastra dreptunghiulară [95] are expresia

$$w(n) = \begin{cases} 1, & n = 0, 1, \dots, N-1 \\ 0, & n \geq N \end{cases} \quad (5.2)$$

Această funcție nu afectează amplitudinea semnalului considerat, ea numai trunchiază durata în timp a semnalului la un interval finit și introduce cele mai mari

distorsiuni spectrale (figura 5.2 b). Este utilă la analiza perturbațiilor tranzitorii de durate mai reduse decât dimensiunea ferestrei.

Fereastra Hanning [95] este definită în continuare

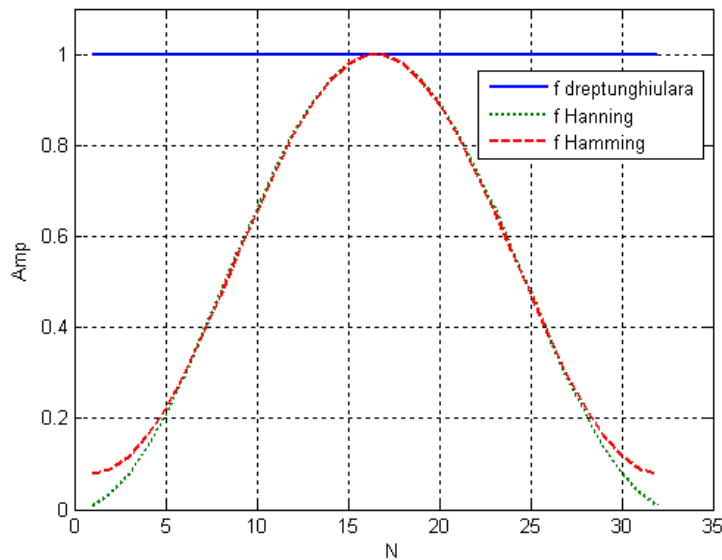
$$w(n) = 0,5 \left[1 + \left(\cos \frac{2\pi n}{N} \right) \right], \text{ unde } n=0,1, 2, N-1 \quad (5.11)$$

și prezintă lobi laterali mai reduși decât fereastra anterioară (figura 5.2 b). Se utilizează la analiza perturbațiilor tranzitorii de durate mai mari decât dimensiunea ferestrei, a semnalelor sinusoidale și a semnalelor sinusoidale combinate, aplicații de uz general în care nu se cunosc componentele semnalelor analizate.

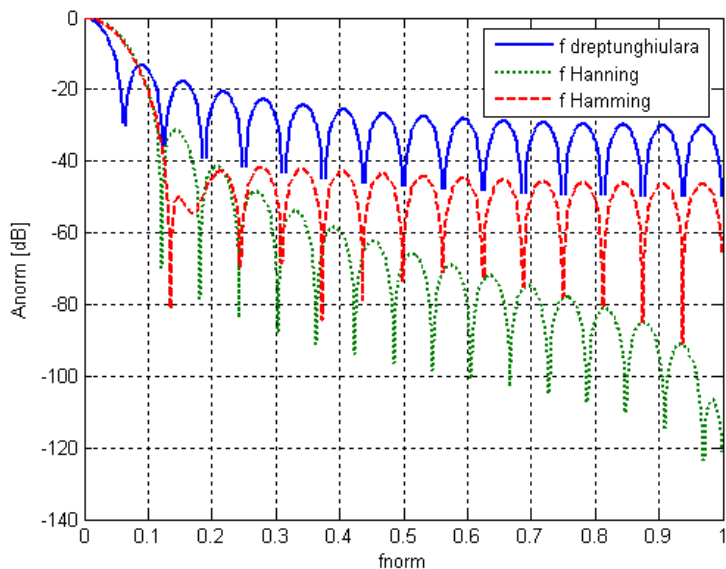
Fereastra Hamming [95] este definită astfel

$$w(n) = 0,54 - 0,46 \cos \left(\frac{2\pi n}{N} \right), \text{ unde } n=0,1, 2, N-1 \quad (5.12)$$

iar în domeniul timp fereastra are o alură asemănătoare ferestrei Hanning (figura 5.2 a), cu deosebirea că la capete nu se apropie atât de mult de valoarea zero, iar în domeniul frecvențe, lobi laterali sunt mai reduși, dar lobul principal este mai lat (figura 5.2 b). Este utilă la analiza semnalelor sinusoidale de frecvențe apropiate.



a) caracteristici amplitudine-timp



b) caracteristici amplitudine-frecvențe

Fig. 5.2. Funcții fereastră

În tabelul 5.1, pentru cele trei funcții fereastră considerate anterior, sunt prezentate amplitudinile lobului secundar [230], vizibile și în fig. 5.2 b). Funcția dreptunghiulară prezintă atenuarea cea mai redusă, în timp ce funcția Hamming se caracterizează prin atenuarea cea mai ridicată.

Tabelul 5.1. Amplitudinile lobului secundar pentru funcțiile fereastră dreptunghiulară, Hanning și Hamming

Funcție fereastră	Amplitudine lob secundar [dB]
Dreptunghiulară	-13
Hanning	-31
Hamming	-42

Tabelul 5.2 conține cerințele pe care trebuie să le îndeplinească instrumentele pentru măsurarea armonicilor pe baza transformatei FFT [67]. Dimensiunea recomandată a ferestrei este exprimată în s , iar perioada semnalului monitorizat cu frecvența de 50 Hz este 0,2 s. Prin împărțire se poate determina numărul de perioade necesar pentru măsurare în fiecare situație.

La armonicile cvasistaționare, măsurările pot să fie făcute punct cu punct, iar dimensiunea ferestrei permite selectarea numai a informației dorite. Pentru o fereastră dreptunghiulară, frecvența de eșantionare trebuie sincronizată cu frecvența fundamentală în scopul evitării erorilor de măsurare a frecvențelor, în timp ce pentru o fereastră Hanning, nu este necesară o sincronizare strictă, dar pot să fie induse linii spectrale suplimentare în spectrul semnalului original.

Armonicile fluctuante și cele cu variații rapide, trebuie măsurate în mod continuu și nu se admit goluri între ferestre. Dacă se folosește o fereastră Hanning este necesară suprapunerea a 50% dintre ferestre [67].

Tabelul 5.2. Cerințe pentru instrumente la măsurarea armonicilor

Categoria de armonici	Dimensiunea recomandată	Cerințe suplimentare
cvasistaționare	0,1-0,5 s	pot exista goluri între ferestre
fluctuante	fereastră dreptunghiulară 0,32 s	fără goluri între ferestre
	fereastră Hanning 0,4-0,5 s	suprapunere 50% dintre ferestre
variații rapide	fereastră dreptunghiulară 0,08-0,16 s	fără goluri între ferestre

5.4. Transformata Fourier în timp discret

Transformata Fourier permite analiza spectrală a semnalelor periodice și staționare, prin care se determină banda de frecvențe a unui semnal, în urma descompunerii într-o sumă de armonici.

Categoriile de perturbații care apar în sistemele de alimentare pot să fie neperiodice, nestaționare și neliniare. Prezintă interes inclusiv analiza în domeniul timp a acestora (momentul apariției și al încetării perturbației, durata etc.), care nu poate să fie efectuată folosind transformata Fourier. Limitările acestei transformate se fac simțite, în special, la analiza fenomenelor tranzitorii neperiodice și nestaționare.

Transformata Fourier în timp discret a unui semnal periodic discret $x[n]$, de lungime finită L , este

$$X(k) = \sum_{n=0}^{L-1} x[n] e^{-j \frac{2\pi}{N} kn}, \text{ unde } k=0, 1, 2, N-1. \quad (5.13)$$

Dacă numărul de eșantioane L al semnalului de intrare $x[n]$ este o putere a lui 2, se poate aplica algoritmul FFT (transformata Fourier rapidă).

5.4.1. Transformata Fourier pe timp scurt

Transformata Fourier pe timp scurt este o metodă clasică de analiză timp-frecvențe a semnalelor nestaționare, pentru care transformata Fourier este inadecvată. Avantajul oferit de această transformată este posibilitatea localizării în timp a perturbațiilor (observarea momentelor de apariție și încetare, a duratei și a timpului de creștere), spre deosebire de transformata Fourier.

Pentru un semnal discret $x[n]$, transformata Fourier pe timp scurt discretă se definește astfel

$$X[n, \lambda] = \sum_{m=-\infty}^{\infty} x[n+m]w[m]e^{-j\lambda m} \quad (5.14)$$

unde $w[m]$ este o funcție fereastră. Semnalul considerat $x[n]$ este înmulțit cu o fereastră de observare $w[m]$ și ulterior, este calculată transformata Fourier locală corespunzătoare a semnalului, iar fereastra va parcurge întreaga formă de undă a semnalului analizat [114].

În realitate, numărul de eșantioane al semnalului $x[n]$ este finit, prin urmare fie N acest număr, iar fereastra $w[m]$ se poate scrie

$$\begin{aligned} w[l] &\neq 0, \text{ pentru } 0 \leq l \leq L-1 \\ w[l] &= 0, \text{ pentru } l < 0 \text{ și } l \geq L \end{aligned} \quad (5.15)$$

unde L este dimensiunea ferestrei.

Dimensiunea ferestrei L poate fi mai mică sau egală cu N , numărul de eșantioane al semnalului $x[n]$

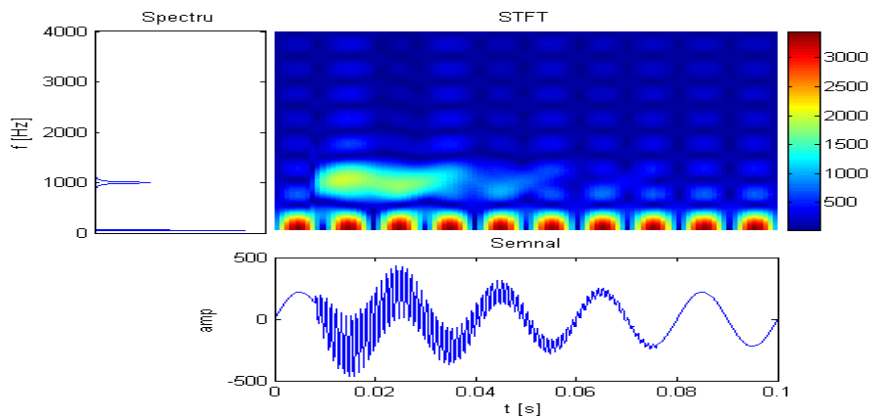
$$N \geq L. \quad (5.16)$$

Relația (5.14) poate să fie rescrisă

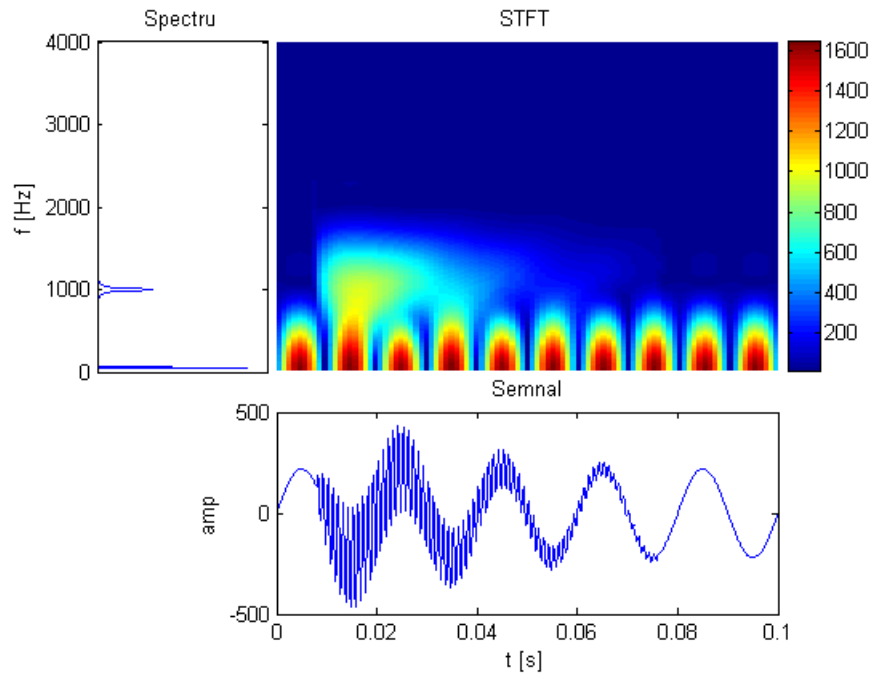
$$X[n, \lambda] = \sum_{l=0}^{L-1} x[n+l]w[l]e^{-\frac{j\lambda l}{N}}. \quad (5.17)$$

Modulul transformatei Fourier pe timp scurt la pătrat se numește *spectrogramă* și reprezintă distribuția de energie a semnalului.

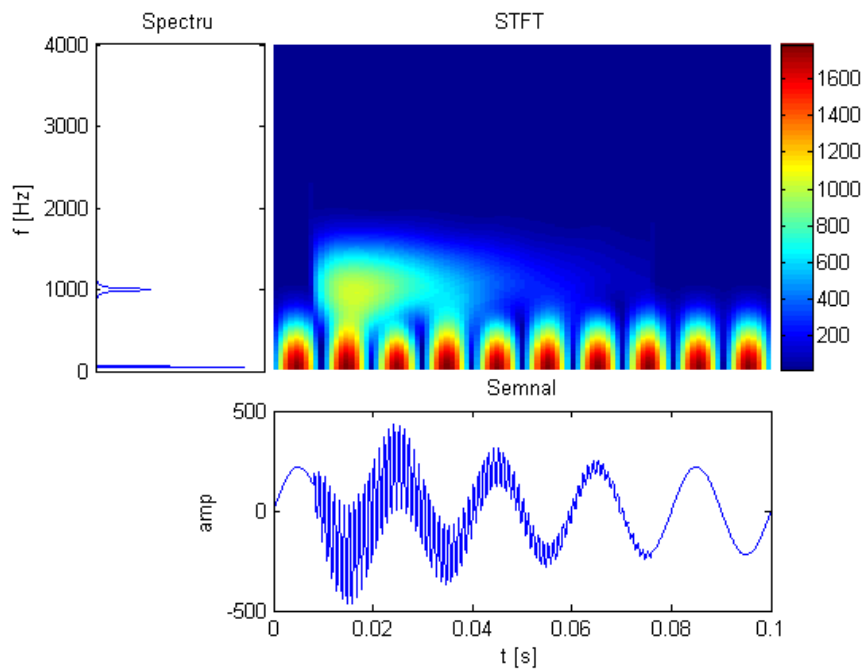
Considerăm un semnal sinusoidal cu frecvența de 50 Hz afectat pe mai multe perioade cu o perturbație tranzitorie de tip sinus amortizat, cu frecvența de 1000 Hz (figura 5.3). Spectrogramele obținute folosind ferestrele dreptunghiulară, Hanning și Hamming de dimensiune 16, sunt prezentate în figura următoare.



a) fereastră dreptunghiulară



b) fereastră Hanning

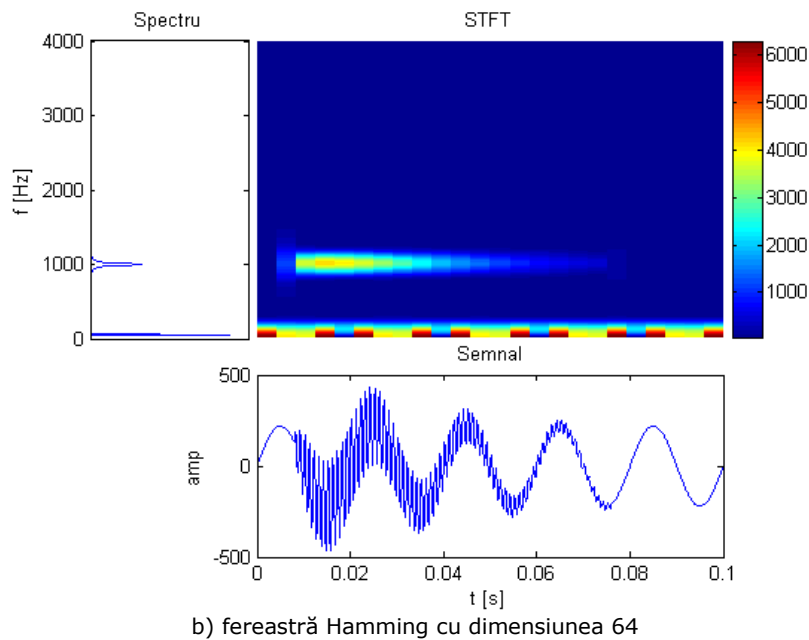
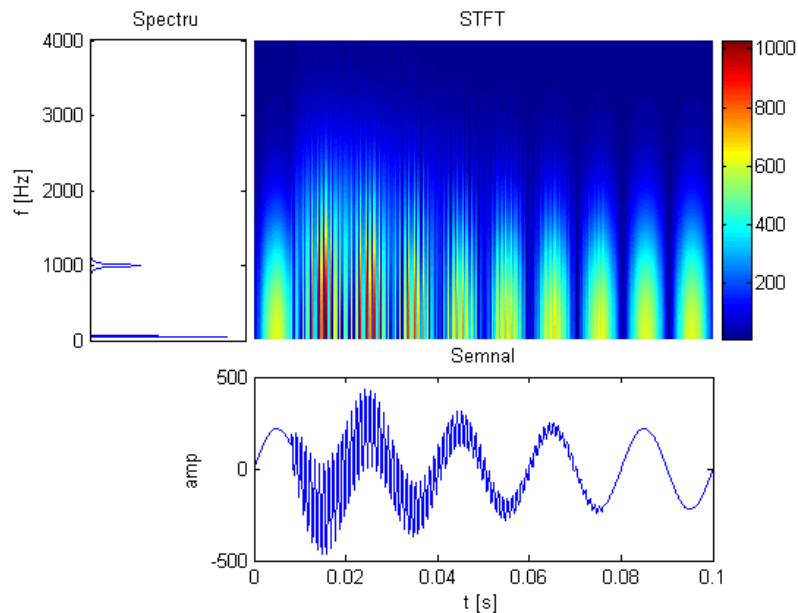


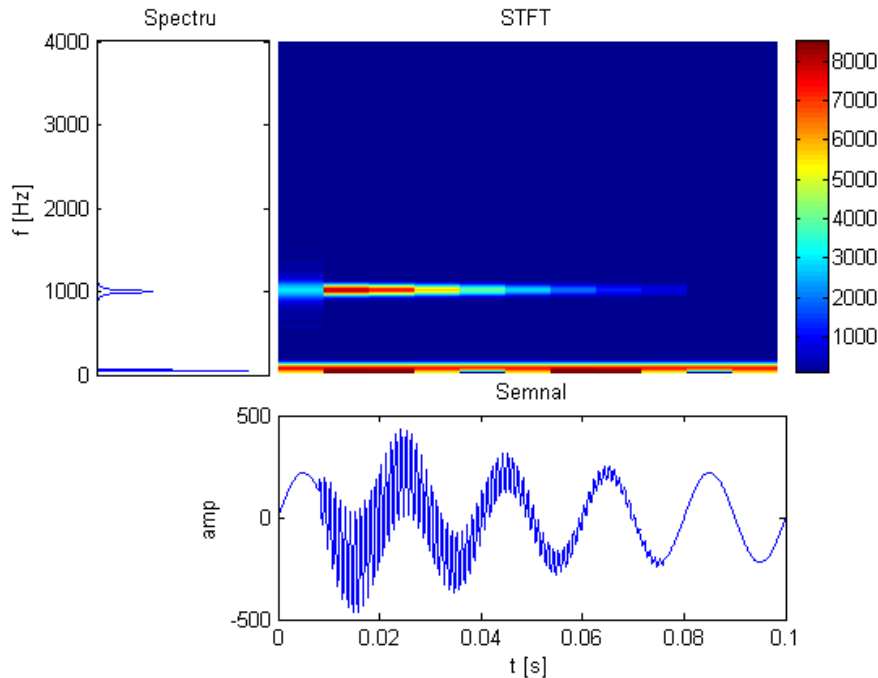
c) fereastră Hamming

Fig. 5.3. Spectroame obținute cu diverse funcții fereastră de dimensiune 16

Din figura 5.3 se observă că pentru fereastra dreptunghiulară, distorsiunile spectrale sunt cele mai însemnate, urmează fereastra Hanning cu distorsiuni mai reduse și fereastra Hamming cu cele mai reduse distorsiuni, în conformitate cu atenuările introduse de fiecare fereastră, descrise în tabelul 5.1.

În următoarea figură se studiază efectul dimensiunii ferestrei Hamming folosind același semnal perturbat.





c) fereastră Hamming cu dimensiunea 128

Fig. 5.4. Influența dimensiunii ferestrei asupra rezoluției în timp și în frecvență

Prin mărirea dimensiunii ferestrei crește rezoluția în domeniul frecvențe și scade rezoluția în domeniul timp, în timp ce o fereastră îngustă asigură o rezoluție în timp ridicată în detrimentul rezoluției în frecvență. Pe de altă parte dacă fereastra este foarte îngustă (figura 5.4 a) spectrul semnalului sinusoidal de frecvență 50 Hz (scăzută, comparativ cu frecvența de eșantionare), peste care s-a suprapus perturbația, tinde spre frecvența de eșantionare și nu se poate observa componenta de frecvență ridicată (1000 Hz) datorată perturbației.

Spectrogramele din figura 5.4 permit observarea componentelor spectrale ale semnalului perturbat, localizarea în timp a perturbației tranzitorii (momentul de start, momentul de încetare și durata perturbației) și a domeniului de frecvențe.

Pe de altă parte, în sistemele de alimentare, peste semnalele sinusoidale se pot suprapune perturbații tranzitorii de frecvențe ridicate și astfel spectrele semnalelor rezultate conțin atât componente de frecvență ridicată cât și componente de joasă frecvență, iar analiza acestor semnale este limitată de faptul că la transformata Fourier pe timp scurt dimensiunea ferestrei este fixă, iar ca urmare și rezoluția timp-frecvențe este fixă pentru toate componentele spectrale. Nu se poate asigura o rezoluție progresivă, mai ridicată pentru componentele de frecvențe ridicate decât pentru componentele de joasă frecvență. Transformata wavelet descrisă în subcapitolul următor, remediază această limitare și asigură o rezoluție progresivă.

5.5. Transformata wavelet

Prin transformata wavelet s-a urmărit depășirea limitărilor transformatei Fourier și a transformatei Fourier pe timp scurt. Descompunere wavelet a unui semnal în benzi de frecvențe, prin filtrare trece sus și trece jos, asigură o rezoluție progresivă care permite localizarea mai exactă a fenomenelor tranzitorii și determinarea caracteristicilor acestora.

Primele aplicații ale *transformatei wavelet* în domeniul sistemelor de monitorizare a perturbațiilor, au fost publicate în 1994 (de Robertson și Ribeiro), evoluția ascendentă în timp a numărului acestora este prezentată în figura de mai jos [32].

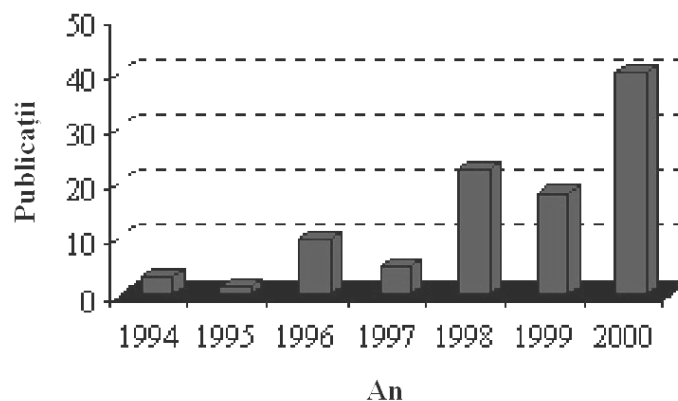


Fig. 5.5. Evoluția numărului aplicațiilor transformatei wavelet

Prin *wavelet* se înțelege o undă de durată scurtă care tinde la 0 când timpul tinde la ∞ și valoarea sa medie este 0.

Analiza Fourier descompune semnalele în armonici (componente sinusoidale), în timp ce analiza wavelet descompune semnalele în undine. O undină are durată limitată și de regulă, este neregulată și asimetrică, spre deosebire de o sinusoidă care nu are durată limitată și are o formă de variație în timp previzibilă.

Transformata wavelet continuă (CWT) a unei funcții $f(t)$ de pătrat integrabilă, $f(t) \in L^2[R]$, se definește [15], [95]:

$$CWT(\tau, \gamma) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) \overline{\psi_{\tau, \gamma}\left(\frac{t-\tau}{\gamma}\right)} dt. \quad (5.19)$$

unde parametrul τ se numește *factor de translație*, γ *factor de scară*, iar $\psi(t)$ este *funcție wavelet de bază*.

Din funcția $\psi_{\tau, \gamma}(t)$ se obține, prin scalare și translație în timp, folosind cei doi parametri τ și γ , familia de funcții (numite și undine [140])

$$\psi_{\tau, \gamma}(t) = \frac{1}{\sqrt{\gamma}} \psi\left(\frac{t-\tau}{\gamma}\right), \gamma > 0, \tau \in \mathbb{R}. \quad (5.20)$$

În general, funcția $\psi(t)$ este reală.

Câteva funcții wavelet de bază sunt prezentate în continuare (figura 5.6):

- funcția Morlet $\psi(t) = \text{Re} \left\{ e^{j\omega_0 t} \cdot e^{-\frac{t^2}{2}} \right\};$
- funcția Haar $\psi(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t \leq 1/2 \\ -1, & 1/2 \leq t \leq 1 \\ 0, & t > 1 \end{cases};$
- funcția Shannon $\psi(t) = \frac{\sin(\pi \cdot t / 2)}{\pi \cdot t / 2} \cdot \cos\left(\frac{3 \cdot \pi \cdot t}{2}\right).$

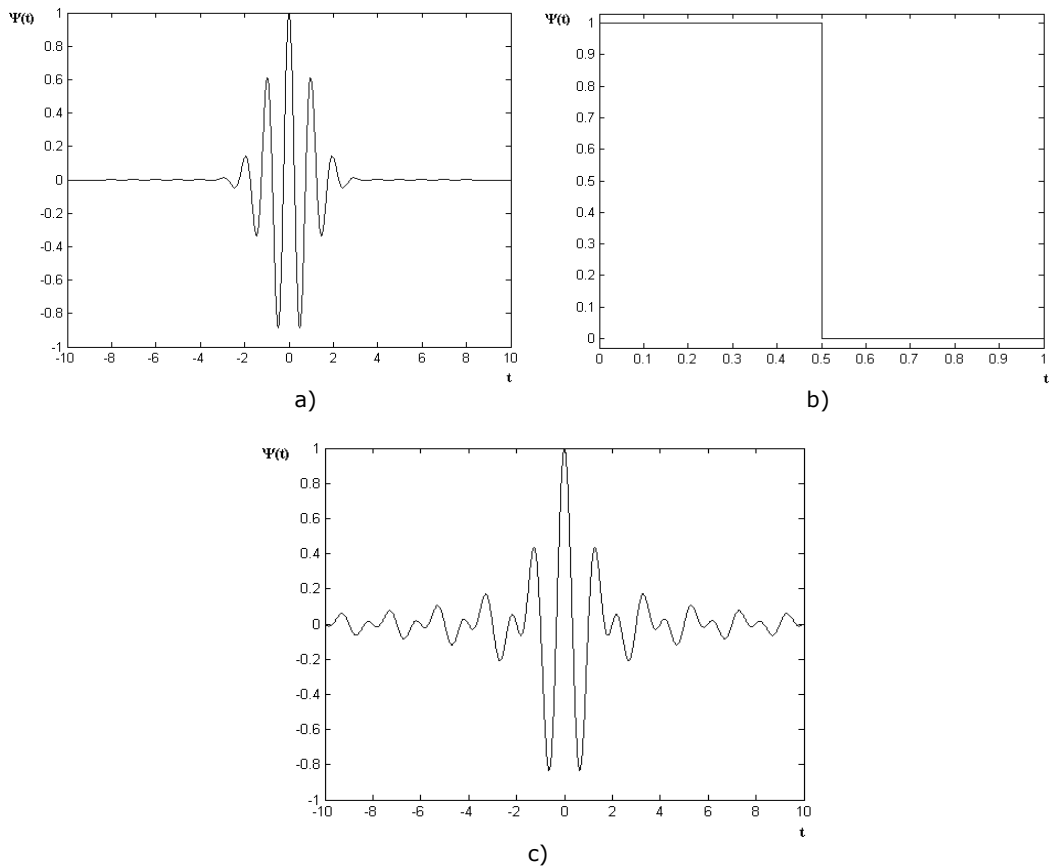
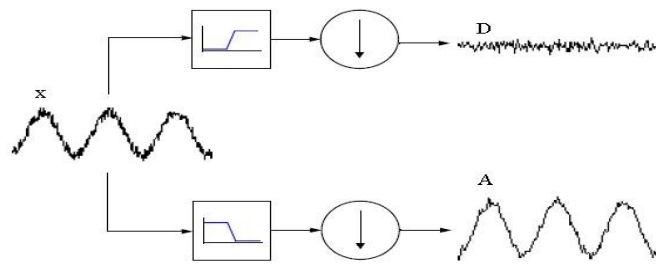


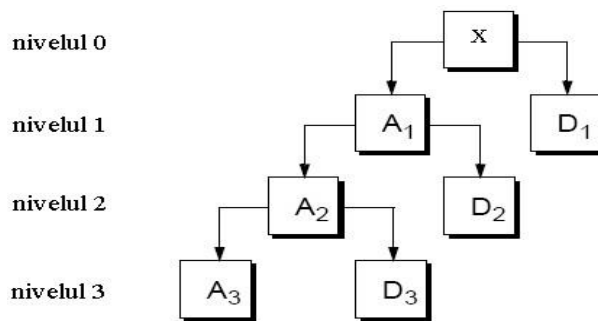
Fig. 5.6. Funcții wavelet de bază: a) Morlet, b) Haar și c) Shannon

Transformata wavelet permite analiza multirezoluție (timp-scară) a semnalelor; pentru o anumită scară, semnalul analizat este înlocuit cu o aproximare a sa. Un semnal continuu $x(t)$, se poate descompune, prin filtrare, utilizând filtre trece jos, trece sus și decimare cu 2 (figura 5.7), în *aproximații* ($A_j(t)$), componentele de joasă frecvență la scară mare, și *detalii* ($D_j(t)$), componentele de înaltă frecvență la scară redusă

$$x(t) = A_{j_0}(t) + \sum_{j=0}^{j_0} D_j(t) \quad (5.20)$$



a) descompunere prin filtrare și decimare



b) arborele descompunerii

Fig. 5.7. Descompunere semnal folosind transformata wavelet

unde

$$A_j(t) = \sum_k c_j(k) \psi_{j,k}(t) \quad (5.21)$$

$$D_j(t) = \sum_k d_j(k) \psi_{j,k}(t) \quad (5.22)$$

$c_j(t)$ sunt coeficienții funcției de scalare, iar $d_j(t)$, cei ai funcției wavelet de bază, j_0 reprezintă scara considerată și $\varphi(t)$ se numește *funcție de scalare*. În urma descompunerii pe mai multe niveluri a semnalului $x(t)$ considerat, se obține *arborele descompunerii wavelet* (figura 5.7 b).

Pentru exemplul prezentat anterior, se poate scrie relația

$$x(t) = A_1 + D_1 = A_2 + D_2 + D_1 = A_3 + D_3 + D_2 + D_1 \quad (5.23)$$

în care la fiecare nivel j , îi corespunde aproximarea A_j și detaliul D_j .

Dezvoltând relația (5.20) pe baza relațiilor (5.21) și (5.22), se obține:

$$x(t) = \sum_k c_j(k) \varphi_{j_0,k}(t) + \sum_{j=0}^{j_0} \sum_k d_j(k) \psi_{j,k}(t) \quad (5.24)$$

unde *funcție de scalare* $\varphi(t)$ este definită prin

$$\phi(t) = \psi(t) e^{j2\pi f_0 t} \quad (5.25)$$

iar $f_0 = f_\gamma$, unde f este frecvența centrală.

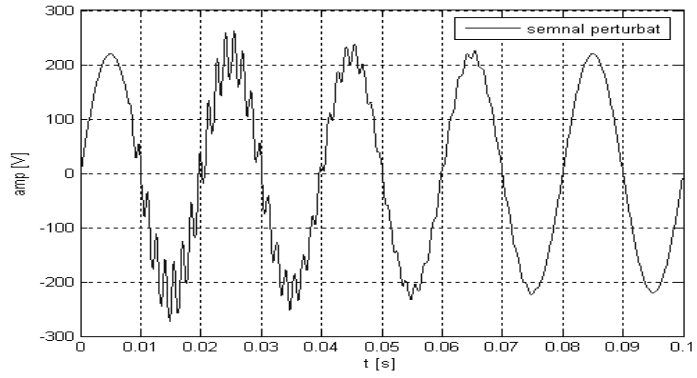
Spre deosebire de transformata Fourier pe timp scurt, la transformata wavelet, dimensiunea ferestrei este variabilă, mare pentru semnalele de joasă frecvență și redusă pentru semnalele de înaltă frecvență.

Legătura dintre factorul de scară, rezoluție și nivelul descompunerii este prezentată în tabelul 5.3. Cu cât factorul de scară este mai mic, se obține o rezoluție în timp mai ridicată (și o rezoluție în frecvență mai scăzută). Invers, la o valoare ridicată a factorului de scară, corespunde o rezoluție în timp redusă, adică detalii mai mici și fine ale semnalului (și respectiv, o rezoluție în frecvență ridicată). Se observă că rezoluția este progresivă.

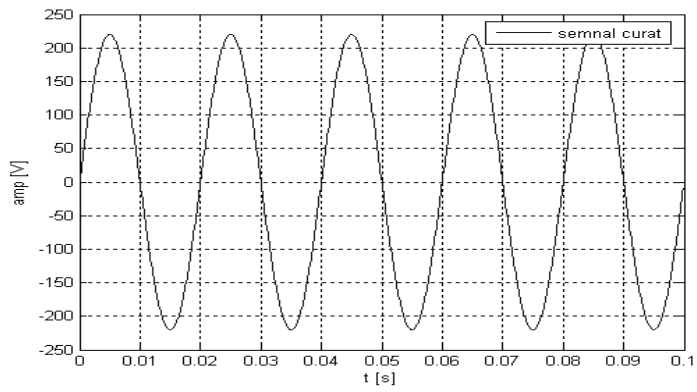
Tabelul 5.3. Legătura dintre factorul de scară, rezoluție și nivelul descompunerii wavelet

Nivelul	N	...	i	...	2	1	0
Scara	2^N	...	2^i	...	2^2	2	1
Rezoluția în timp	$1/2^N$...	$1/2^i$...	$1/2^2$	$1/2$	1

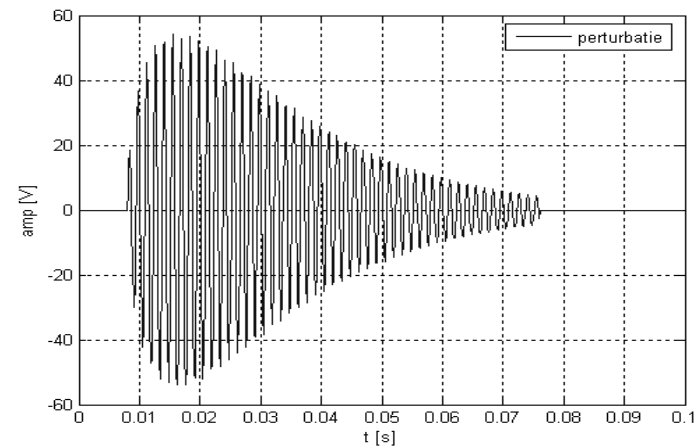
Se consideră un semnal sinusoidal cu amplitudinea de 230 V și frecvența de 50Hz, perturbat cu un sinus amortizat (pe mai multe perioade), cu frecvența de 700 Hz (figura 5.7 a). Se realizează o descompunere wavelet pe 8 niveluri folosind ca funcție wavelet de bază funcția Daubechies de ordinul 10. Semnalul "curat" se obține din semnalul anterior prin mediere pe mai multe perioade (figura 5.7 b). Pentru a extrage perturbația, se efectuează diferența între cele două semnale (figura 5.7 c).



a)



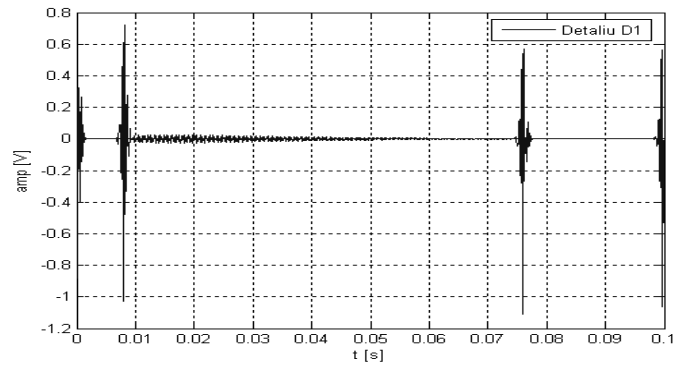
b)



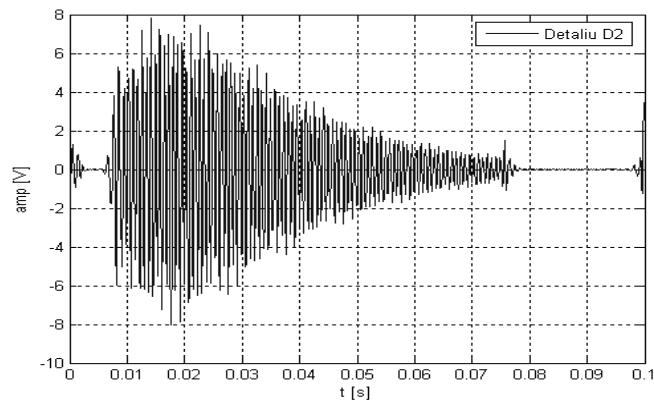
c)

Fig. 5.8. Extragere perturbație

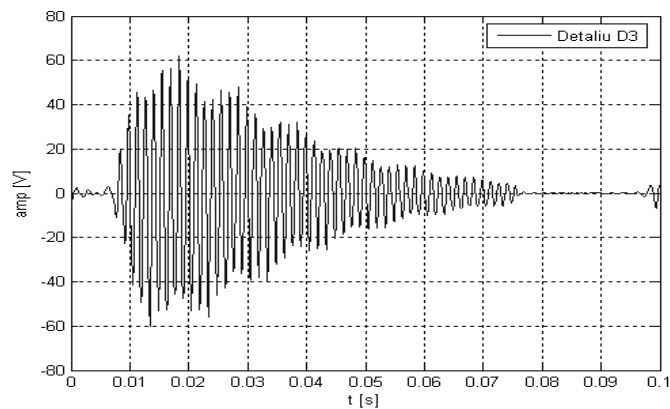
Prin descompunerea wavelet a semnalului perturbat se obțin coeficienții D_1 , D_2 , D_3 și D_4 ("detaliile"). Aceștia permit localizarea în timp a sinusului amortizat (figura 5.9), determinarea duratei (aproximativ 65 ms) și a amplitudinii.



a)



b)



c)

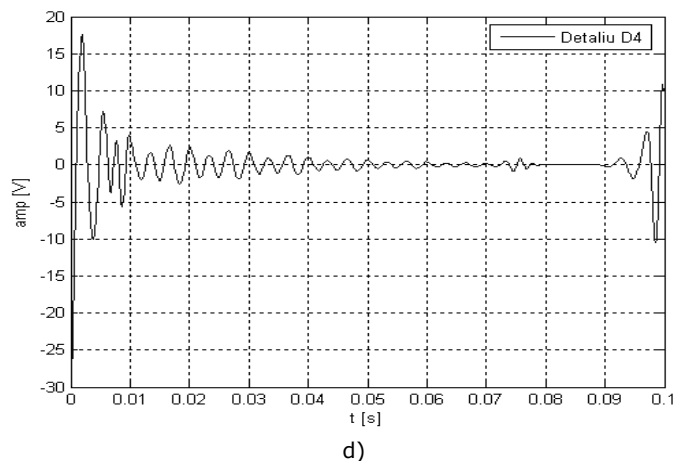


Fig. 5.9. Detalii semnal perturbat cu sinus amortizat

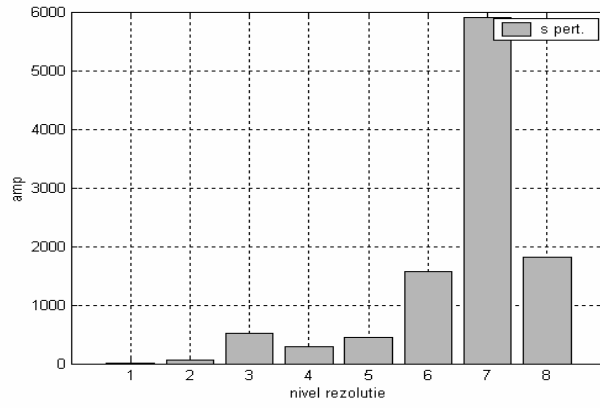
În figura anterioară se observă că pentru determinarea parametrilor perturbației se pot folosi numai detaliile 2 și 3 (figura 5.9 b și c). La detaliul 4 (figura 5.9 d), datorită filtrării, perturbația nu se mai distinge, iar dintre acestea, detaliul 3 evidențiază cel mai bine forma de variație a perturbației. Acest lucru este și mai evident dacă se observă diferența dintre distribuțiile de energie ale semnalului perturbat și respectiv curat (figura 5.10 c), descrise mai jos.

Benzile de frecvențe corespunzătoare nivelurilor descompunerii wavelet sunt prezentate în tabelul 5.4 de mai jos.

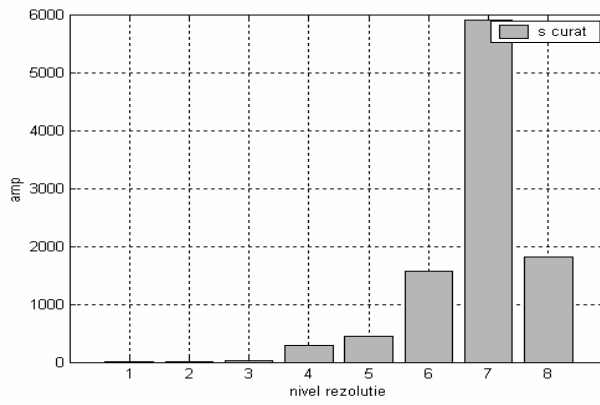
Tabelul 5.4. Benzile de frecvențe corespunzătoare nivelurilor descompunerii wavelet

Nivelul descompunerii	Banda [Hz]
1	1920-3840
2	960-1920
3	480-960
4	240-480
5	120-240
6	60-120
7	30-60
8	15-30

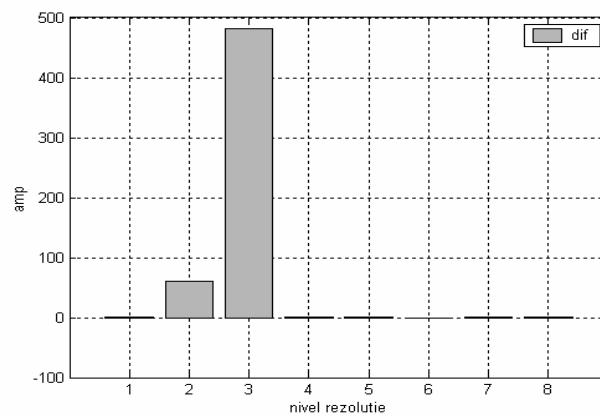
Din studierea diferenței dintre distribuțiile de energie ale celor două semnale (figura 5.10 a și b), se observă că majoritatea componentelor armonice se găsesc cuprinse în benzile corespunzătoare nivelurilor 2 și 3 ale descompunerii (figura 5.10 c), adică între 480-1920 Hz, astfel încât perturbația se poate clasifica ca și perturbație tranzitorie de joasă frecvență.



a)



b)



c)

Fig. 5.10. Distribuțiile de energie

5.5.1. Compresia semnalelor folosind transformata wavelet

Tehnicile de compresie sunt utilizate pentru a extinde capacitățile de stocare limitate ale sistemelor de monitorizare. Pentru achiziția perturbațiilor de frecvențe ridicate sunt necesare frecvențe de achiziție ridicate care conduc la un număr ridicat de eșantioane și necesită capacități de stocare pe măsură. Prin compresia semnalelor se urmărește reducerea capacităților de stocare necesare, dar și afectarea într-o măsură cât mai redusă a detaliilor semnalelor.

Transformata wavelet permite compresia unui semnal în mai multe etape [102], [129], [180], descompunerea acestuia, compresia coeficienților decompunerii wavelet cu ajutorul unui prag de compresie și apoi în final refacerea semnalului pe baza coeficienților decompunerii.

Compresia coeficienților decompunerii wavelet a unui semnal X (figura 5.11) constă în reducerea numărului de eșantioane ale coeficienților. Amplitudinile coeficienților unui semnal perturbat sunt mai ridicate decât ale coeficienților unui semnal curat. Prin compresie se urmărește reținerea numai a coeficienților asociați prezenței perturbației și neglijarea celorlalți. În acest scop este utilizat un prag de compresie. Stabilirea valorii pragului se poate realiza în funcție de valoarea absolută maximă a coeficienților corespunzători scării decompunerii considerate

$$\eta_S = (1 - u) \times \max\{|D_i(n)|\} \quad (5.26)$$

unde η_S este valoarea pragului, iar u ia valori în domeniul $0 \leq u \leq 1$ (de exemplu, dacă $u=0,85$ pragul η_S este 15% din maximul valorii absolute a coeficienților $D_i(n)$).

Eșantioanele coeficienților mai mici decât valoarea pragului ales devin zero, iar cele mai mari sau egale decât pragul impus se păstrează împreună cu locația lor temporală.

$$D_{iC}(n) = \begin{cases} D_i(n), & |D_i(n)| \geq \eta_S \\ 0, & |D_i(n)| < \eta_S \end{cases} \quad (5.27)$$

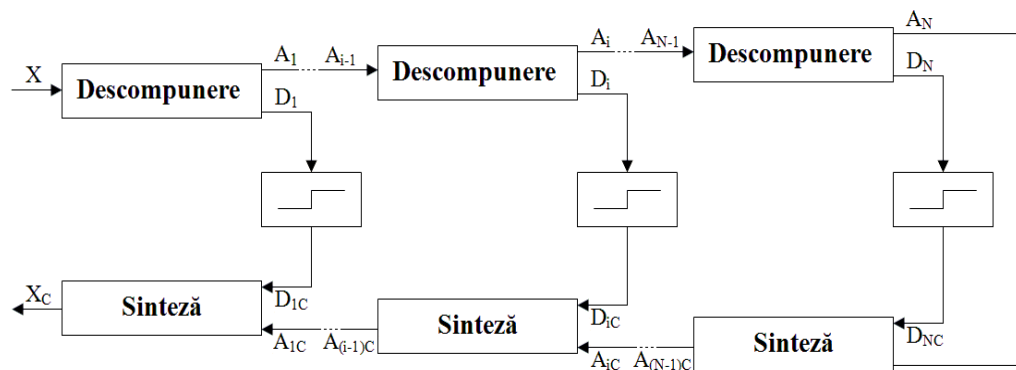


Fig. 5.11. Schema de descompunere, compresie și reconstrucție pentru N nivele

Rata de compresie se calculează ca și raportul dintre dimensiunea inițială a fișierului (S_{fi}) și dimensiunea fișierului comprimat (S_{fc})

$$CR = \frac{S_{fi}}{S_{fc}}. \quad (5.28)$$

Calitatea semnalului reconstruit se evaluează prin calcularea erorii medii pătratice normalizate ($NMSE$ – Normalized Mean Square Error)

$$NMSE = \frac{\|X(n) - X_C(n)\|^2}{\|X(n)\|^2}. \quad (5.29)$$

unde $X(n)$ este semnalul inițial și $X_C(n)$ este semnalul reconstruit după compresie.

În continuare, se studiază influența ordinului funcției Daubechies folosită ca funcție wavelet de bază $\psi(t)$ pentru două tipuri de perturbații, impuls biexponențial și sinus amortizat.

Peste semnalele perturbate considerate, în continuare, s-a adăugat și zgomot alb deoarece zgomotul electric însoțește în permanență formele de undă înregistrate în cadrul sistemelor de monitorizare a calității alimentării cu energie electrică. Conform standardului IEEE 1159-1995, zgomotul este un semnal electric aleator cu amplitudinea de sub 1% din valoarea nominală a amplitudinii semnalului de alimentare. Pentru modelarea acestuia se poate folosi modelul zgomotului alb cu distribuție gaussiană, considerând valoarea medie $\mu=0$ și varianța $\sigma^2=1$ [198], [199].

În fig. 5.12 [198] este reprezentat un semnal fără și respectiv cu zgomot alb, pentru a doua situație, raportul semnal-zgomot este de 48 dB (aproximativ 0,9% din valoarea nominală a amplitudinii semnalului de alimentare). Zgomotul suprapus peste semnal se observă cu greutate, dar privind spectrul semnalului, zgomotul se distinge clar.

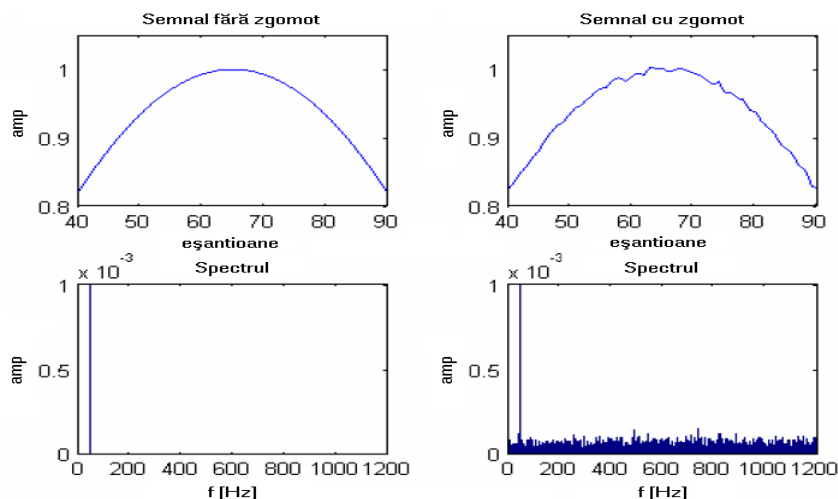


Fig. 5.12. Semnal simulat fără și respectiv cu zgomot

Se consideră un semnal sinusoidal cu frecvența de 50 Hz și amplitudine 230 V perturbat cu un impuls biexponențial de amplitudine 1000 V și zgomot alb (cu distribuție gaussiană), care este supus unei descompuneri wavelet pe 3, 4 și 5 niveluri și apoi este comprimat folosind un prag de compresie cu valorile 1, 3, 5, 7 și 10. Se utilizează, ca și funcție wavelet de bază $\psi(t)$, o funcție Daubechies de ordinul 3, 4 și 5 (tabelul 5.5). Frecvența de eșantionare este 20 kHz. Semnalul din fig. 5.13 este obținut folosind pragul $\eta_S=1$ (1,43% din valoarea absolută maximă a coeficienților, iar $u=0,9857$), funcție Daubechies de ordinul 3 și 3 niveluri pentru descompunerea wavelet.

Coeficienții descompunerii (figura 5.14 a) sunt comprimați (figura 5.14 b) astfel: pentru coeficientul D_1 se folosesc $2 \cdot 303 = 606$ eșantioane (303 eșantioane diferite de zero și suplimentar pozițiile lor), pentru coeficientul D_2 se folosesc $2 \cdot 167 = 334$ eșantioane, pentru coeficientul D_3 se folosesc $2 \cdot 85 = 170$ eșantioane și coeficientul A_3 are 250 de eșantioane. Numărul de eșantioane al semnalului comprimat este de 1360 de eșantioane. Rata de compresie este $2000/1360 = 1,47$.

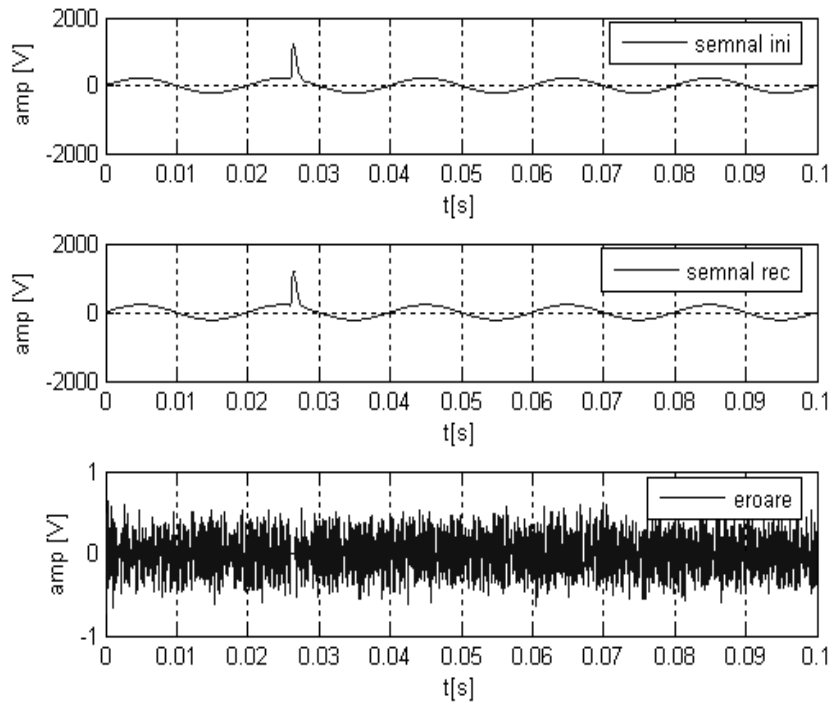


Fig. 5.13. Descompunere wavelet pe 3 niveluri cu pragul de valoare 1 a unui semnal perturbat cu un impuls biexponențial

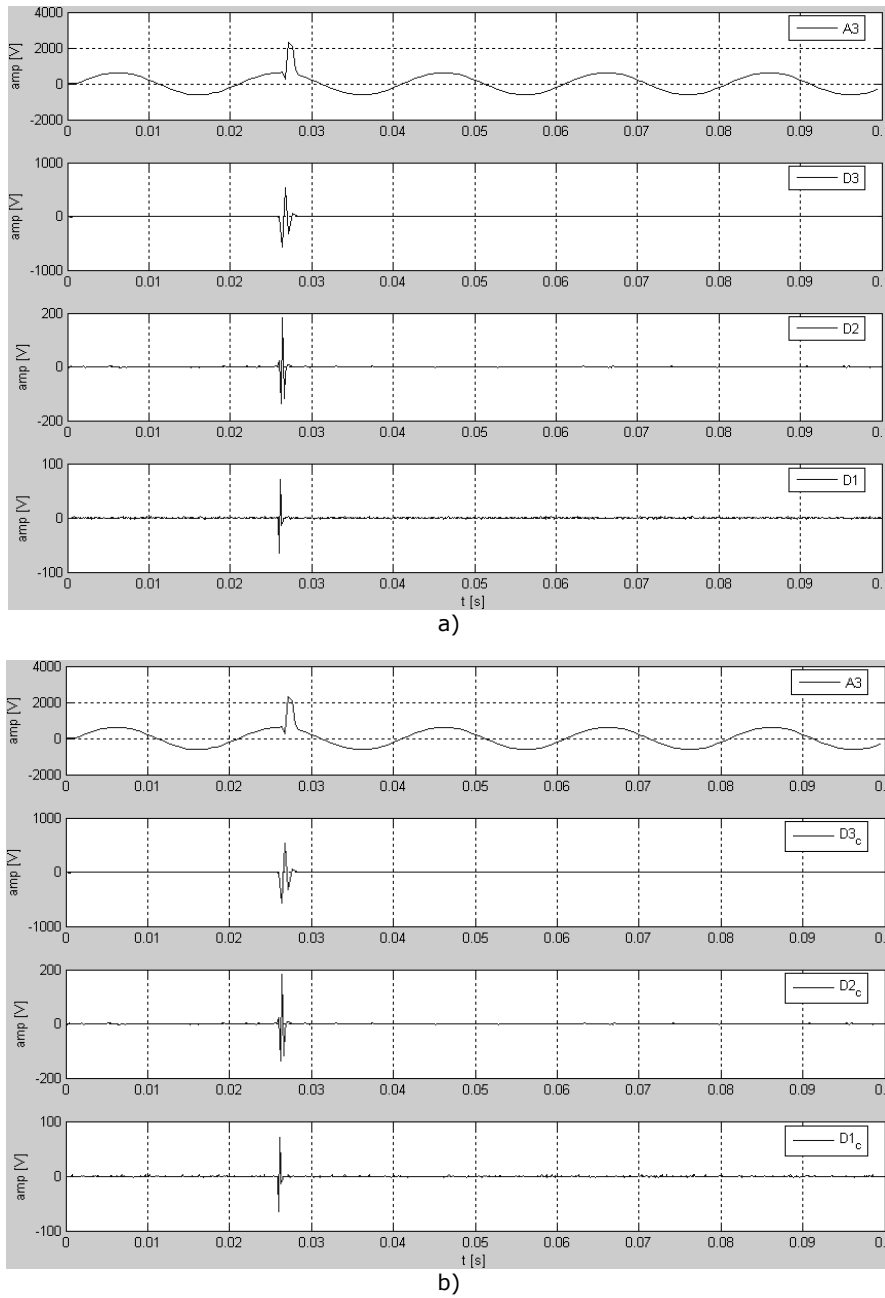


Fig. 5.14. Coeficienții descompunerii înainte și după compresie pentru semnalul perturbat cu un impuls biexponențial

Pentru semnalul considerat, din figura 5.13, se analizează legătura dintre ordinul funcției wavelet de bază $\psi(t)$, numărul de niveluri ale descompunerii wavelet, pragul de compresie η_s , eroarea $NMSE$, rata de compresie CR și eroarea

relativă maximă dintre semnalul comprimat și cel inițial. Rezultatele sunt prezentate în tabelul 5.5.

Tabelul 5.5. Rezultatele compresiei semnalului perturbat cu un impuls biexponențial.

$\psi(t)$	Nr. niveluri	η_s	NMSE [%]	CR	Er_max [%]
Db3	3	1	5,5154e-006	1,47	1
Db3	3	3	2,7748e-005	6,34	2,17
Db3	3	5	2,7151e-005	6,94	1,32
Db3	3	7	2,7827e-005	7,09	1,77
Db3	3	10	2,6502e-005	7,14	2,81
Db3	4	1	5,9226e-006	1,43	1,41
Db3	4	3	2,8052e-005	9,76	1,46
Db3	4	5	2,9240e-005	10,7	1,42
Db3	4	7	3,1081e-005	11,17	1,97
Db3	4	10	3,1515e-005	11,7	2,76
Db3	5	1	5,4740e-006	1,37	0,62
Db3	5	3	3,1864e-005	8,37	2,11
Db3	5	5	3,6143e-005	9,66	1,5
Db3	5	7	4,0148e-005	12,42	2,24
Db3	5	10	5,6165e-005	15,04	2,38
Db4	3	1	5,7431e-006	1,41	0,74
Db4	3	3	2,6231e-005	6,37	1,23
Db4	3	5	2,9386e-005	6,94	1,43
Db4	3	7	2,9246e-005	7,14	0,93
Db4	3	10	2,9481e-005	7,3	0,49
Db4	4	1	5,8924e-006	1,46	0,67
Db4	4	3	2,9602e-005	9,48	1,6
Db4	4	5	3,2845e-005	10,47	1,8
Db4	4	7	3,0742e-005	10,93	0,41
Db4	4	10	3,1029e-005	11,05	1,7
Db5	4	1	6,1303e-006	1,49	1,01
Db5	4	3	2,7756e-005	9,05	2,03
Db5	4	5	3,0875e-005	9,85	1,53
Db5	4	7	2,8626e-005	10,36	0,92
Db5	4	10	3,1029e-005	10,69	1,02

Din tabelul 5.5 se observă că pentru funcția Daubechies de ordinul 3 (*Db3*), descompunere pe 5 niveluri și pragul de compresie η_s de valoare 10, se obține rata de compresie *CR* cea mai ridicată, 15,04. Rezultatul cel mai apropiat, 11,7, este obținut pentru o descompunere pe 4 niveluri. Utilizarea funcției *Db5*, de ordin superior, nu conduce la îmbunătățirea compresiei. Eroarea *NMSE* este de ordinul 10^{-5} . Eroarea relativă maximă este de ordinul a câteva procente, cu observația că prin compresie wavelet semnalul rezultat este filtrat de o parte din zgomot (în funcție de mărimea pragului ales).

Dacă pragul este mai mare sau egal cu 5, încep să se mărească distorsiunile, în special în zona unde s-a suprapus perturbația (figura 5.15), deoarece mărirea pragului de compresie conduce la creșterea detaliilor eliminate din

semnalul comprimat și astfel la creșterea erorii dintre semnalul expandat după compresie și semnalul inițial necomprimit.

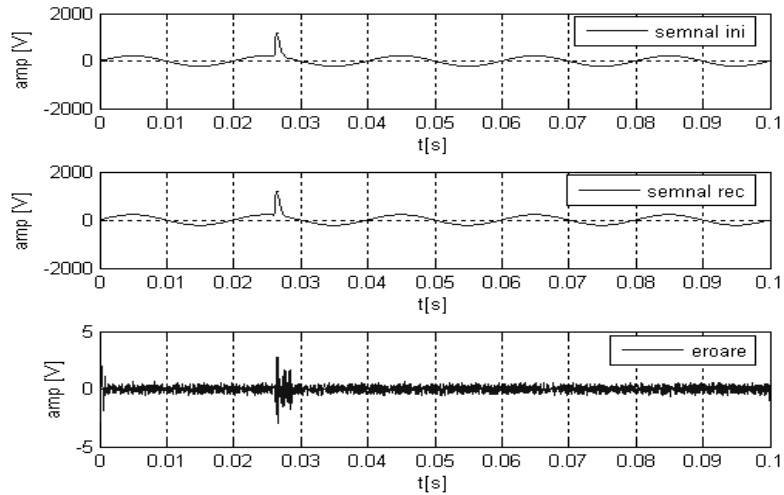


Fig. 5.15. Descompunere wavelet pe 3 niveluri și pragul de valoare 5 a unui semnal perturbat cu un impuls biexponențial

Al doilea semnal inițial considerat este un semnal sinusoidal, cu aceleași valori ale parametrilor ca și în cazul precedent, perturbat cu un sinus amortizat de amplitudine 1000 V și zgomot alb (figura 5.16), care este comprimat. Rezultatele sunt prezentate în tabelul 5.6.

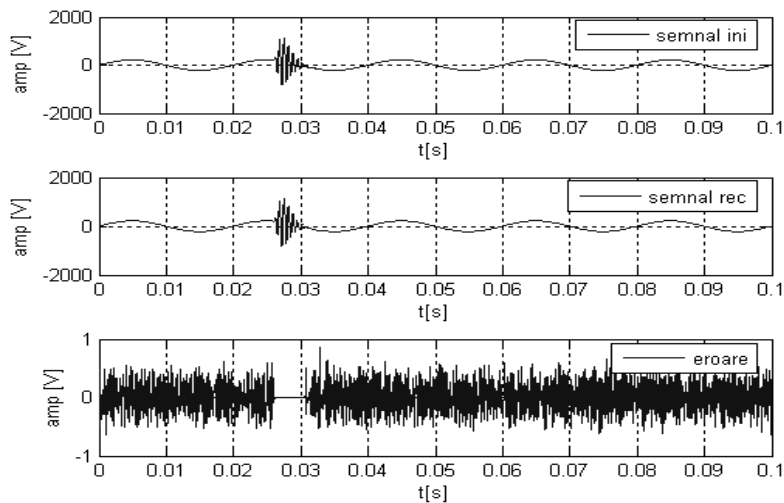


Fig. 5.16. Descompunere wavelet pe 3 niveluri și pragul de valoare 1 a unui semnal perturbat cu un sinus amortizat

Pentru semnalul considerat anterior (fig. 5.16), se analizează și în acest caz legătura dintre ordinul funcției wavelet de bază $\psi(t)$, numărul de niveluri ale descompunerii wavelet, pragul de compresie η_s , eroarea $NMSE$, rata de compresie CR și eroarea relativă maximă dintre semnalul comprimat și cel inițial. Rezultatele sunt prezentate în tabelul următor.

Tabelul 5.6. Rezultatele compresiei semnalului perturbat cu un sinus amortizat.

$\psi(t)$	Nr. niveluri	η_s	$NMSE$ [%]	CR	Er_max [%]
Db3	3	1	4,7257e-006	1,35	1,32
Db3	3	3	2,4027e-005	4,61	1,24
Db3	3	5	2,9394e-005	4,85	3,36
Db3	3	7	2,6282e-005	5,02	6,8
Db3	3	10	3,7811e-005	5,21	2,26
Db3	4	1	5,4686e-006	1,43	0,7
Db3	4	3	2,5864e-005	5,76	2,07
Db3	4	5	2,9285e-005	6,31	4,38
Db3	4	7	3,3209e-005	6,6	4,89
Db3	4	10	4,5275e-005	7,07	2,61
Db3	5	1	5,2512e-006	1,25	0,58
Db3	5	3	2,6261e-005	4,96	1,54
Db3	5	5	3,3699e-005	6,08	2,9
Db3	5	7	4,4197e-005	6,69	3,42
Db3	5	10	6,7879e-005	8,3	2,44
Db4	3	1	4,6120e-006	1,32	0,62
Db4	3	3	2,4415e-005	4,46	1,18
Db4	3	5	2,8067e-005	5,05	6,44
Db4	3	7	3,0176e-005	5,18	0,9
Db4	3	10	4,0081e-005	5,43	1,75
Db4	4	1	5,4806e-006	1,4	0,9
Db4	4	3	2,7434e-005	5,83	1,58
Db4	4	5	2,9924e-005	6,47	3,81
Db4	4	7	3,2733e-005	6,87	1,15
Db4	4	10	4,2280e-005	7,38	3,37
Db5	4	1	5,2540e-006	1,35	0,58
Db5	4	3	2,7009e-005	5,9	1,36
Db5	4	5	2,9223e-005	6,89	0,51
Db5	4	7	3,6702e-005	7,22	3,23
Db5	4	10	4,7778e-005	7,84	1,02

Din tabelul 5.6 se observă că pentru funcția Daubechies de ordinul 3 ($Db3$), descompunere pe 5 niveluri și pragul de compresie η_s de valoare 10, se obține rata de compresie CR cea mai ridicată, 8,3. Cel mai apropiat rezultat, 7,84, este obținut pentru $Db5$, descompunere pe 4 niveluri și aceeași valoare a pragului. Eroarea $NMSE$ este de ordinul 10^{-5} . Eroarea relativă maximă este și aici de ordinul a câteva procente, iar prin compresie wavelet, semnalul rezultat este filtrat de o parte din zgomot.

Și în acest caz, dacă pragul este mai mare sau egal cu 5, încep să crească distorsiunile în zona unde s-a suprapus perturbația peste semnalul sinusoidal inițial (figura 5.17).

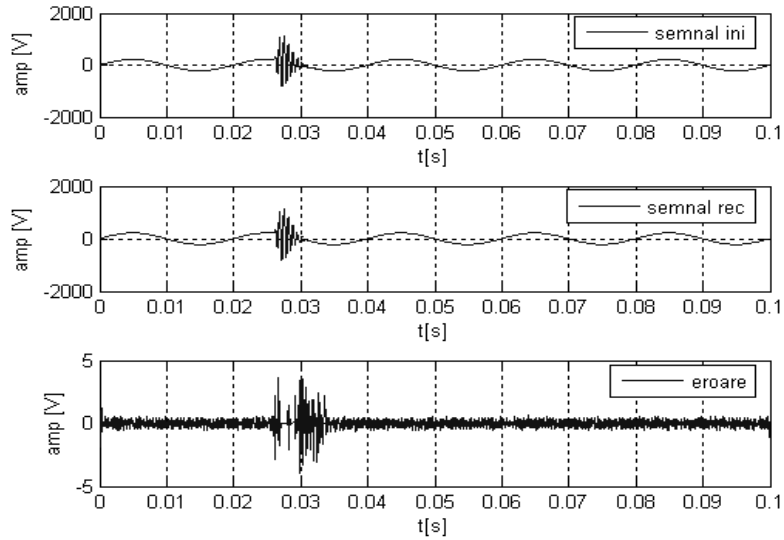


Fig. 5.17. Descompunere wavelet pe 3 niveluri și pragul de valoare 5 a unui semnal perturbat cu un sinus amortizat

Al treilea semnal considerat este un semnal sinusoidal, cu aceleași valori ale parametrilor ca și în cazul precedent, perturbat cu o supratensiune de amplitudine 375 V (170% din valoarea nominală a tensiunii) și zgomot alb (figura 5.18) care este comprimat folosind praguri cu valorile 1 și 3.

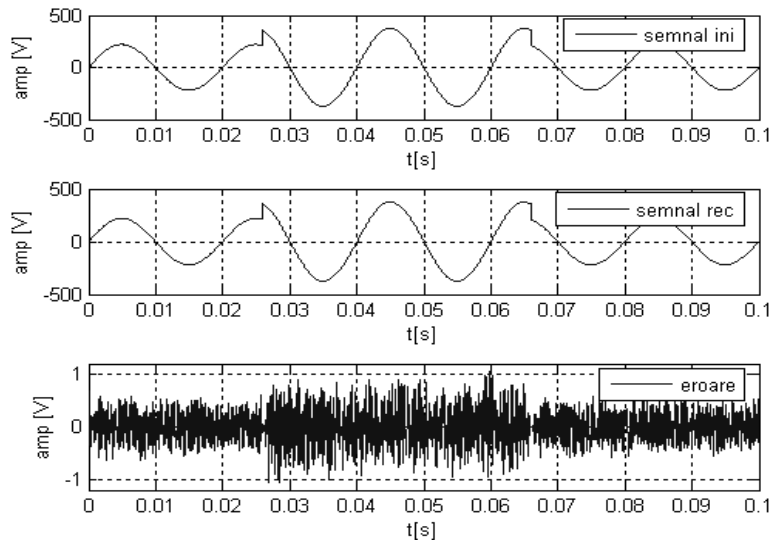


Fig. 5.18. Descompunere wavelet pe 3 niveluri și pragul de valoare 1 a unui semnal perturbat cu o supratensiune

Pentru semnalul considerat, din figura 5.18, se analizează și în acest caz dependența dintre ordinul funcției wavelet de bază $\psi(t)$, numărul de niveluri ale descompunerii wavelet, pragul de compresie η_s , eroarea $NMSE$, rata de compresie CR și eroarea relativă maximă dintre semnalul comprimat și cel inițial. Rezultatele sunt prezentate în tabelul 5.7.

Tabelul 5.7. Rezultatele compresiei semnalului perturbat cu o supratensiune.

$\psi(t)$	Nr. niveluri	η_s	$NMSE$ [%]	CR	Er_max [%]
Db3	3	1	3,6484e-006	1,21	1,46
Db3	3	3	2,4471e-005	4,81	0,83
Db3	3	5	3,3454e-005	6,9	1,25
Db3	3	7	3,4048e-005	7,14	2,53
Db3	3	10	3,5194e-005	7,19	1,81
Db3	4	1	3,4908e-006	1,15	1,1
Db3	4	3	2,6280e-005	6,12	1,21
Db3	4	5	3,7718e-005	10,47	3,13
Db3	4	7	4,0528e-005	11,17	1,97
Db3	4	10	4,1284e-005	11,7	1,63
Db3	5	1	3,7127e-006	1,12	0,43
Db3	5	3	2,7650e-005	5,57	0,88
Db3	5	5	3,7621e-005	9,05	1,71
Db3	5	7	4,4344e-005	10,47	1,53
Db3	5	10	5,8101e-005	13,42	1,65
Db4	3	1	3,4950e-006	1,18	0,89
Db4	3	3	2,5318e-005	5,15	1,8
Db4	3	5	3,4595e-005	6,62	2,81
Db4	3	7	3,2270e-005	6,99	1,73
Db4	3	10	3,5533e-005	7,14	2,49
Db4	4	1	3,6041e-006	1,18	0,6
Db4	4	3	2,6004e-005	5,73	1,07
Db4	4	5	3,8236e-006	9,3	3,1
Db4	4	7	6,4098e-006	10,47	1,33
Db4	4	10	3,9005e-005	10,81	1,25
Db5	4	1	3,7342e-006	1,16	0,6
Db5	4	3	2,7416e-005	5,86	2,74
Db5	4	5	3,7183e-005	9,13	1,56
Db5	4	7	3,9994e-0056	9,95	1,73
Db5	4	10	4,1631e-005	10,36	1,47

Din tabelul 5.7 se observă că pentru funcția Daubechies de ordinul 3 ($Db3$), descompunere pe 5 niveluri și pragul de compresie η_s de valoare 10, se obține rata de compresie CR cea mai ridicată, 13,42. Cel mai apropiat rezultat, 11,7, este la descompunerea pe 4 niveluri și aceeași valoare a pragului. Eroarea relativă maximă este și în acest tabel de ordinul a câteva procente, iar prin compresie wavelet semnalul rezultat este filtrat de o parte din zgomot.

Și la acest semnal, dacă pragul este mai mare sau egal cu 5, încep să crească distorsiunile în zona unde s-a suprapus perturbația peste semnalul sinusoidal inițial (figura 5.19).

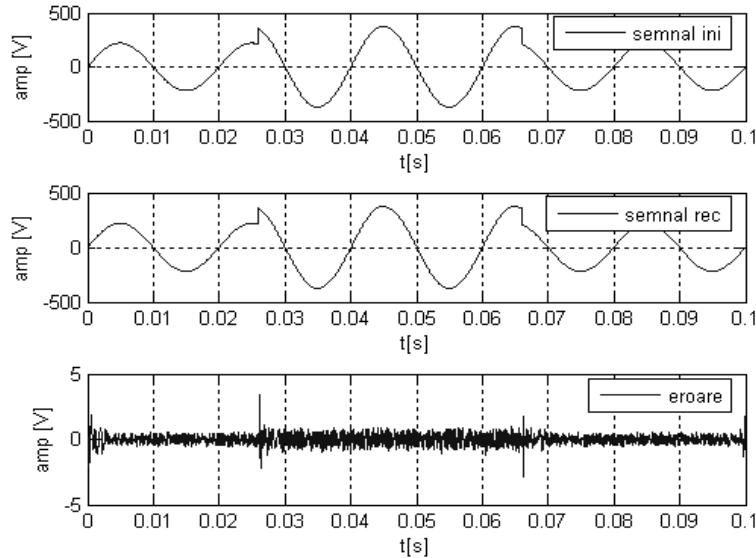


Fig. 5.19. Descompunere wavelet pe 3 niveluri și pragul de valoare 5 a unui semnal perturbat cu o supratensiune

Comparând informațiile din tabelele anterioare rezultă următoarele observații despre compresia semnalelor:

- descompunerea wavelet pe 4 sau 5 niveluri permite obținerea celor mai ridicate rate de compresie;
- prin creșterea pragului folosit la compresie, se obține o mărire a ratei de compresie, dar apar și creșteri ale erorilor $NMSE$ și a erorii relative maxime, deoarece se măresc și detaliile eliminate;
- mărirea ordinului funcției Daubechies poate conduce la rate de compresie mai ridicate, cele mai ridicate rate de compresie s-au obținut cu funcțiile $Db3$ și $Db5$;
- pentru semnalele peste care s-au suprapus perturbații de tipuri diferite, folosind aceiași funcție wavelet de bază $\Psi(t)$, valoare a pragului și număr de niveluri ale descompunerii, se obțin rate de compresie diferite;
- eroarea relativă maximă la refacerea semnalului inițial folosind semnalul comprimat, este de ordinul procentelor, pe de altă parte prin compresie se reduce zgomotul semnalului.

5.5.2. Algoritm pentru compresia semnalelor folosind transformata wavelet și interpolarea spline

Algoritmul propus [89] pentru compresia semnalelor folosind transformata wavelet și interpolarea spline, descris în continuare (figura 5.20), urmărește obținerea unei rate de compresie și mai ridicată decât în cazurile prezentate anterior. Considerând un semnal căruia i se aplică o descompunere wavelet pe N niveluri, care este comprimat folosind un anumit prag de compresie, acesta este

utilizat numai pentru compresia coeficienților D_i , $i = \overline{1, N}$, coeficientul A_N nu este comprimat și în plus este format din numărul cel mai mare de eșantioane dintre toți coeficienții descompunerii. Pentru mărirea ratei de compresie, se reduce numărul de eșantioane al coeficientului A_N , prin decimare, cu prețul creșterii erorii la refacerea semnalului prin interpolare spline.

Interpolarea spline a fost selectată prin comparație cu interpolarea Hermite cubică, pentru o serie de semnale perturbate considerate, decimate și apoi interpolate, pe baza următoarei proceduri: mai întâi, s-a generat un semnal sinusoidal afectat de o perturbație (impuls biexponențial în fig. 5.21, sinus amortizat fig. 5.22 și supratensiune în fig. 5.23), apoi semnalul a fost decimat cu factorul de decimare Fd de valoare 2 și apoi a fost interpolat folosindu-se pe rând cele două metode de interpolare, iar în final, se calculează eroarea relativă maximă dintre semnalul inițial generat și semnalul corespunzător fiecărei metode de interpolare utilizate.

Rezultatele sunt prezentate în tabelul 5.8, unde eroarea Er_max_is reprezintă eroarea relativă maximă obținută pentru interpolare spline, iar Er_max_ipHc reprezintă eroarea pentru interpolarea Hermite cubică.

Tabelul 5.8. Rezultatele interpolărilor spline și Hermite cubică.

Tip de semnal	Durata [ms]	Er_max1_is [%]	Er_max_ipHc [%]
Semnal sinusoidal perturbat cu un impuls biexponențial	0,2	0,0017	0,0029
	0,5	4,1363e-004	0,0012
	1	5,8167e-005	2,5184e-004
	2	0,0127	0,0127
	3	2,9164	2,9168
Semnal sinusoidal perturbat cu un sinus amortizat	1	5,7390e-009	1,7814e-004
	2	7,6016e-006	2,0923e-004
	3	0,0016	0,0021
Semnal sinusoidal perturbat cu o supratensiune	20	8,33	8,33
	40	9,99	8,33
	60	8,33	8,33

Pe baza datelor din tabelul 5.8 se observă că, la folosirea interpolării spline se obțin erori mai reduse sau egale cu erorile obținute la utilizarea interpolării Hermite cubice (singura excepție apare în situația supratensiunii cu durata de 40 ms).

Schema bloc a algoritmului propus pentru compresia semnalelor folosind transformata wavelet și interpolarea spline este prezentată în fig. 5.20. În continuare, sunt descriși pașii acestuia.

Primul pas pentru implementarea algoritmului constă în: alegerea funcției wavelet de bază $\psi(t)$, a numărului de niveluri al descompunerii și a pragului de compresie. Suplimentar, se stabilește valoarea factorului de decimare.

Apoi se realizează descompunerea wavelet și compresia coeficienților D_j , $j = \overline{1, N}$ cu ajutorul pragului de compresie (relația 5.30).

Coeficientului A_N este decimat folosind factorul de decimare stabilit anterior la primul pas.

Se calculează coeficientul reconstruit A_N prin interpolare spline și împreună cu ceilalți coeficienți comprimați D_i ai descompunerii, se reconstruiește semnalul.

Se calculează rata de compresie CR (relația 5.31), eroarea $NMSE$ (relația 5.32) și eroarea relativă maximă dintre semnalul reconstruit și cel inițial.

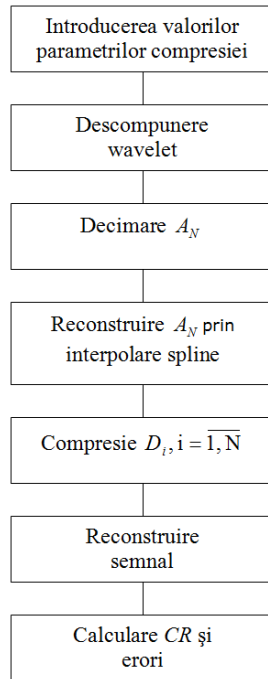
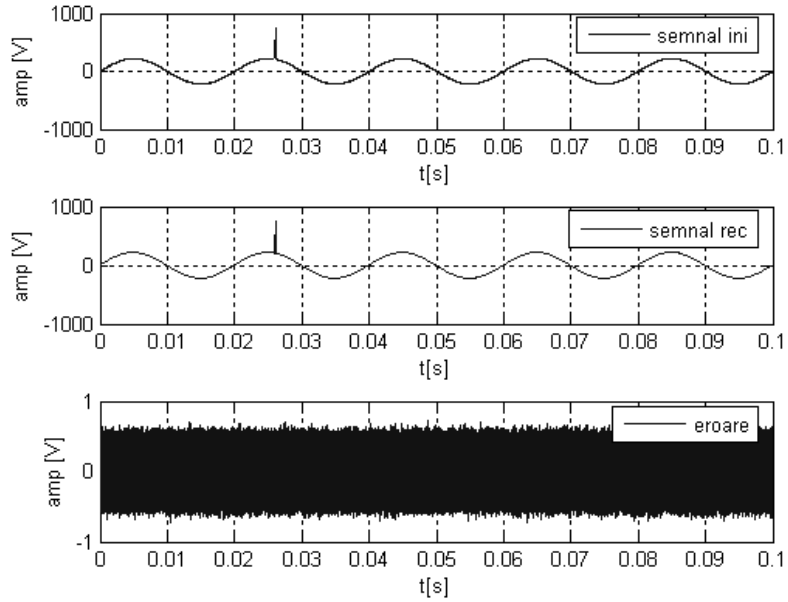


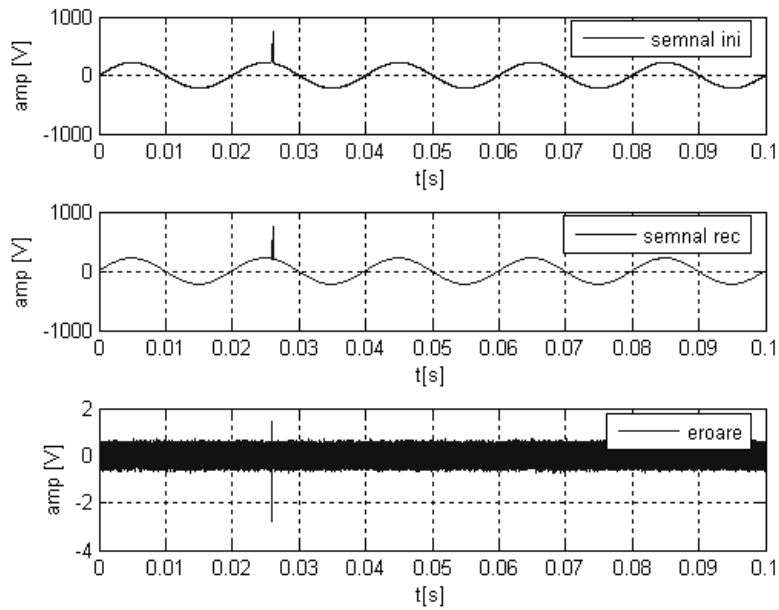
Fig. 5.20. Schema bloc a algoritmului pentru compresia semnalelor

Algoritmul este eficient în special pentru frecvențe de eșantionare ridicate, când perturbația suprapusă peste semnalul sinusoidal de alimentare este formată dintr-un număr semnificativ de eșantioane. Dacă numărul de eșantioane inițial este redus, prin decimarea suplimentară a coeficientului A_N , se pierd detalii care nu se pot refăce prin interpolarea semnalului, iar semnalul care se va obține prin interpolare va fi deformat pe perioada sau perioadele care conțin perturbația.

Se consideră un semnal sinusoidal cu frecvența de 50 Hz și amplitudine 230 V perturbat cu un impuls biexponențial de amplitudine 1000 V și zgomot alb (cu distribuție gaussiană). Acesta este supus unei descompuneri wavelet pe 4 niveluri și apoi este comprimat folosind un prag de valoare 1 și respectiv, 3 folosind ca și funcție wavelet de bază $\psi(t)$ o funcție Daubechies de ordinul 3 și respectiv, 4 (tabelul 5.9). Frecvența de eșantionare a semnalului este 5 MHz. Apoi folosind algoritmul propus, se efectuează decimarea coeficientului A_N cu factorul de decimare Fd de valoare 2 (figura 5.21 a), respectiv 4 (figura 5.21 b), urmată de reconstruirea prin interpolare spline a coeficientului și de refacere a semnalului folosind toți coeficienții (tabelul 5.10).



a) factor de decimare 2



b) factor de decimare 4

Fig. 5.21. Compresie semnal perturbat cu un impuls biexponențial folosind Db4, descompunere pe 4 niveluri și un prag de valoare 1

Pentru semnalul inițial considerat, din figura 5.21, se analizează și în acest caz dependența dintre ordinul funcției wavelet de bază $\psi(t)$, numărul de niveluri ale descompunerii wavelet, pragul de compresie η_s , rata de compresie CR , eroarea $NMSE$ și eroarea relativă maximă dintre semnalul reconstruit și cel inițial Er_max , înainte (tabelul 5.9) și după aplicarea algoritmului (tabelul 5.10).

Tabelul 5.9. Rezultatele compresiei wavelet pentru semnalul perturbat cu un impuls biexponențial.

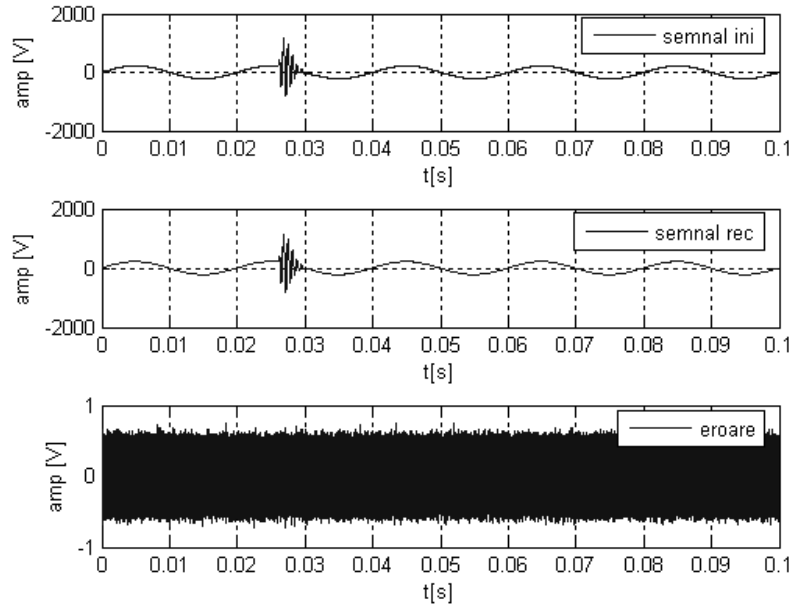
$\psi(t)$	η_s	NMSE [%]	CR	Er_max [%]
Db3	1	2,8106e-006	15,97	0,37
Db3	3	2,8022e-006	15,99	0,4
Db4	1	2,8081e-006	15,96	0,34
Db4	3	2,7940e-006	15,99	0,45

Tabelul 5.10. Rezultatele algoritmului de compresie propus pentru semnalul perturbat cu un impuls biexponențial.

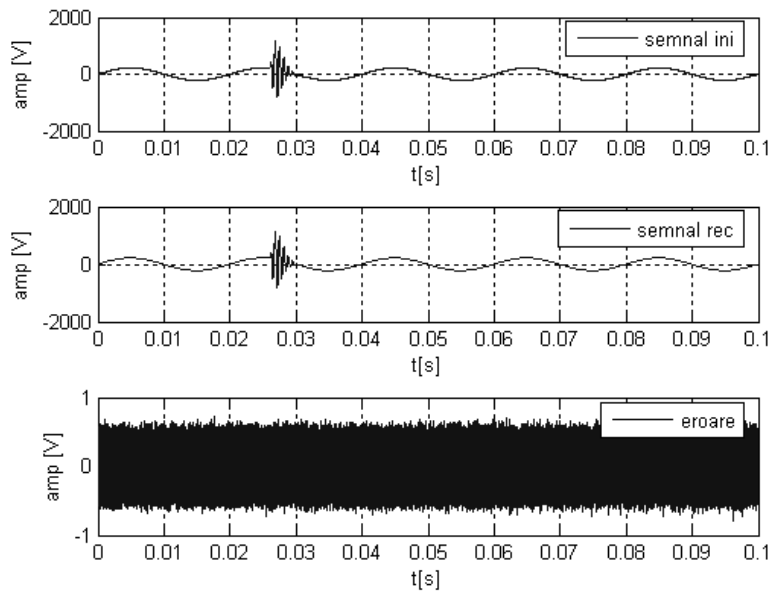
$\psi(t)$	η_s	Fd	NMSEa [%]	CRa	Er_max [%]
Db3	1	2	3,3498e-006	31,94	0,19
Db3	3	2	3,3597e-006	31,99	0,21
Db4	1	2	3,3526e-006	31,85	0,21
Db4	3	2	3,3545e-006	31,99	0,2
Db3	1	4	3,4736e-006	63,63	0,74
Db3	3	4	3,4799e-006	63,99	0,73
Db4	1	4	3,4665e-006	63,56	0,62
Db4	3	4	3,4703e-006	63,99	0,54

Din tabelul 5.10 se observă că pentru funcția Daubechies de ordinul 3 ($Db3$) și respectiv 4 ($Db4$), descompunere pe 4 niveluri, factorul de decimare Fd de valoare 4 și pragul de compresie η_s de valoare 3, se obține rata de compresie rezultată după aplicarea algoritmului CRa cu valoarea cea mai ridicată, 63,99. Eroarea $NMSE$ este de ordinul 10^{-6} . Eroarea relativă maximă Er_max pentru $Db3$ este de 0,73%, iar pentru $Db4$ este de 0,54%. Rata de compresie cea mai ridicată rezultată în urma folosirii algoritmului este de aproximativ 4 ori mai mare decât ratele de compresie inițiale din tabelul 5.9, dar se observă distorsiuni ale semnalului reconstruit dacă factorul de decimare are valoarea 4 (figura 5.21).

Al doilea semnal considerat este un semnal sinusoidal, cu aceleași valori ale frecvenței și amplitudinii ca și în cazul anterior, perturbat cu un sinus amortizat de amplitudine 1000 și zgomot alb (cu distribuție gaussiană). Pentru frecvența de eșantionare, compresia wavelet și factorul de decimare, se folosesc aceleași valori ale parametrilor ca și în exemplul anterior (figura 5.22). Rezultatele sunt descrise în tabelele 5.11 și 5.12.



a) factor de decimare 2



b) factor de decimare 4

Fig. 5.22. Compresie semnal perturbat cu un sinus amortizat folosind Db4, descompunere pe 4 niveluri și un prag de valoare 1

Pentru semnalul din figura 5.22 se analizează și în acest caz dependența dintre ordinul funcției wavelet de bază $\psi(t)$, numărul de niveluri ale descompunerii wavelet, pragul de compresie η_s , rata de compresie CR , eroarea $NMSE$ și eroarea relativă maximă dintre semnalul reconstruit și cel inițial Er_{max} , înainte (tabelul 5.11) și după aplicarea algoritmului (tabelul 5.12).

Tabelul 5.11. Rezultatele compresiei wavelet pentru semnalul perturbat cu un sinus amortizat

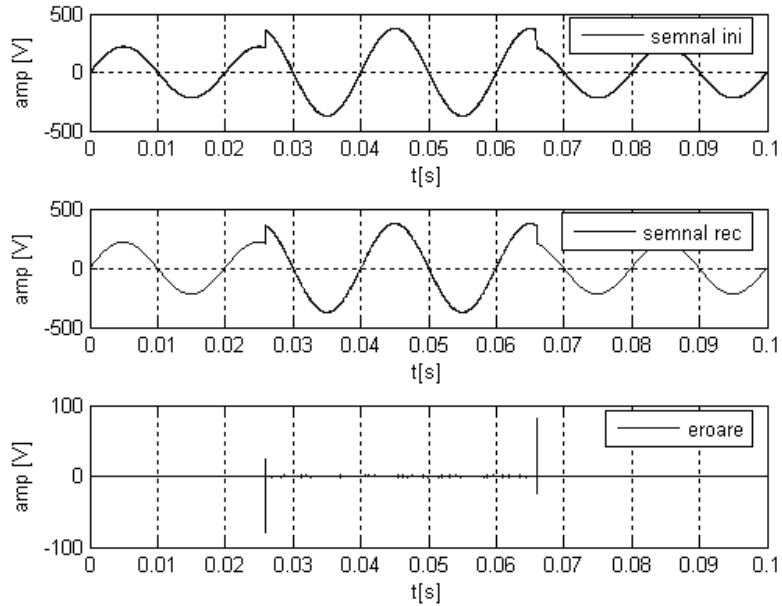
$\psi(t)$	η_s	NMSE [%]	CR	Er_max [%]
Db3	1	1,9481e-006	15,96	0,25
Db3	3	1,9470e-006	15,99	0,41
Db4	1	1,9497e-006	15,96	0,43
Db4	3	1,9443e-006	15,99	0,34

Tabelul 5.12. Rezultatele algoritmului de compresie propus pentru semnalul perturbat cu un sinus amortizat

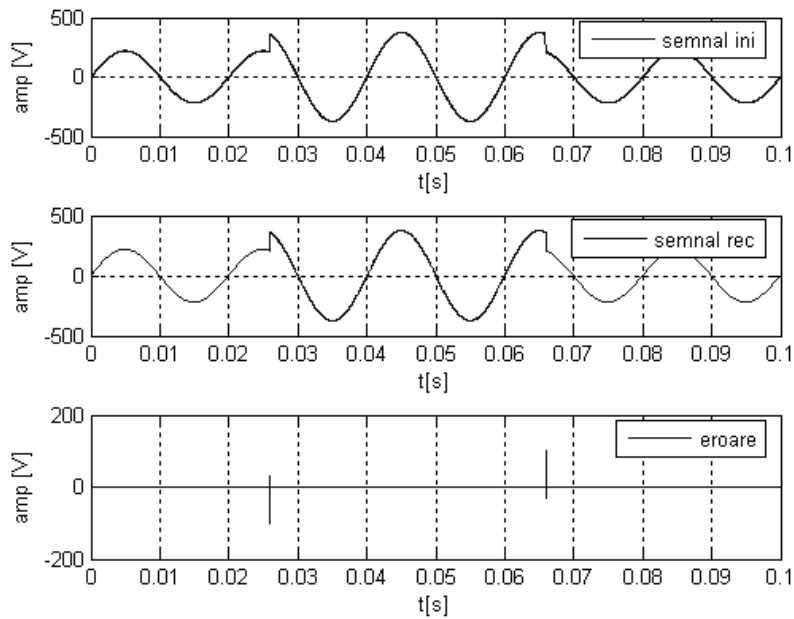
$\psi(t)$	η_s	Fd	NMSEa [%]	Cra	Er1a [%]
Db3	1	2	2,7055e-006	31,93	0,19
Db3	3	2	2,7061e-006	32	0,19
Db4	1	2	2,7049e-006	31,86	0,2
Db4	3	2	2,7052e-006	31,99	0,2
Db3	1	4	2,7914e-006	63,68	0,21
Db3	3	4	2,7878e-006	63,99	0,2
Db4	1	4	2,7875e-006	63,66	0,2
Db4	3	4	2,7916e-006	63,99	0,19

Pe baza datelor din tabelul 5.12 se observă că tot pentru funcția Daubechies de ordinul 3 ($Db3$) și respectiv, 4 ($Db4$), descompunere pe 4 niveluri, factorul de decimare Fd de valoare 4 și pragul de compresie η_s de valoare 3, se obține rata de compresie rezultată după aplicarea algoritmului Cra cu valoarea cea mai ridicată, 63,99. Eroarea $NMSE$ este de ordinul 10^{-6} . Eroarea relativă maximă Er_{max} pentru $Db3$ este de 0,2%, iar pentru $Db4$ este de 0,19%. Rata de compresie cea mai ridicată rezultată în urma folosirii algoritmului este și în acest caz de aproximativ 4 ori mai ridicată decât ratele de compresie inițiale din tabelul 5.11, iar distorsiunile semnalului reconstruit sunt foarte reduse (figura 5.22).

Al treilea semnal considerat este un semnal sinusoidal, cu aceleași valori ale frecvenței și amplitudinii ca și în cazul anterior, perturbat cu o supratensiune de amplitudine 375 V (170% din valoarea nominală a tensiunii) și zgomot alb (cu distribuție gaussiană). Pentru frecvența de eșantionare, compresia wavelet și factorul de decimare, se folosesc aceleași valori ale parametrilor (figura 5.23). Rezultatele sunt descrise în tabelele 5.13 și 5.14.



a) factor de decimare 2



b) factor de decimare 4

Fig. 5.23. Compresie semnal perturbat cu o supratensiune folosind Db3, descompunere pe 4 niveluri și un prag de valoare 1

Pentru semnalul din figura 5.23 se analizează și în acest caz dependența dintre ordinul funcției wavelet de bază $\psi(t)$, numărul de niveluri ale descompunerii wavelet, pragul de compresie η_s , rata de compresie CR , eroarea $NMSE$ și eroarea relativă maximă dintre semnalul reconstruit și cel inițial Er_{max} , înainte (tabelul 5.13) și după aplicarea algoritmului (tabelul 5.14).

Tabelul 5.13. Rezultatele compresiei wavelet pentru semnalul perturbat cu o supratensiune

$\psi(t)$	η_s	NMSE [%]	CR	Er_max [%]
Db3	1	2,8581e-006	11,48	0,39
Db3	3	3,2238e-006	15,97	0,43
Db4	1	2,8208e-006	11,24	0,36
Db4	3	3,2238e-006	15,97	0,4

Tabelul 5.14. Rezultatele algoritmului de compresie propus pentru semnalul perturbat cu o supratensiune

$\psi(t)$	η_s	Fd	NMSEa [%]	CRa	Er_max [%]
Db3	1	2	9,6560e-006	17,77	21,52
Db3	3	2	1,0037e-005	31,9	21,44
Db4	1	2	1,0020e-005	17,3	19,79
Db4	3	2	1,0455e-005	31,87	19,86
Db3	1	4	2,0128e-005	24,58	26,95
Db3	3	4	2,0449e-005	63,58	26,77
Db4	1	4	1,2498e-005	23,95	19,8
Db4	3	4	1,2882e-005	63,5	19,96

Pe baza datelor din tabelul 5.14 se observă că tot pentru funcția Daubechies de ordinul 3 ($Db3$), descompunere pe 4 niveluri, factorul de decimare Fd de valoare 4 și pragul de compresie η_s de valoare 3, se obține rata de compresie rezultată după aplicarea algoritmului CRa cu valoarea cea mai ridicată, 63,58. Eroarea $NMSE$ este de ordinul 10^{-6} . Eroarea relativă maximă Er_{max} pentru $Db3$ este de 26,77%, valoare semnificativ mai ridicată decât valorile obținute la aplicarea algoritmului de compresie propus pentru semnalul perturbat cu un impuls biexponențial sau sinus amortizat (tabelurile 5.10 și 5.12). Cauza o constituie impulsurile care apar în semnalul reconstruit la capetele zonei unde a fost suprapusă perturbația (figura 5.23) datorită interpolării. Rata de compresie cea mai ridicată rezultată în urma folosirii algoritmului este și pentru acest semnal de aproximativ 4 ori mai ridicată decât ratele de compresie inițiale din tabelul 5.13.

Algoritmul de compresie a semnalelor prezentat permite obținerea unor rate de compresie de aproximativ 4 ori mai ridicate decât compresia wavelet clasică, în special pentru frecvențe de eșantionare ridicate, cu prețul creșterii erorilor de la refacerea semnalelor. Datorită faptului că se utilizează decimarea coeficientului A_N al descompunerii wavelet, se pot pierde detalii ale semnalului, care nu pot să fie reconstruite prin interpolare, în cadrul etapei următoare de refacere a semnalelor după compresie.

5.6. Transformata Stockwell

Transformata STFT (Short-Time Fourier Transform) prezintă limitări în urmărirea dinamicii semnalelor, din cauza dimensiunii ferestrei, care este fixă (fiind

stabilită înainte de aplicarea transformatei). În consecință și rezoluția timp-frecvență este aceeași pentru toate componentele spectrale, indiferent de frecvență, ridicată sau scăzută. Din acest motiv analiza semnalelor netaționare care conțin componente tranzitorii este dificilă [125].

Limitările transformatei wavelet apar în cazul semnalelor care conțin componente de frecvențe joase (unde rezoluția în frecvență este cea mai scăzută). Pe de altă parte benzile de frecvențe corespunzătoare descompunerii wavelet pentru o anumită frecvență de eșantionare aleasă nu sunt ajustabile și ca urmare coeficienții descompunerii reflectă efectul global al componentelor semnalului și nu efectul componente/componentelor armonice/subarmonice care prezintă interes. În plus, filtrele folosite la descompunere pot introduce distorsiuni și astfel, influențează acuratețea măsurărilor, mai ales pentru componentele spectrale situate la capetele benzilor descompunerii.

Transformata Stockwell (se notează transformata-S), dezvoltată de Stocwell și colaboratorii săi în 1996, este o tehnică hibridă între transformata Fourier pe timp scurt și transformata wavelet continuă, adică preia elemente de la ambele. La fel ca și transformata Fourier pe timp scurt, folosește o fereastră pentru a furniza informații atât în domeniul timp cât și în domeniul frecvențe, dar spre deosebire de aceasta din urmă dimensiunea ferestrei este variabilă (relația 5.5), ca și în cazul transformatei wavelet. De asemenea, prezintă o rezoluție progresivă, la fel ca și transformata wavelet.

În comparație cu transformata wavelet, transformata-S este considerată o extensie a transformatei wavelet continue, rezultată printr-o corecție de fază [44] a funcției ferestre (funcția wavelet de bază), care permite obținerea unei rezoluții superioare transformatei wavelet la urmărirea variațiilor amplitudinii și frecvenței unui semnal. Permite localizarea independentă a părții reale și a celei imaginare a spectrului, iar prin urmărirea variației fazei de-a lungul axei x se pot extrage informații suplimentare despre spectru, spre deosebire de transformata wavelet.

Transformata Stockwell continuă a unei funcții $h(t)$ se calculează cu relația [71], [193]

$$S(\tau, f) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t) \frac{|f|}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(\tau-t)^2 f^2}{2}} e^{-i2\pi f t} dt. \quad (5.30)$$

Această transformată se poate exprima în funcție de transformata wavelet continuă (CWT), definită în relația (5.31), obținută folosind funcția wavelet de bază din relația (5.32)

$$W(t, d) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t) \frac{1}{\sqrt{d}} \psi\left(\frac{t-\tau}{d}\right) dt \quad (5.31)$$

$$\psi((t-\tau)f) = e^{-\frac{(t-\tau)^2 f^2}{2}} e^{-i2\pi f(t-\tau)}. \quad (5.32)$$

Folosind (5.31), în care factorul de scară d se înlocuiește cu $1/f$, și (5.32), relația (5.30) devine

$$S(\tau, f) = \sqrt{\frac{f}{2\pi}} e^{-i2\pi f\tau} W(\tau, f). \quad (5.33)$$

Dacă se ține cont că funcția fereastră Gauss are expresia

$$g(t) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{t^2}{2\sigma^2}} \quad (5.34)$$

impunând ca lățimea ferestrei σ să fie proporțională cu inversa frecvenței

$$\sigma(f) = \frac{1}{|f|} \quad (5.35)$$

se rescrie relația (5.34)

$$g(t, f) = \frac{|f|}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{t^2 f^2}{2}} \quad (5.36)$$

și relația (5.30) este exprimată ca și convoluție cu fereastra Gauss

$$S(t, f) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau) g(\tau - t, f) e^{-i2\pi f\tau} d\tau. \quad (5.37)$$

Transformata se bazează pe două componente, fereastra gaussiană (aleasă deoarece este simetrică în timp și frecvență și nu prezintă lobi laterali), care permite localizarea în timp prin translatore și componenta oscilatorie exponențială $e^{-2\pi f t}$, pentru localizarea frecvenței. Se obține localizarea independentă a părții reale și a celei imaginare a spectrului. Rezultatul transformării este o reprezentare timp-frecvențe, spre deosebire de transformata wavelet unde avem o reprezentare timp-scară.

Transformatei-S discretă [193] a unei serii de timp $h[kT]$ este

$$S\left[jT, \frac{n}{NT}\right] = \sum_{m=0}^{N-1} H\left[\frac{m+n}{NT}\right] e^{-2\pi^2 m^2 / n^2} e^{i2\pi m j / N} \quad (5.33)$$

unde $H[n/NT]$ este transformata Fourier calculată în N puncte a seriei de timp $h[kT]$, iar j, m și $n=0, 1, \dots, N-1$.

Prin aplicarea transformatei-S se obține o matrice în care liniile corespund frecvențelor componente ale spectrului semnalului considerat, iar coloanele corespund momentelor de timp. Astfel, fiecare coloană reprezintă spectrul local corespunzător unui anumit moment de timp.

Transformatei-S discretă inversă are expresia

$$h[kT] = \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ \frac{1}{N} \sum_{j=0}^{N-1} S[jT, \frac{n}{NT}] \right\} e^{i2\pi nk / N}. \quad (5.34)$$

În continuare, se evidențiază utilizarea transformatei Stockwell la analiza perturbațiilor care afectează sistemele de alimentare. Se consideră inițial un semnal sinusoidal cu amplitudinea de 230 V și frecvența de 50 Hz. Frecvența de eșantionare este de 8 kHz. Fig 5.24 prezintă: a) semnalul considerat, b) reprezentarea timp-frecvență normalizată a transformatei S , c) reprezentarea amplitudine maximă-timp a transformatei, obținută prin căutare pe linii (domeniul timp) și d) reprezentarea amplitudine maximă-frecvență a transformatei, obținută prin căutare pe coloane (domeniul frecvențe). Apoi semnalul inițial este perturbat cu: armonicile 3 și 5 (fig. 5.25), o supratensiune de 276 V (120% din valoarea nominală a amplitudinii semnalului sinusoidal curat, fig. 5.26), un gol de tensiune de 184 V (80% din valoarea nominală a amplitudinii semnalului sinusoidal curat, fig. 5.27), o întrerupere (fig. 5.28), un impuls biexponențial (cu amplitudinea de 600 V și durata de 1,5 ms, fig. 5.29) și sinus amortizat (cu frecvența de 1000 Hz, fig. 5.30).

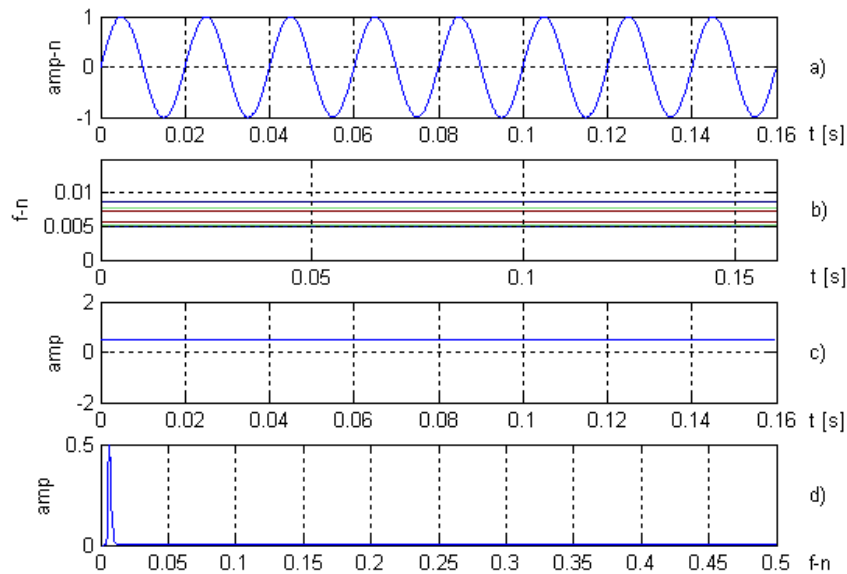


Fig. 5.24. Transformata S a semnalului sinusoidal curat

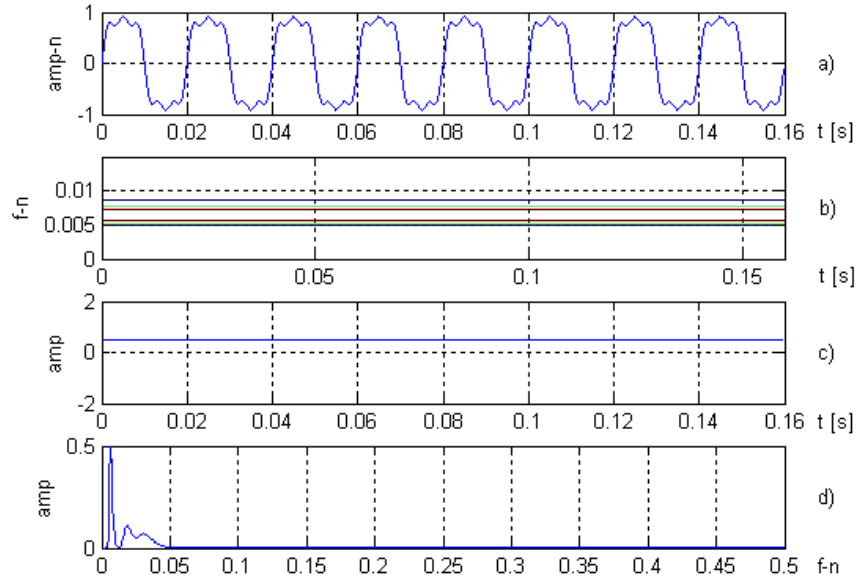


Fig. 5.25. Transformata S aplicată pentru armonici

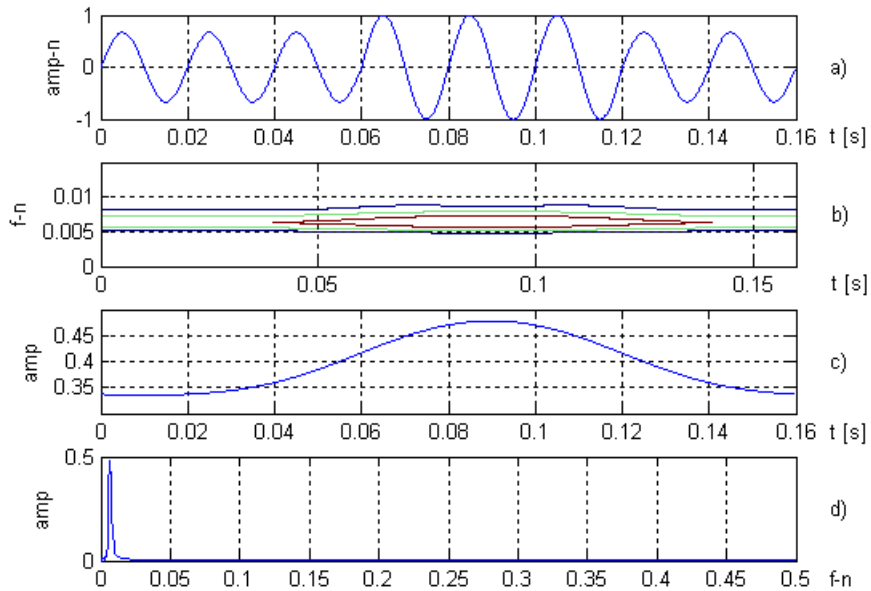


Fig. 5.26. Transformata S aplicată unei supratensiuni

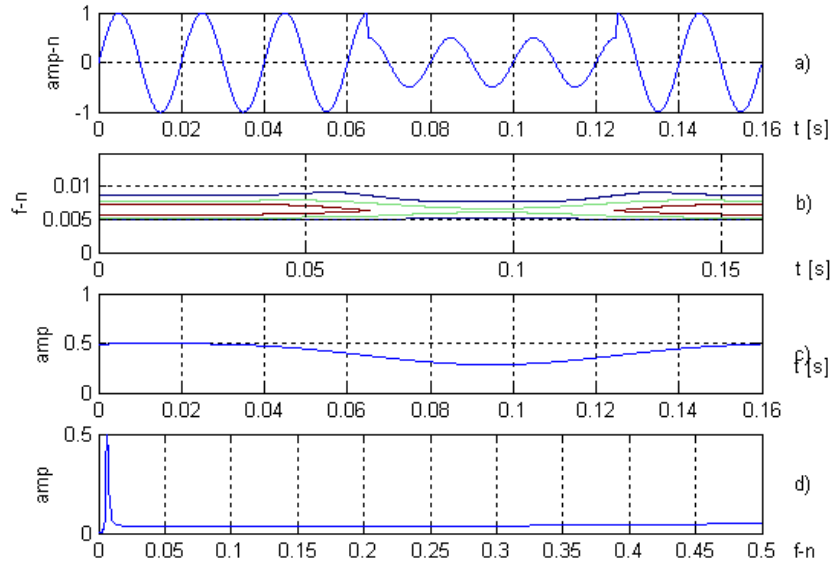


Fig. 5.27. Transformata S aplicată unui gol de tensiune

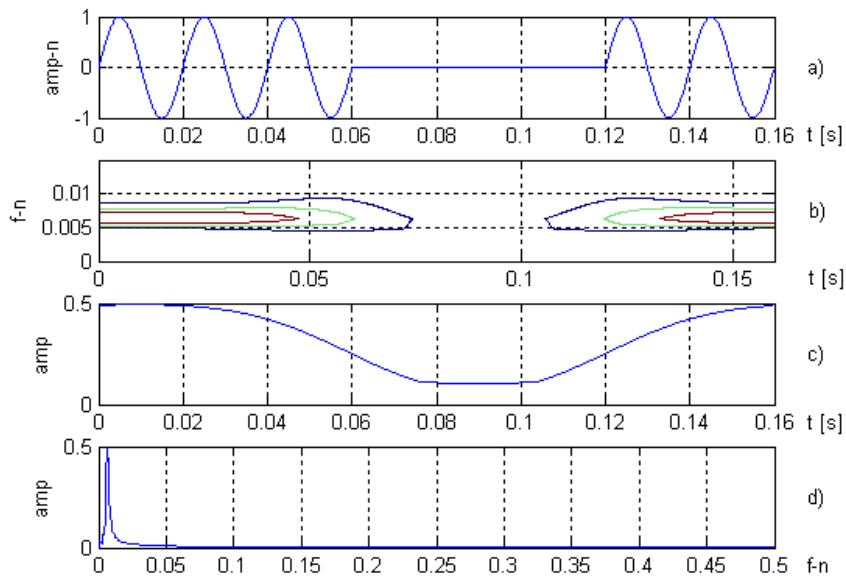


Fig. 5.28. Transformata S aplicată unei întreruperi

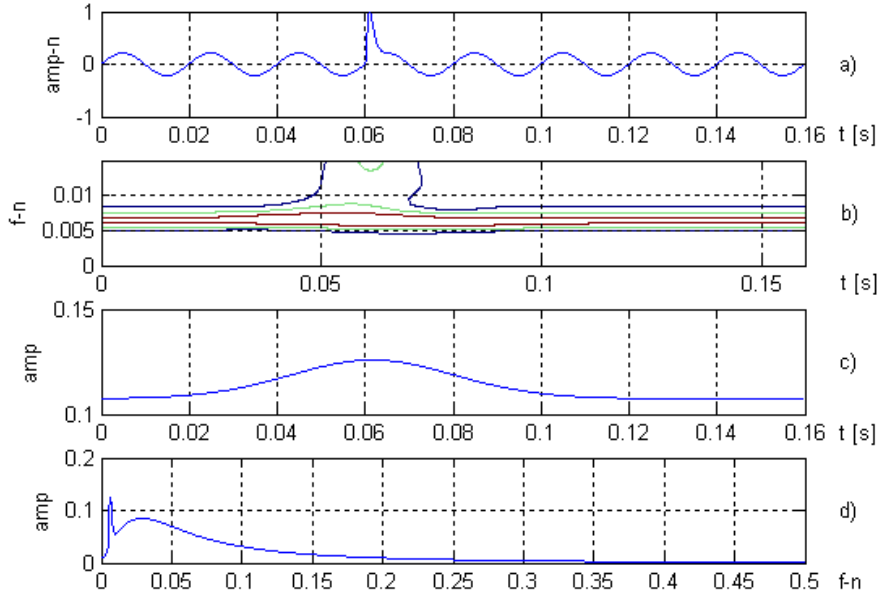


Fig. 5.29. Transformata S aplicată unui impuls biexponențial

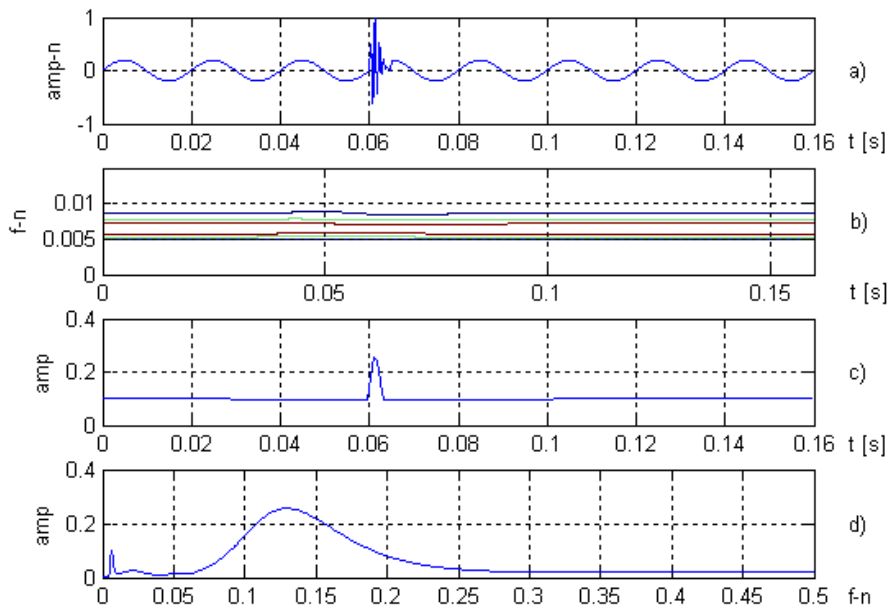


Fig. 5.30. Transformata S aplicată unui sinus amortizat

Din figurile 5.24-5.30 se observă aspectele descrise în continuare.

Reprezentarea amplitudine maximă-timp a transformatei scoate în evidență variația amplitudinii semnalului inițial datorită prezenței perturbației. Pentru un semnal curat (fig. 5.24) și respectiv, în prezența armonicilor (fig. 5.25) reprezentarea este o linie. Dacă se consideră o supratensiune/gol de tensiune reprezentarea va conține o supracreștere/scădere.

Reprezentarea amplitudine maximă-frecvențe a transformatei este utilă pentru studierea componentelor spectrale datorate prezenței perturbației. Deosebirea dintre un semnal curat și un semnal afectat de armonici se poate efectua prin observarea acestor componente ale reprezentării. În subcapitolele următoare este analizată posibilitatea clasificării perturbațiilor prin utilizarea acestei reprezentări.

Figura 5.31 conține reprezentarea 3D a transformatei S aplicată semnalului afectat de o supratensiune de 120% din valoarea nominală a amplitudinii semnalului sinusoidal din fig. 5.26. Din figură se pot observa informațiile despre amplitudine, domeniul timp și domeniul frecvențe ale semnalului, utile la detectarea, localizarea și clasificarea perturbației prin inspecție vizuală: supracreșterea din planul amplitudine-timp și absența unor componente de frecvențe ridicate indică faptul că perturbația este o supratensiune, pentru localizarea în timp, se observă planul frecvențe-timp unde se distinge momentul de start (în jur de 0,12 s) și momentul de încetare a perturbației (aproximativ 0,06 s).

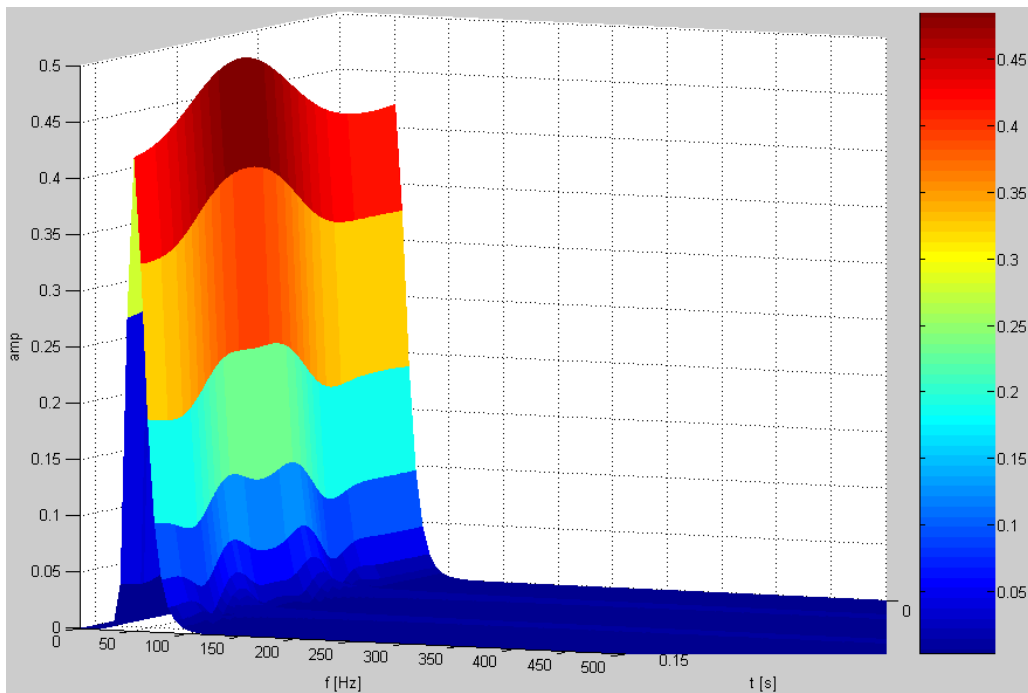


Fig. 5.31. Transformata S aplicată unei supratensiuni în reprezentare 3D

5.6.1. Algoritm hibrid pentru detectarea și clasificarea automată a perturbațiilor electromagnetice, realizat pe baza transformatei Stockwell

5.6.1.1. Introducere

În continuare este descris un algoritm hibrid pentru detectarea și clasificarea automată a perturbațiilor electromagnetice, realizat pe baza studierii variației de energie datorate prezenței perturbațiilor, prin intermediul transformatei Stockwell și a teoremei lui Parseval. Algoritmul permite clasificarea și caracterizarea evenimentelor prin determinarea parametrilor acestora.

Conform teoremei lui Parseval energia unui semnal $x(t)$ în domeniul timp, este egală cu energia semnalului în domeniul frecvențe [168]

$$E_{\text{semnal}} = \sum_{n=0}^N |x[n]|^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} |X(\omega)|^2 d\omega \quad (5.35)$$

unde T este perioada semnalului, N numărul de eșantioane și $X(\omega)$ transformata Fourier a semnalului. Prin aplicarea transformatei S semnalul este descompus în componentele sale spectrale. Se rescrie relația anterioară în funcție de transformata S și se obține [71]

$$E_{ST} \left[\frac{n}{NT} \right] = \sum_{k=1}^N (S[kT, \frac{n}{NT}])^2 \quad (5.36)$$

unde $n=1\dots N/2$ și $E_{ST}[n/NT]$ este vectorul energie corespunzător frecvenței n/NT .

5.6.1.2. Clasificarea evenimentelor

Clasificarea perturbațiilor se efectuează folosind energia sau abaterea medie pătratică (definită în relația (5.37), care este considerată o măsură a energiei pentru un semnal de medie nulă, cum este semnalul sinusoidal) reprezentată în domeniul frecvențe, pornind de la valoarea absolută a transformatei Stockwell. Testarea algoritmului s-a realizat pentru următoarele categorii de perturbații: goluri de tensiune, întreruperi, supratensiuni, armonici și sinus amortizat (fig. 5.32-5.36).

Abaterea medie pătratică [94], se determină cu formula

$$\sigma = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^N (x_k - \mu)^2}{N - 1}} \quad (5.37)$$

unde x_k sunt eșantioanele semnalului și μ este valoarea medie.

În figura 5.32 este reprezentată abaterea medie pătratică a reprezentării amplitudine maximă-frecvențe a transformatei S pentru un semnal afectat de goluri

de tensiune, a căror amplitudine variază de la 0% (semnal curat) la 100% (întrerupere), cu pas de 10 %. Prima curbă (din partea de jos a figurii), corespunde unui semnal sinusoidal curat, iar ultima curbă (din partea superioară a figurii), corespunde unei întreruperi. Din figură se observă că la creșterea amplitudinii golurilor de tensiune crește, de asemenea, și abaterea medie pătratică.

Abaterea medie pătratică a unui semnal afectat de o supratensiune este reprezentată în fig. 5.33. Similar cu figura anterioară, fiecare curbă din figură corespunde unor evenimente, supratensiuni de această dată, a căror amplitudine variază de la 0% (semnal curat) la 100% (supratensiune cu amplitudinea egală cu 2*semnal curat). Și în această figură prima curbă corespunde unui semnal sinusoidal curat. Din comparație cu figura anterioară, se observă că aceste curbe sunt foarte asemănătoare cu cele din fig. 5.32.

În figurile 5.32 și 5.33, deși variațiile amplitudinii semnalului afectat de goluri de tensiune și respectiv, de supratensiune, sunt de semne opuse (în prima situație amplitudinea se reduce în raport cu valoarea semnalului curat, iar în cea de-a doua se mărește), datorită aplicării abaterii medii pătratice (ridicare la pătrat) curbele din cele două figuri prezintă, pentru ambele tipuri de perturbații, variații pozitive.

Pentru a putea face deosebire între goluri și supratensiuni, în articolul [71] se folosesc caracteristicile corespunzătoare valorilor minime ale energiilor pentru goluri și supratensiuni din fig. 5.34 [71], valori obținute pe baza curbelor din fig. 5.32 și fig. 5.33. Dar caracteristicile respective nu permit deosebirea celor două tipuri de perturbații pentru variațiile de amplitudine mai reduse decât 10%. Suplimentar, informațiile din fig. 5.34 depind de o serie de factori care influențează energia unui semnal și rezultatul aplicării transformatei: faza în raport cu evenimentul, durata evenimentului și mărimea ferestrei folosită de transformata S. La un anumit tip de eveniment considerat, dintre goluri de tensiune, întreruperi și supratensiuni, la variația cel puțin a unuia dintre factorii anteriori, se modifică și abaterea medie pătratică a acestuia și implicit graficul din fig. 5.34, situație care poate conduce la o clasificare eronată în continuare. În articolul [71] nu s-au luat în considerare acești factori. Pentru a elimina influența acestora, se folosește, în algoritmul propus, reprezentarea amplitudine-timp a semnalului perturbat, după localizarea în timp a perturbației, care este descrisă ulterior în subcapitolul următor.

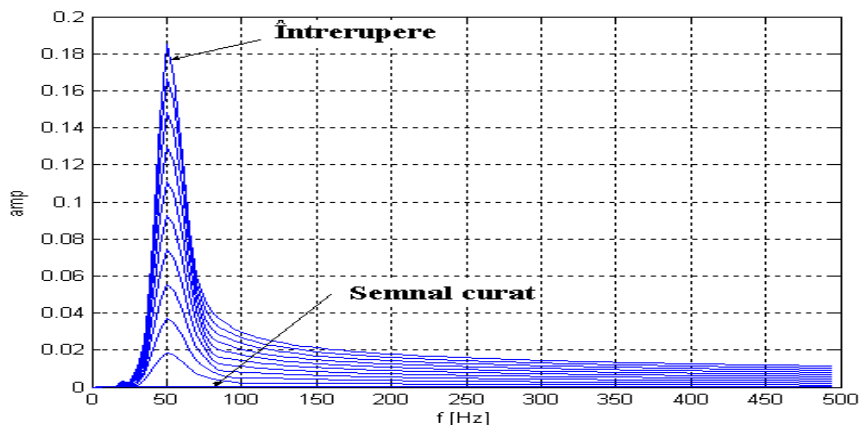


Fig. 5.32. Abaterea medie pătratică a unui semnal afectat de un gol de tensiune de diferite amplitudini

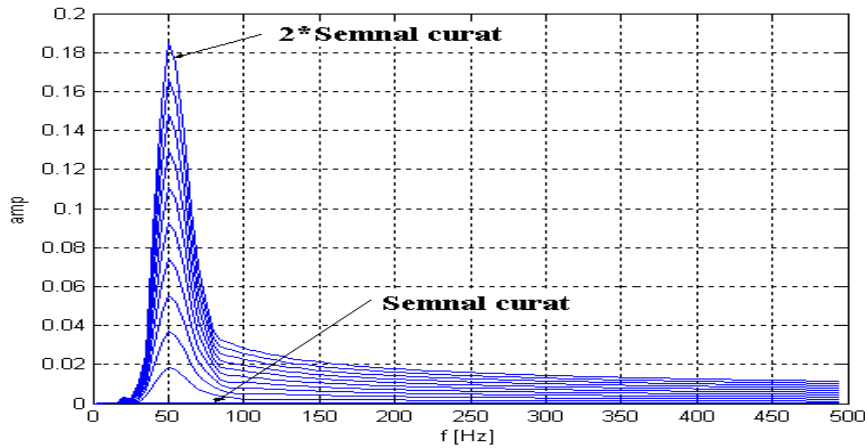


Fig. 5.33. Abaterea medie pătratică a unui semnal afectat de o supratensiune de diferite amplitudini

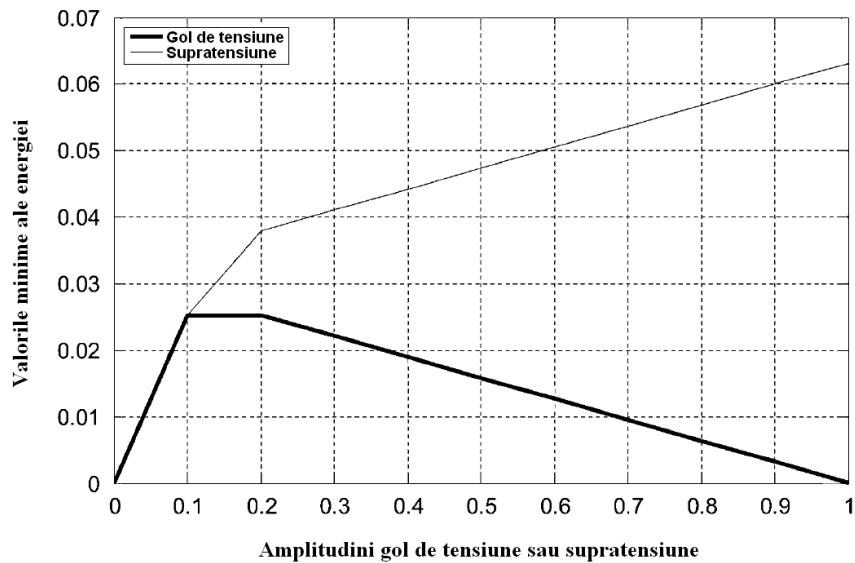


Fig. 5.34. Caracteristicile valorilor minime ale energiilor pentru goluri de tensiune (linie îngroșată) și supratensiuni (linie subțire) în funcție de amplitudinea normalizată a acestor evenimente

Abaterea medie pătratică a unui semnal afectat de o serie de armonici, este reprezentată în fig. 5.35. Armonicile folosite sunt 3, 5, 7, 9 și 11. Amplitudinile lor sunt modificate între anumite valori astfel încât factorul de distorsiune (THD), să ia valorile 10%, 30% și 50%, iar în figură sunt reprezentate curbele obținute pentru cele 3 semnale. Prima curbă (din partea de jos a figurii), corespunde unui semnal cu un factor THD de 10%, iar ultima curbă (din partea superioară a figurii), unui semnal cu THD 50%.

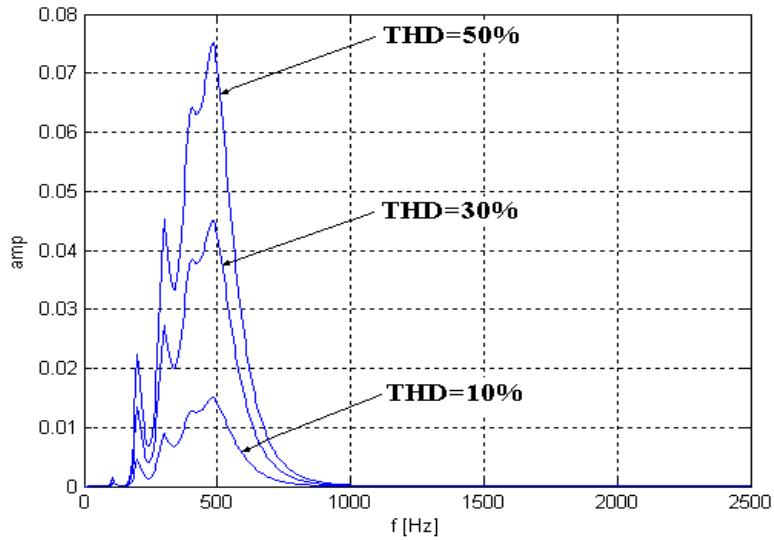


Fig. 5.35. Abaterea medie pătratică a unui semnal afectat de armonici de diferite amplitudini

Figura 5.36 conține curbele abaterii medii pătratice ale unui semnal afectat de un sinus amortizat cu frecvențele de 1 kHz, 1,2 kHz și 1,4 kHz.

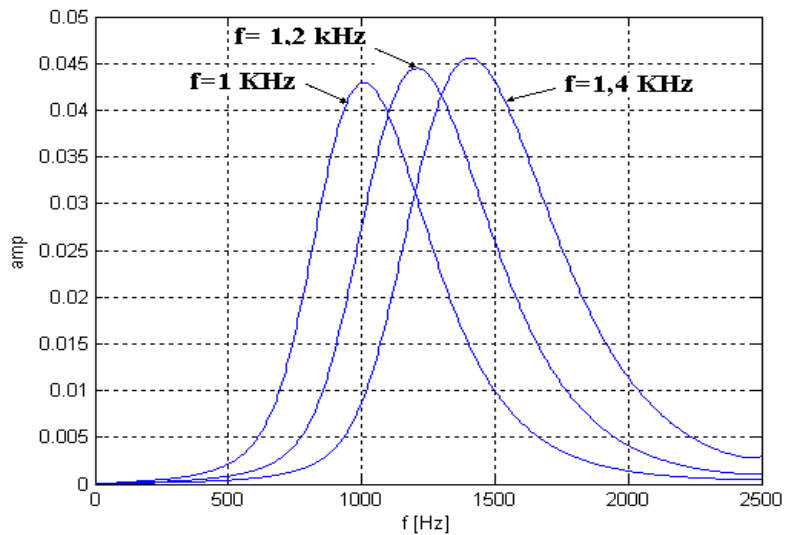


Fig. 5.36. Abaterea medie pătratică a unui semnal afectat de sinus amortizat

Clasificarea evenimentelor considerate anterior se realizează determinând poziția maximului abaterii medii pătratice a semnalului perturbat în domeniul

frecvențe. Domeniul frecvențe poate să fie împărțit în trei regiuni (fig. 5.37): prima, între 0-120 Hz, pentru goluri de tensiune, întreruperi și supratensiuni, a doua între 120-650 Hz, pentru armonici și a treia, la peste 650 Hz pentru fenomene tranzitorii [71].

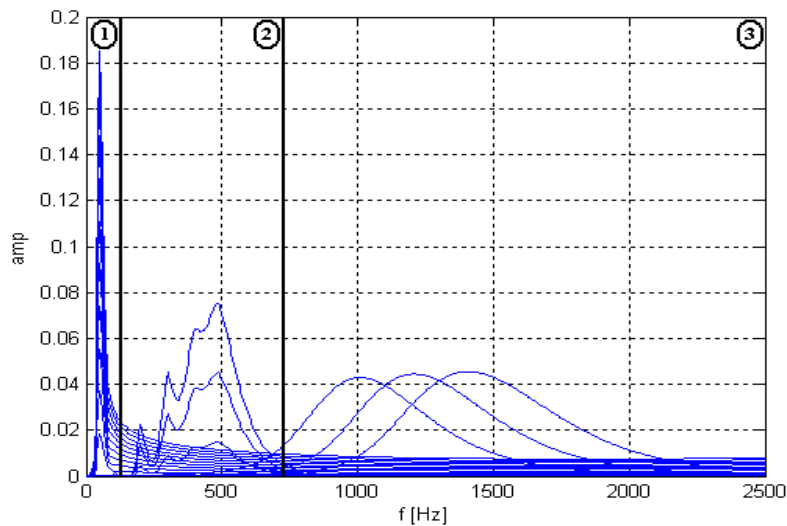


Fig. 5.37. Regiuni pentru clasificarea perturbațiilor

5.6.1.3. Caracterizarea evenimentelor

După clasificarea unui eveniment într-o anumită regiune din domeniul frecvență sunt necesare și alte informații suplimentare, utile în scopul caracterizării evenimentului. Aceste informații depind de tipul evenimentului: localizarea în timp a perturbației, durata, amplitudinea (pentru gol de tensiune, întrerupere și supratensiune), factorul de distorsiune THD (pentru armonici), frecvența de oscilație (pentru sinus amortizat) și timpul de creștere (pentru impuls biexponențial).

Localizarea în timp a perturbației constă în determinarea momentului de start și de stop ale acesteia (apoi se poate determina și durata). Apariția perturbației este însoțită de o variație rapidă a formei de undă a semnalului, care de regulă, implică prezența unei componente de înaltă frecvență în spectrul semnalului. Detectarea celor două momente de timp poate să se realizeze folosind derivata întâi a caracteristicii amplitudine-timp, corespunzătoare frecvenței maxime a transformatei S (relația 5.38) [71], care scoate în evidență variațiile bruște ale semnalului datorate suprapunerii evenimentului.

$$S'_{f_{max}} = \frac{dS_{f_{max}}[kT, 1/2T]}{d(kT)} \quad (5.38)$$

Câteva exemple de utilizare a derivatei anterioare sunt prezentate în figurile 5.38-5.40, în care sunt reprezentate: semnalul afectat de eveniment (gol de tensiune în fig. 5.38 a), supratensiune în fig. 5.39 a) și sinus amortizat în fig. 5.40 a)), abaterea medie pătratică a semnalului și derivata întâi a transformatei S . Dacă

se urmăresc reprezentările derivatei, se observă că momentele de start și de încetare a perturbațiilor sunt marcate de impulsuri care permit localizarea în timp și determinarea duratei evenimentelor (fig. 5.38-5.40 b)).

Dinstincția între cele 3 tipuri de evenimente din regiunea întâi, se face comparând amplitudinea evenimentului din zona afectată cu amplitudinea semnalului curat luat ca valoare de referință.

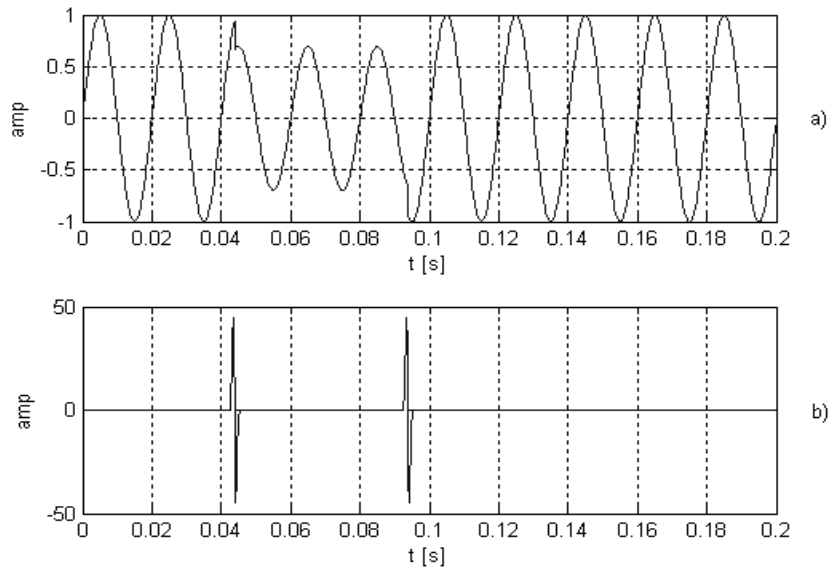


Fig. 5.38. Durată gol de tensiune la aplicarea ST

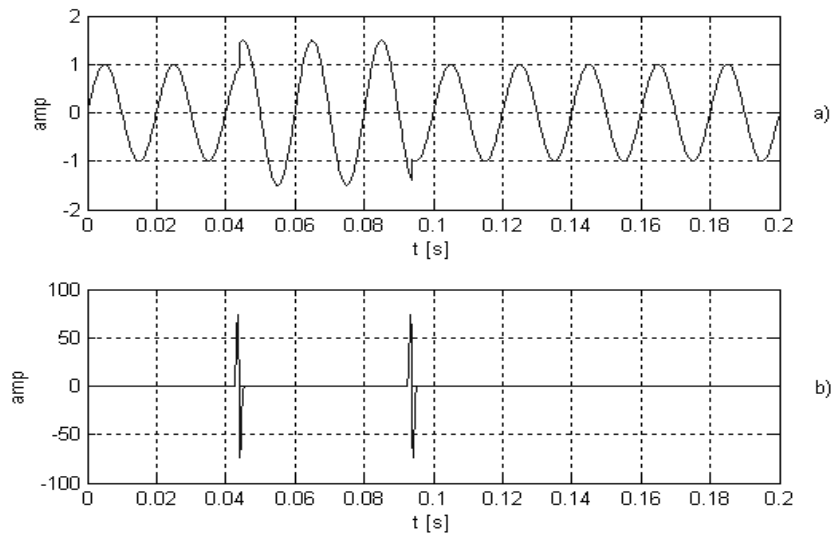


Fig. 5.39. Durată supratensiune la aplicarea ST

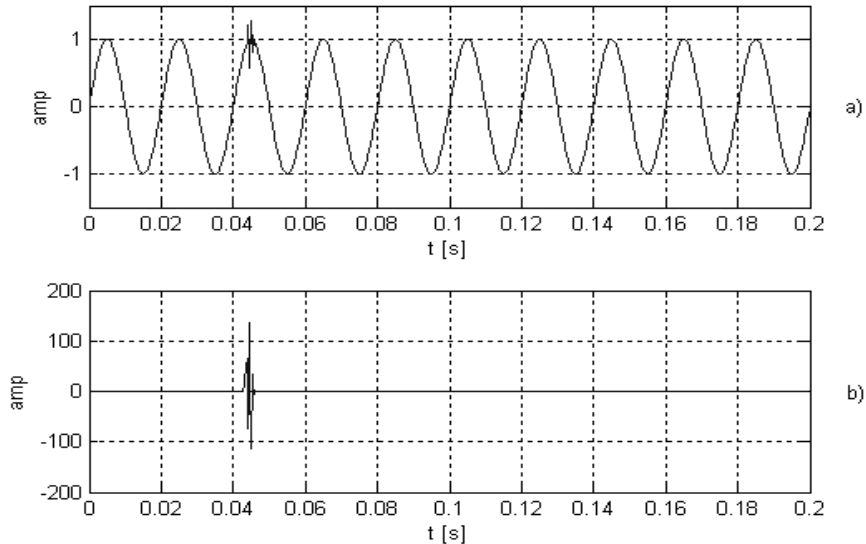


Fig. 5.40. Durată sinus amortizat la aplicarea ST

Pentru armonici, este calculat factorul de distorsiune (THD), folosind abaterea medie pătratică a reprezentării amplitudine maximă-timp a transformatei S (fig. 5.35), cu ajutorul relației (3.30), pe baza următorului algoritm: se consideră variabilele: suma pătratelor armonicilor și contor pentru numărul de armonici inițial egale cu zero, apoi într-o buclă, se parcurg elementele spectrului de frecvențe ale curbei și dacă un element corespunde frecvenței de 50 Hz sau este armonică, se calculează pătratul acestuia, se incrementează variabila contor și dacă variabila contor este mai mare decât unu, se adună la suma anterioară. La ieșirea din buclă, se calculează factorul THD ca și radical din raportul dintre sumă și pătratul fundamentalei.

În cazul fenomenelor tranzitorii din regiunea a treia, distincția între impuls biexponențial și sinus amortizat se realizează pe baza caracteristicii amplitudine-timp a semnalului diferență între semnalul perturbat și semnalul curat obținut prin filtrare trece bandă, numărând trecerile prin zero din zona afectată. La această a doua clasificare, în situația unui impuls biexponențial, se mai calculează timpul de creștere, iar în cazul unui sinus amortizat, se calculează frecvența acestuia. Ea corespunde maximului din reprezentarea amplitudine maximă-frecvență a transformatei S (fig. 5.36).

Schema în întregime a algoritmului propus este descrisă în fig. 5.41. În comparație cu algoritmul propus în [71] sunt aduse următoarele îmbunătățiri: se face distincție între goluri de tensiune și supratensiuni pentru orice valori ale amplitudinii, de asemenea, se face distincție pentru fenomenele tranzitorii între impuls biexponențial (la care se calculează suplimentar timpul de creștere și durata, conform algoritmului descris în subcapitolul 4.2.1) și sinus amortizat. Determinarea amplitudinilor se efectuează direct pe baza reprezentării amplitudine-timp și nu indirect pe baza transformatei S , printr-o reprezentare a valorilor maxime ale energiilor în frecvență în funcție de amplitudinea evenimentelor, reprezentare care trebuie refăcută la modificarea unora dintre următorii factori: faza dintre semnalul

sinusoidal curat și eveniment, durata evenimentului și mărimea ferestrei folosită de transformata S.

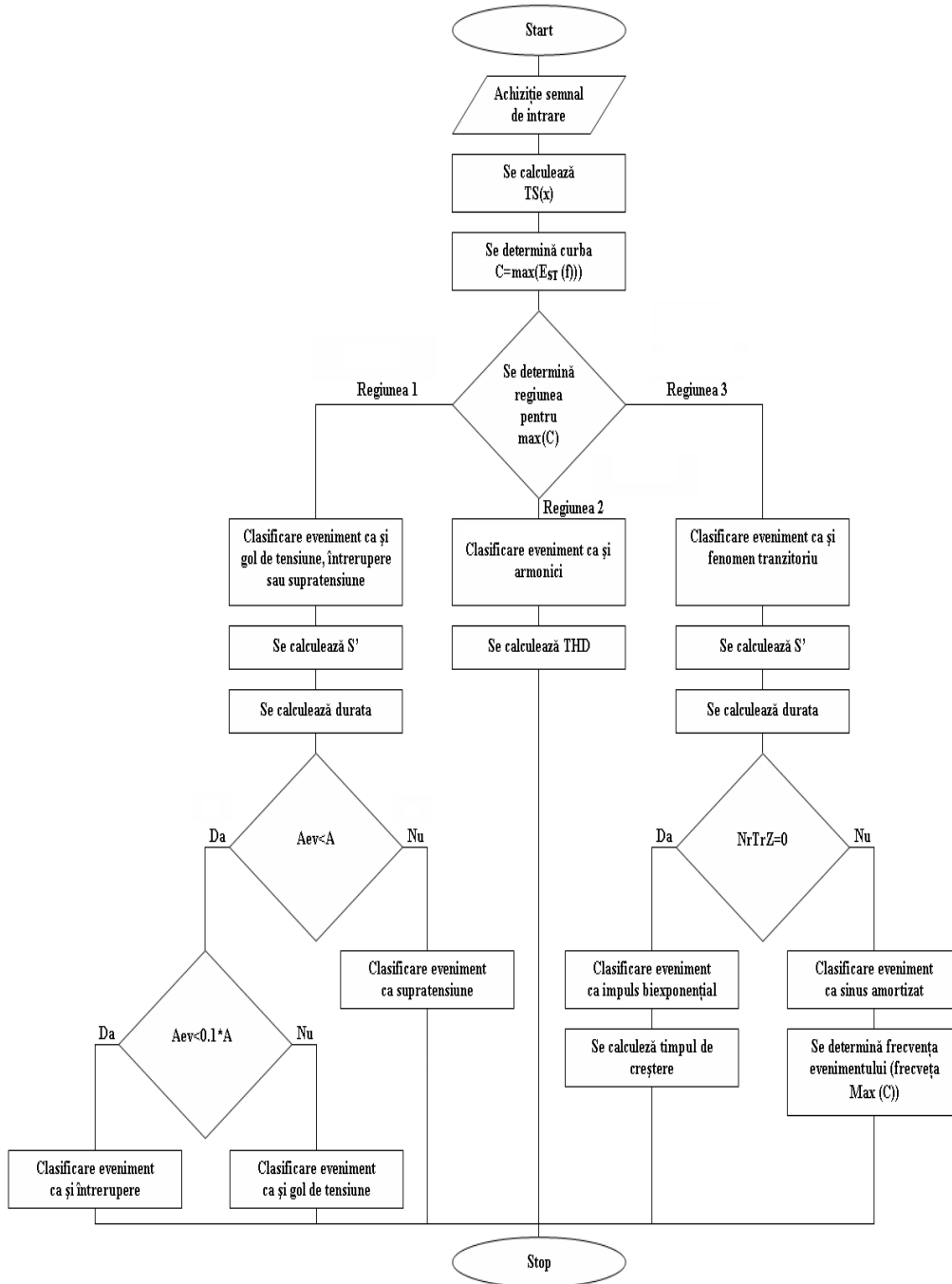


Fig. 5.41. Schema algoritmului de clasificare a perturbațiilor pe baza ST

5.7. Concluzii

În capitolul 5 a fost prezentat un studiu despre compresia datelor folosind descompunerea wavelet pentru principalele categorii de perturbații electromagnetice, în cadrul căruia a fost analizat efectul ordinului funcției wavelet de bază Daubechies asupra ratei de compresie și efectul ratei de compresie asupra calității semnalelor reconstruite pe baza coeficienților descompunerii.

Suplimentar este propus un algoritm pentru compresia datelor prin intermediul transformatei wavelet și a interpolării spline, în scopul extinderii capacității de stocare limitate a unui sistem de monitorizare. Problema este stringentă, mai ales, în situația monitorizării de durată sau la achiziție de date folosind o frecvență de achiziție ridicată, necesară pentru perturbațiile de frecvențe ridicate, când se obține un număr ridicat de eşantioane care trebuie stocate.

De asemenea, a fost propus un algoritm pentru detectarea și clasificarea automată a perturbațiilor electromagnetice realizat pe baza transformatei Stockwell și a reprezentărilor timp-frecvențe ale semnalelor utilizate, din care se extrag informațiile necesare localizării în timp foarte exacte și clasificării acestora în trei categorii.

6. SISTEM DE MONITORIZARE A CALITĂȚII ALIMENTĂRII CU ENERGIE ELECTRICĂ

6.1. Introducere

Dezvoltarea unui sistem de monitorizare a perturbațiilor electromagnetice presupune stabilirea unei arhitecturi a sistemului, a circuitelor necesare pentru condiționarea semnalelor, a unor algoritmi de prelucrare numerică a datelor achiziționate în vederea obținerii informațiilor dorite din datele achiziționate și accesul de la distanță, prin Internet, la informațiile obținute. Prin simulare, se pot testa și ajusta, în siguranță, soluțiile prezentate anterior.

Una dintre problemele cele mai importante care trebuie rezolvată în cadrul unui astfel de sistem este reducerea gamei dinamice a semnalelor care urmează să fie achiziționate, prin intermediul unui circuit de condiționare, la un nivel care să permită achiziția și apoi refacerea gamei dinamice inițiale a semnalelor pentru prelucrări ulterioare.

6.2. Compresia gamei dinamice a semnalelor achiziționate

6.2.1. Circuit de compresie cu funcție de transfer liniarizată pe porțiuni

Perturbațiile din sistemele de alimentare pot să prezinte vârfuri de ordinul kV-ilor, în timp ce domeniul de intrare al plăcilor de achiziție al sistemelor de monitorizare este mult mai mic, de ordinul V-ilor (placa de achiziție NI6110 de la National Instruments are domeniul de intrare [-10V,10V]). Din acest motiv, este necesară mai întâi compresia gamei dinamice a semnalelor înainte de achiziție, prin intermediul unui circuit de condiționare, iar după achiziția de date, trebuie refăcută gama dinamică inițială a semnalelor prin prelucrare numerică. Pentru compresie, poate să fie utilizat un circuit de compresie cu funcție de transfer logaritmică sau cu funcție de transfer liniarizată pe porțiuni (numit și transformator funcțional).

În domeniul telecomunicațiilor, trebuie rezolvate constrângeri asemănătoare cu cele prezentate anterior legate de gama dinamică a semnalelor și se folosește o tehnică de compresie și decompresie a dinamicii semnalelor numită *compandare* (prescurtare a expresiei *compresie-expandare*), după legea de compresie A , în Europa și respectiv legea μ , în S.U.A [101].

Un "transformator funcțional" este un amplificator operațional la care legătura dintre tensiunea de ieșire și cea de intrare aproximează prin segmente caracteristica de transfer neliniară impusă [14], [37]. O caracteristică cu pantă monoton crescătoare sau descrescătoare, se poate obține folosind un singur amplificator operațional și o rețea de rezistențe și diode. Pentru caracteristici cu alte

forme de variație, se utilizează mai multe amplificatoare operaționale și rețele mai complexe.

Schema completă propusă în [52], inspirată din [37], este descrisă în figura 6.1. Graficele funcției de compresie reale (cu linie întreruptă, obținută prin simulare în ORCAD/SPICE) și ideale (cu linie continuă), se pot observa în figura 6.2, unde este reprezentat numai primul cadran al acestor funcții, pentru a se putea distinge diferențele reduse dintre ele care apar în zonele punctelor de frângere, datorită diodelor utilizate. Tabelul 6.1 conține eroarea absolută ΔI dintre cele două funcții.

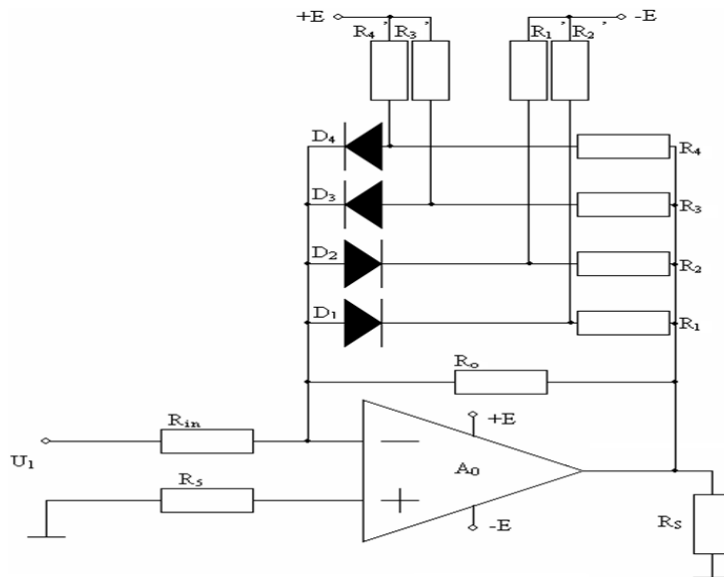


Fig. 6.1. Schema circuitului cu semnalul aplicat la intrarea inversoare

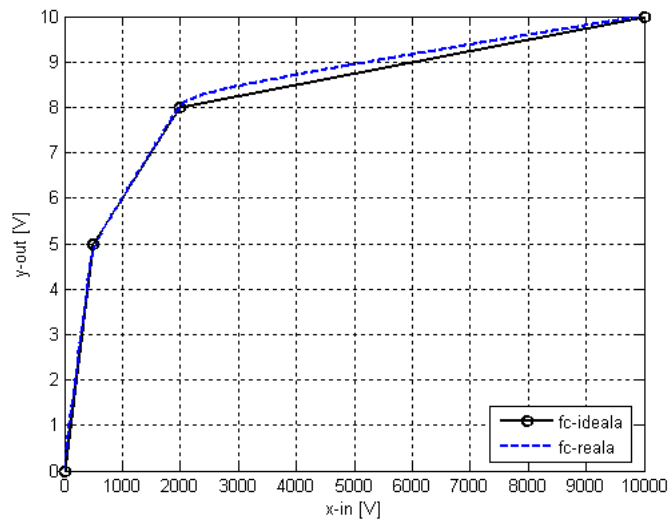


Fig. 6.2. Funcțiile de compresie ideală și reală în cadranul I

Tabel 6.1 Eroarea absolută dintre funcțiile de transfer reală și ideală

x-in [V]	-10000	-2000	-500	0	500	2000	10000
fc ideală [V]	-10	-8	-5	0	5	8	10
fc reală [V]	-10,0128	-8,0263	-4,885	0	4,885	8,0263	10,0128
$\Delta 1$ [V]	-0,0128	-0,0263	-0,115	0	0,115	0,0263	0,0128

Pentru a obține graficul funcției de compresie ideală din figura 6.2, s-a pornit de la o caracteristica intrare-ieșire pe care s-au ales 4 puncte, de coordonate (0 V, 0 V), (500 V, 5 V), (2000 V, 8 V) și (10000 V, 10 V), care delimitează 3 segmente de dreaptă, acestea permițând obținerea nivelurilor de compresie dorite în funcție de domeniul de intrare (-10000 V, 10000 V), și cel de ieșire (-10 V, 10 V). Compresia se realizează descrescător, este maximă pentru segmentul superior, este mai redusă în regiunea segmentului median și este minimă pentru segmentul care intersectează originea. Apoi, în oglindă, s-au ales punctele pentru valorile negative ale semnalului de intrare x , (-500 V, -5 V), (-2000 V, -8 V) și (-10000 V, -10 V). Alegerea punctelor a fost efectuată pe bază de studii statistice, s-a observat că pentru perturbațiile de joasă frecvență în regim tranzitoriu, din numărul total de impulsuri, 1-2 % au amplitudinea mai mare de 500 V și 0,1 % depășesc 3000 V. De asemenea, ultimele, deși au o pondere redusă, ele pot să apară de câteva ori pe lună și să afecteze anumite echipamente [108].

Deducerea relației funcției de compresie ideale, s-a efectuat prin interpolare liniară, pornind de la ecuația unei drepte care trece prin 2 puncte cunoscute

$$y = y_1 + \frac{y_2 - y_1}{x_2 - x_1} (x - x_1) \quad (6.1)$$

aplicată pentru cele trei segmente considerate ale funcției de compresie din primul cadran, fiecare segment fiind descris de către o ecuație:

$$\begin{cases} y = 8 + \frac{1}{4000} (x - 2000), x \in [2000, 10000] \\ y = 5 + \frac{3}{1500} (x - 500), x \in [500, 2000] \\ y = \frac{1}{100} x, x \in [0, 500] \end{cases} \quad (6.2)$$

sistemul se poate rescrie

$$\begin{cases} y = \frac{1}{4000} x + \frac{15}{2}, x \in [2000, 10000] \\ y = \frac{1}{500} x + 4, x \in [500, 2000] \\ y = \frac{1}{100} x, x \in [0, 500] \end{cases} \quad (6.3)$$

Ecuțiile anterioare sunt valabile în primul cadran al caracteristicii intrare-ieșire, unde valorile de intrare și de ieșire sunt pozitive. În cadranul 3 avem numai valori negative, prin urmare, rezultă sistemul

$$\begin{cases} y = -8 + \frac{1}{4000}(x + 2000), x \in [-2000, -10000] \\ y = -5 + \frac{3}{1500}(x + 500), x \in [-500, -2000] \\ y = \frac{1}{100}x, x \in [0, -500] \end{cases} \quad (6.4)$$

la rândul său sistemul se poate rescrie

$$\begin{cases} y = \frac{1}{4000}x - \frac{15}{2}, x \in [-2000, -10000] \\ y = \frac{1}{500}x - 4, x \in [-500, -2000] \\ y = \frac{1}{100}x, x \in [0, -500] \end{cases} \quad (6.5)$$

Ținând cont de semnul lui x funcția de compresie poate fi scrisă

$$y(x) = \begin{cases} \operatorname{sgn}(x)\left(\frac{1}{4000}|x| + \frac{15}{2}\right), |x| \in [2000, 10000] \\ \operatorname{sgn}(x)\left(\frac{1}{500}|x| + 4\right), |x| \in [500, 2000] \\ \frac{1}{100}x, |x| \in [0, 500] \end{cases} \quad (6.6)$$

La reconstruirea semnalului inițial, după compresia dinamicii semnalului de intrare, se folosește o funcție de decompresie (expandare), care este inversa funcției de compresie. Pentru a o deduce, se pornește de la relațiile (6.3), din care se scoate x

$$\begin{cases} x = 4000y - 30000, y \in [8, 10] \\ x = 500y - 2000, y \in [5, 8) \\ x = 100y, y \in [0, 5) \end{cases} \quad (6.6)$$

În continuare, se realizează schimbările de variabile $x = y$ și $y = x$, iar relațiile anterioare devin

$$\begin{cases} y = 4000x - 30000, x \in [8, 10] \\ y = 500x - 2000, x \in [5, 8) \\ y = 100x, x \in [0, 5) \end{cases} \quad (6.7)$$

Ca și la deducerea legii de compresie, ecuațiile anterioare sunt valabile în primul cadran al caracteristicii intrare-ieșire, unde valorile de intrare și de ieșire sunt pozitive, dar în cadranul 3, avem numai valori negative. Ținând cont de semnul lui x , funcția de expandare poate fi scrisă sub forma (6.8)

$$y = \begin{cases} \operatorname{sgn}(x)(4000|x| - 30000), & |x| \in [8, 10] \\ \operatorname{sgn}(x)(500|x| - 2000), & |x| \in [5, 8) \\ 100x, & |x| \in [0, 5) \end{cases} \quad (6.8)$$

și figura 6.3 descrie reprezentarea grafică a acesteia.

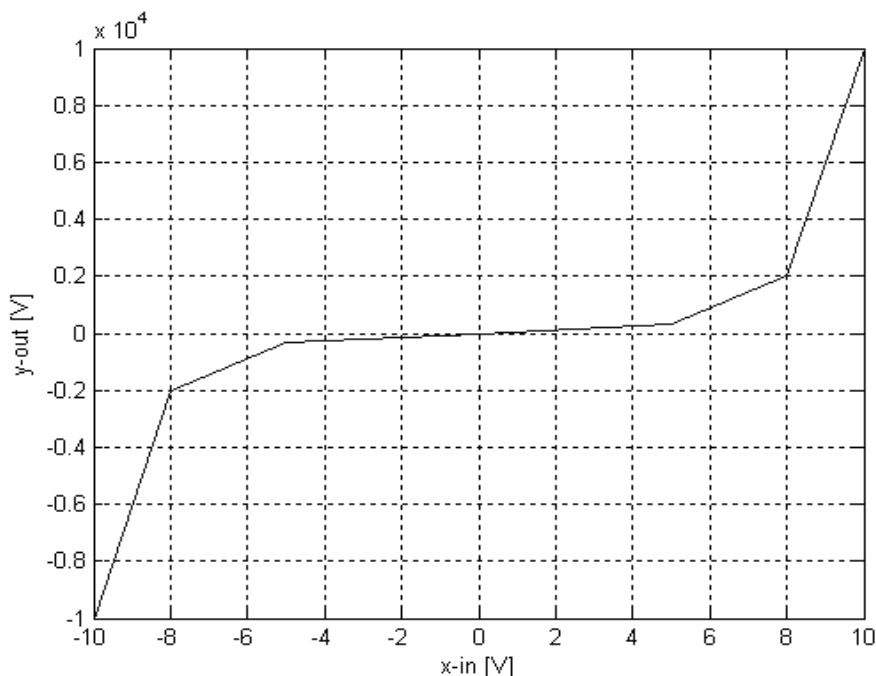


Fig. 6.3. Funcția de expandare ideală

Din compararea figurilor 6.2 și 6.3 se observă și grafic, că cele două caracteristici ideale reprezentate sunt fiecare inversa celeilalte. La funcția de compresie a dinamicii unui semnal, valorile de ieșire sunt mai mici decât cele de intrare, iar la funcția de expandare, este invers, valorile de ieșire sunt mai ridicate decât cele de intrare.

Pe de altă parte, caracteristica statică a diodei (dependența dintre curentul prin diodă și tensiunea aplicată în regim static), este neliniară. Pentru polarizare directă, curentul prin diodă este exprimat prin relația

$$i_D = I_S \left[\exp\left(\frac{u_D}{U_T \eta}\right) - 1 \right] \quad (6.9)$$

unde

$$U_T = \frac{KT}{q} \quad (6.10)$$

este tensiunea termică, I_S curentul de saturație, η coeficient care ia valori între 1 și 2. Înseamnă că în realitate, prin folosirea unei rețele de rezistențe și diode la realizarea unui circuit de compresie a dinamicii semnalelor, urmată de expandare, se obțin caracteristici de transfer ușor diferite în jurul punctelor de frângere (fig. 6.2).

Funcția de compresie reală obținută prin simularea transformatorului funcțional în ORCAD/SPIICE prezintă 537 de eșantioane. Pentru a putea determina valorile funcțiilor de compresie și respectiv, de expandare, pentru orice valoare a semnalului de intrare, în continuare, sunt prezentate câteva metode de aproximare și interpolare prin care se urmărește să se aproximeze cât mai bine funcțiile reale simulate.

6.2.2. Regresie polinomială

Este o metodă de aproximare în medie pătratică a datelor printr-un polinom

$$p(x) = \sum_{i=0}^N a_i x^{N-i} = a_0 x^N + a_1 x^{N-1} + a_2 x^{N-2} + \dots + a_{N-1} x + a_N \quad (6.11)$$

astfel încât, pentru un anumit set de date cunoscute (x_i, y_i) , $i = \overline{1, N}$, suma pătratelor distanțelor dintre puncte și funcția aproximantă $f(x)$ să fie minimă, conform relației (6.12). Datele approximate pot să fie valori obținute prin măsurare afectată de erori.

$$I = \sum_{i=1}^N |y_i - f(x_i)|^2 = \min \quad (6.12)$$

Spre deosebire de interpolare, unde toate punctele se găsesc pe curba aproximantă, la regresia polinomială se poate întâmpla ca nici un punct să nu se găsească pe curbă. În funcție de relația dintre numărul de elemente al setului de date cunoscut și gradul polinomului folosit la aproximare, apar următoarele trei situații: în caz de egalitate, datele se vor afla pe curba de aproximare, dacă numărul de elemente este mai mare decât gradul polinomului, se obține o aproximare mai bună cu cât gradul polinomului are o valoare mai apropiată de numărul elementelor, iar dacă acesta este mai mare, pot să apară erori de aproximare semnificative [94].

Determinarea polinomului constă în calcularea coeficienților acestuia cu ajutorul celor n puncte cunoscute ale funcției y , ținând cont de (6.12) și impunând condiția (problemă de extrem cu legături)

$$\frac{\partial I}{\partial a_j} = 0 \quad (6.13)$$

se obține un sistem de $n+1$ ecuații.

Complexitatea calculului necesare pentru rezolvarea sistemului de ecuații devine dificilă o dată cu creșterea gradului polinomului, de asemenea, cresc și erorile de rotunjire și timpul de calcul, de aceea se preferă utilizarea unor polinoame de regresie cu grad cât mai redus [251].

Figura următoare prezintă rezultatele obținute pentru un set de date format din 11 puncte echidistante ale funcției de compresie reală, aproximată cu polinoame de ordinul 3, 7 și 10. Ultimul polinom se apropie cel mai mult de funcția de compresie, dar prezintă și oscilațiile cele mai mari la capete.

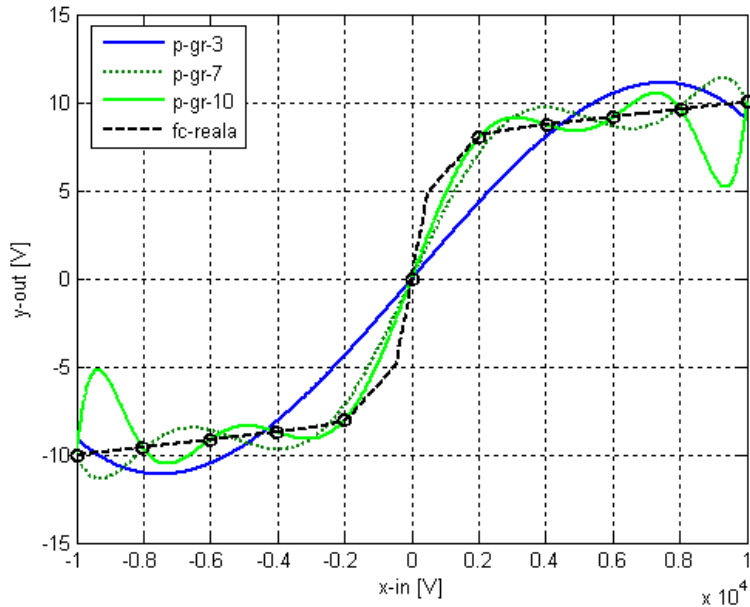


Fig. 6.4. Regresie polinomială pentru 11 puncte echidistante cunoscute

Mărind numărul de puncte echidistante al setului de date la 21 și gradul polinomului la 16, se obține o aproximare mai bună decât cea anterioară (fig. 6.5), dar oscilațiile sunt încă semnificative.

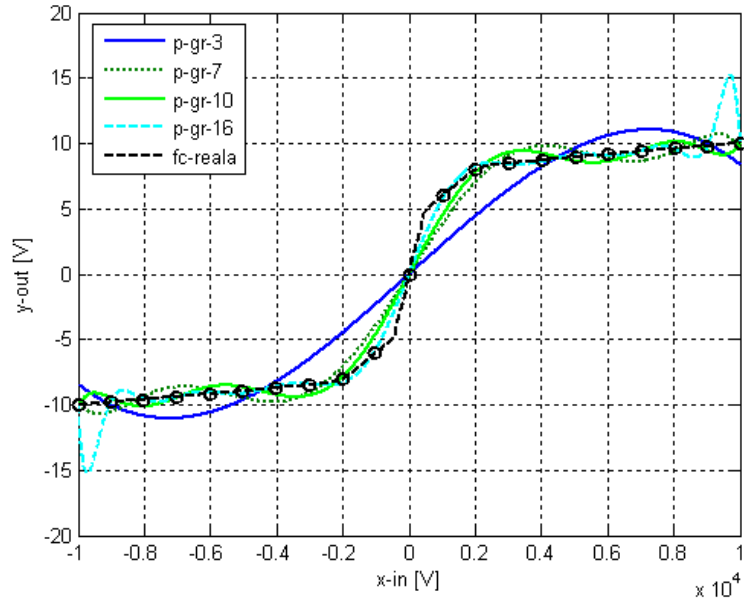
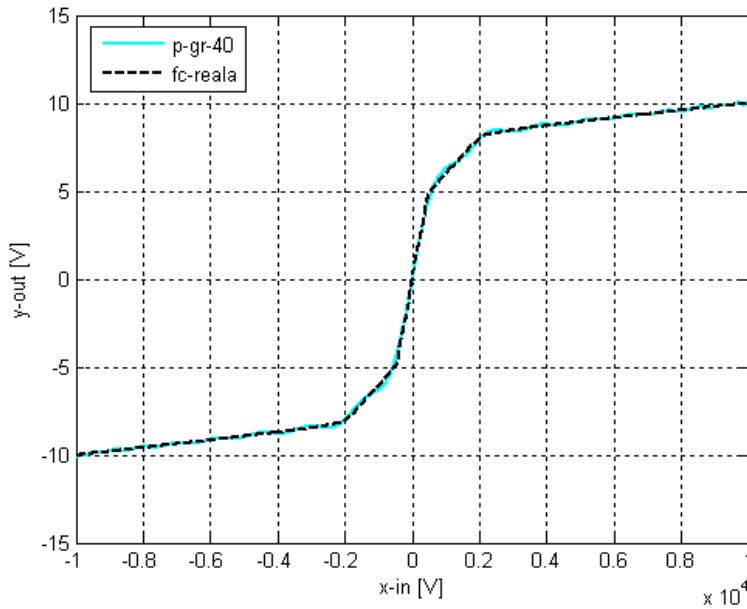


Fig. 6.5. Regresie polinomială pentru 21 puncte echidistante cunoscute

În figura următoare, sunt prezentate rezultatele obținute pentru un set de date format din 537 puncte cunoscute și un polinom de ordinul 40.



a)

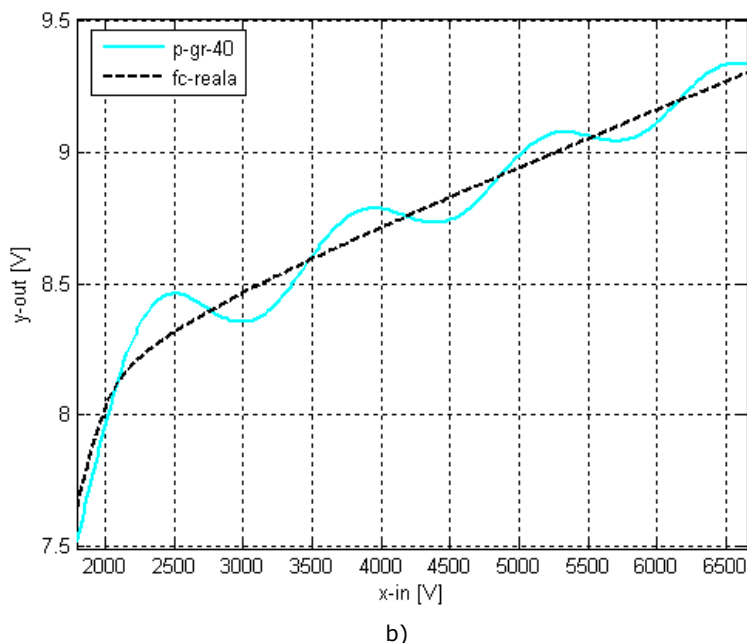


Fig. 6.6. Regresie polinomială pentru 537 de puncte cunoscute

Caracteristica obținută folosind polinomul de ordinul 40 este foarte apropiată de setul de date considerat și nu se distinge în figura 6.6 a), dar prin mărirea unei regiuni în figura 6.6 b), cele două caracteristici se pot distinge pentru a se putea face comparație între ele. Mărind numărul elementelor din setul de date cunoscut la 537 și gradul polinomului la 40, oscilațiile scad semnificativ, dar încă sunt sesizabile (fig. 6.6 b). În practică, nu se recomandă utilizarea unor polinoame de regresie cu ordinul mai mare de 7 [251], deoarece cresc erorile de rotunjire și timpul de calcul.

6.2.3. Interpolare spline cubică

La interpolarea prin polinoame mărirea numărului de noduri utilizate (și deci a gradului polinomului), nu conduce întotdeauna la rezultate mai bune, la convergență spre funcția interpolată, în timp ce funcțiile spline, care sunt polinoame pe porțiuni, converg către funcția respectivă cu o acuratețe cu mult mai mare [92].

Considerând un interval $[a, b]$ și $\Delta: a = x_0 < x_1 < \dots < x_n = b$, o diviziune a intervalului, o funcție $S: [a, b] \rightarrow \mathbb{R}$, se numește *funcție spline cubică*, dacă îndeplinește condițiile:

- 1) pe orice interval (x_k, x_{k+1}) , $k \in \overline{1, n-1}$, S este un polinom de grad cel mult 3;
- 2) $S \in C^2([a, b])$.

Pentru funcția $f : [a, b] \rightarrow \mathbb{R}$ și diviziunea $\Delta : a = x_0 < x_1 < \dots < x_n = b$, funcția spline cubică $S : [a, b] \rightarrow \mathbb{R}$, se numește *funcție spline cubică de interpolare* dacă $S(x_i) = f(x_i)$, $\forall i \in \overline{0, n}$, unde n este numărul de puncte ale diviziunii.

Funcțiile spline cubice S pentru un subinterval $[x_{i-1}, x_i]$, sunt polinoame de ordin cel mult 3, care pot să fie scrise [163]

$$S(x) = a_i + b_i x + c_i x^2 + d_i x^3, \quad \forall x \in [x_{i-1}, x_i] \quad (6.14)$$

determinarea funcțiilor S presupunând determinarea celor $4n$ coeficienți (a_i, b_i, c_i, d_i) .

Din condiția

$$S(x_i) = f(x_i), \quad i = \overline{0, n} \quad (6.15)$$

se obțin $(n+1)$ ecuații, iar din continuitatea lui s , s' și s'' avem

$$S^{(k)}(x_i - 0) = S^{(k)}(x_i + 0), \quad i = \overline{1, n-1}, \quad k = \overline{0, 2} \quad (6.16)$$

$3(n-1)$ ecuații, în total $(4n-2)$; mai sunt necesare două.

În situația cunoașterii derivatelor $f'(a)$, $f'(b)$, se pot adăuga condițiile

$$S'(a) = f'(a), \quad S'(b) = f'(b) \quad (6.17)$$

iar în caz contrar, se pot folosi aproximările

$$f'(a) \cong y'_0, \quad f'(b) \cong y'_n \quad (6.18)$$

de unde avem

$$S'(a) = y'_0, \quad S'(b) = y'_n \quad (6.19)$$

Dacă nu se cunosc derivatele anterioare (6.16), se pot folosi condițiile

$$S''(a) = S''(b) = 0 \quad (6.20)$$

și se obțin *funcții spline naturale*.

Figura 6.7 prezintă rezultatele obținute prin interpolare spline pentru un set de date format din 21 de noduri echidistante ale funcției de compresie reală. Pentru primele două segmente ale funcției interpolate, se observă diferențe între cele două funcții, acest lucru se datorează și numărului de noduri redus. Mărind numărul de noduri la 537 (fig. 6.8), diferențele dintre funcții se disting numai dacă se mărește imaginea (fig. 6.9). Funcția obținută prin interpolare, folosind un număr mai mare de noduri, se apropie mai mult de caracteristica reală decât funcția la care s-au folosit numai 21 de noduri.

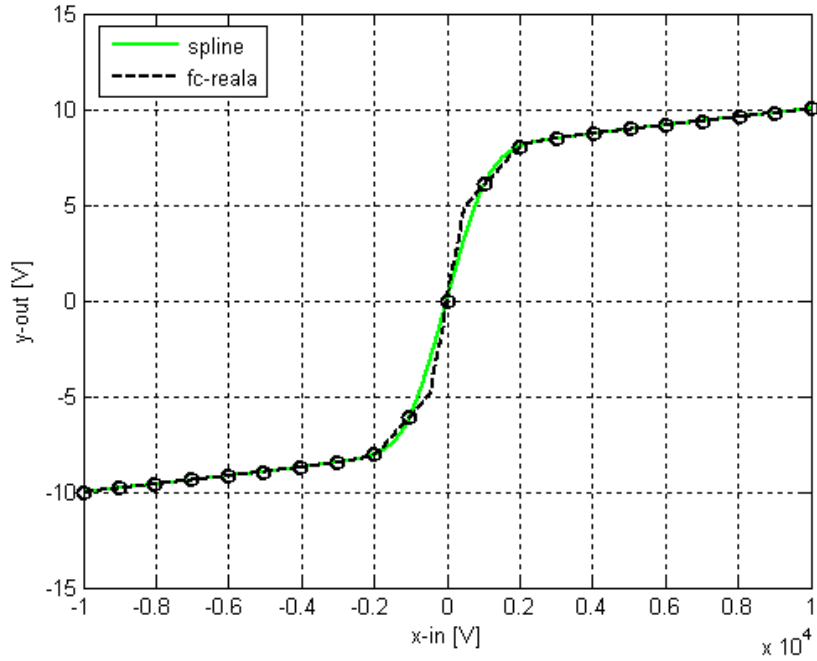


Fig. 6.7. Interpolare spline pentru 21 puncte echidistante cunoscute

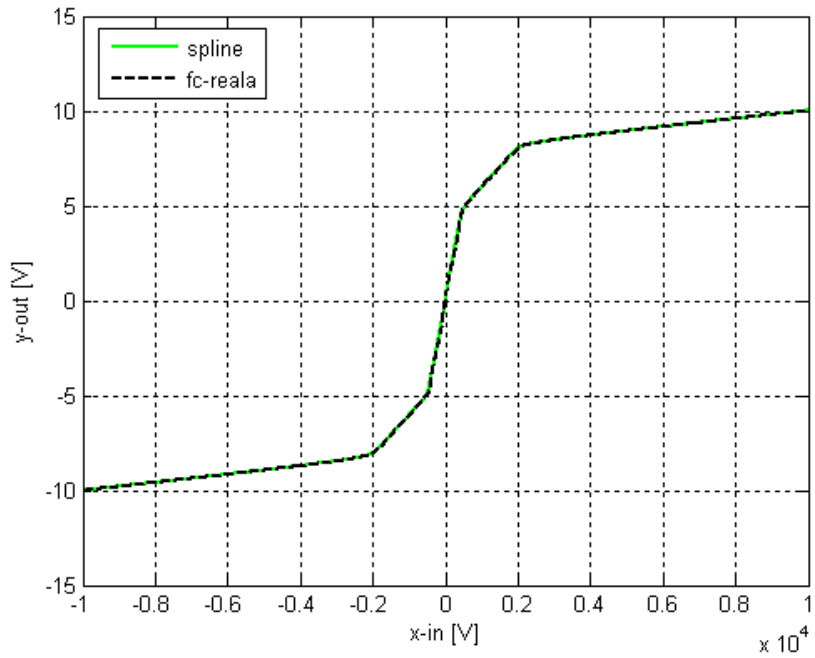


Fig. 6.8. Interpolare spline pentru 537 de puncte cunoscute

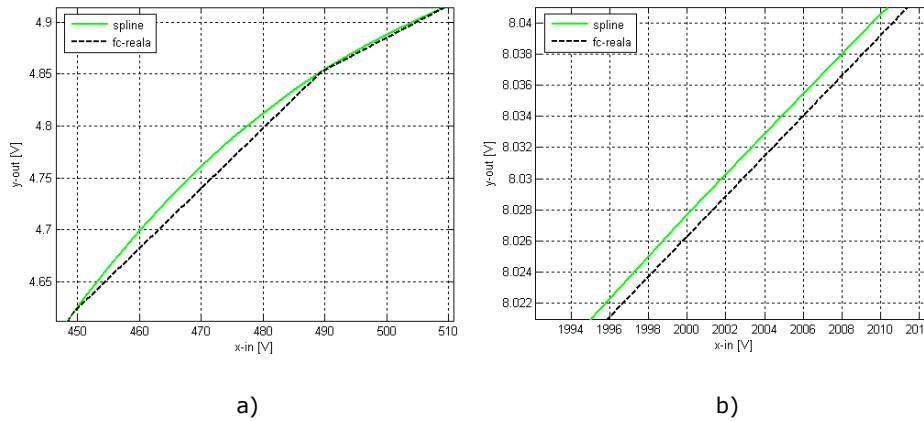


Fig. 6.9. Imagine mărită pentru interpolarea spline, în jurul punctelor de coordonate (500,5) și (2000,8)

6.2.4. Interpolare Hermite cubică

Este o metodă de interpolare care folosește polinoame Hermite cubice. Condițiile suplimentare pe care trebuie să le îndeplinească un polinom de interpolare Hermite cubic $P(x)$, în afară de a trece prin punctele considerate ale diviziunii unui interval pe care se interpolează o funcție, întocmai ca la definiția anterioară a funcțiilor spline cubice de interpolare (relația 6.15), sunt

$$P'(x_i) = y'(x_i), \quad i = \overline{0, n} \quad (6.21)$$

Polinomul Hermite cubic pentru un interval $[x_k, x_{k+1}]$ are expresia [152]

$$P(x) = \frac{3hs^2 - 2s^3}{h^3} y_{k+1} + \frac{h^3 - 3hs^2 + 2s^3}{h^3} y_k + \frac{s^2(s-h)}{h^2} d_{k+1} + \frac{s(s-h)^2}{h^2} d_k \quad (6.22)$$

unde

$$h = h_k = x_{k+1} - x_k, \quad s = x - x_k, \quad d_k = P'(x_k) \quad (6.23)$$

Dacă nu se cunosc valorile derivatei întâi în punctele considerate, acestea se aproximează. Se notează

$$\delta_k = \frac{y_{k+1} - y_k}{h_k} \quad (6.24)$$

și se calculează valorile δ_k , δ_{k-1} . Dacă au semne opuse sau una dintre ele este 0, înseamnă că x_k este un minim sau maxim local (fig. 6.10 a [152]) și se consideră

$$d_k = 0 \quad (6.25)$$

iar dacă au același semn și intervalele învecinate au aceeași lungime d_k , se calculează ca și medie armonică a celor două pante δ_k , δ_{k-1} (fig. 6.10 b [152]),

$$\frac{1}{d_k} = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{\delta_{k-1}} + \frac{1}{\delta_k} \right) \quad (6.26)$$

iar dacă au același semn, dar intervalele învecinate au lungimi diferite, atunci se folosește relația

$$\frac{w_1 + w_2}{d_k} = \frac{w_{k-1}}{\delta_{k-1}} + \frac{w_k}{\delta_k} \quad (6.27)$$

unde

$$w_1 = 2h_k + h_{k-1}, \quad w_2 = h_k + 2h_{k-1}. \quad (6.28)$$

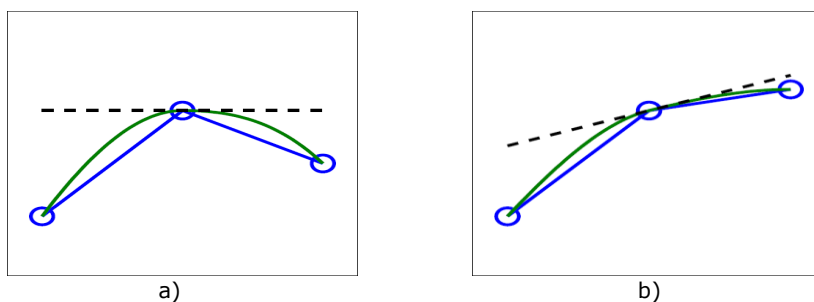


Fig. 6.10. Panta segmentelor învecinate

Figura 6.11 prezintă rezultatele obținute prin interpolare Hermite cubică pentru un set de date format din 537 de puncte ale funcției de compresie reală, în comparație cu funcția de compresie obținută prin interpolare spline. Deoarece nu se disting diferențele dintre acestea, se mărește imaginea în jurul punctelor de frângere (fig. 6.12).

În comparație cu metodele descrise anterior, la interpolarea Hermite cubică, se observă că atât în jurul punctelor de frângere ale celor două caracteristici, cât și la capete, nu mai apar oscilații (ca la regresia polinomială), funcția de compresie este netedă și se apropie mai mult de funcția de compresie reală simulată în ORCAD/SPIICE decât funcția rezultată prin interpolare spline.

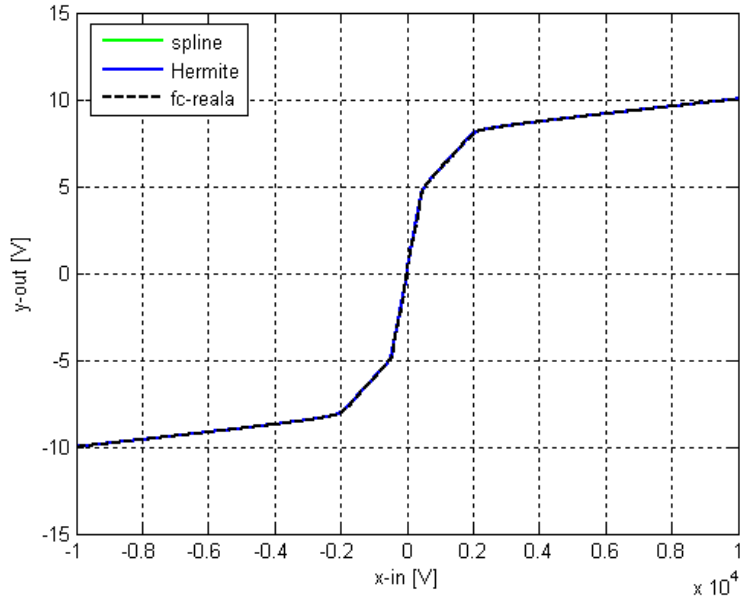


Fig. 6.11. Interpolare Hermite cubică pentru 537 de puncte cunoscute

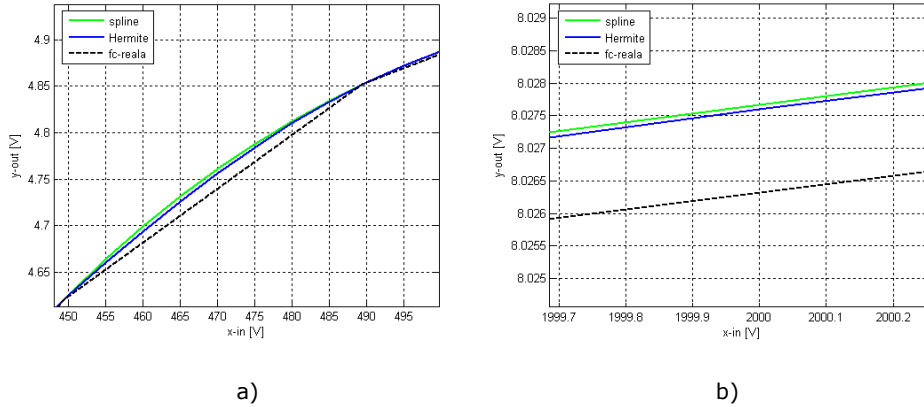


Fig. 6.12. Imagine mărită pentru interpolare Hermite cubică în jurul punctelor de coordonate (500,5) și (2000,8)

6.2.4.1. Algoritm pentru compresia/expandarea gamei dinamice a semnalelor în scopul achiziției de date

La implementarea algoritmului s-a avut în vedere reducerea erorilor la expandarea semnalului achiziționat prin obținerea unei funcții de expandare cât mai apropiată de cea reală; în acest scop, s-a ținut cont de următoarele observații:

- diferențele cele mai mari între caracteristicile obținute anterior prin interpolare și caracteristica reală se observă în jurul punctelor în care diodele din circuitul de compresie intră în conducție;
- dintre metodele de interpolare folosite anterior, s-a selectat interpolarea Hermite cubică deoarece, în acest caz, diferențele dintre caracteristica obținută și cea reală, sunt cele mai reduse;
- pentru a reduce numărul de calcule necesare la expandarea unui semnal achiziționat (problemă stringentă mai ales în situația utilizării unei frecvențe de eșantionare ridicate, situație în care se obține un număr important de eșantioane ale semnalului de intrare), se poate reduce prin decimarea numărului de puncte ale funcției de compresie reală folosită, cu prețul creșterii erorilor la expandare; pentru a reduce cât mai mult aceste erori, este propusă decimarea pe porțiuni.

Principalii pași ai algoritmului sunt descriși pe scurt mai jos (figura 6.13). Algoritmul folosește până la 537 de puncte (dacă nu se decimează eșantioanele), ale funcției de compresie reale, rezultată prin simularea în ORCAD/SPICE a transformatorului funcțional.

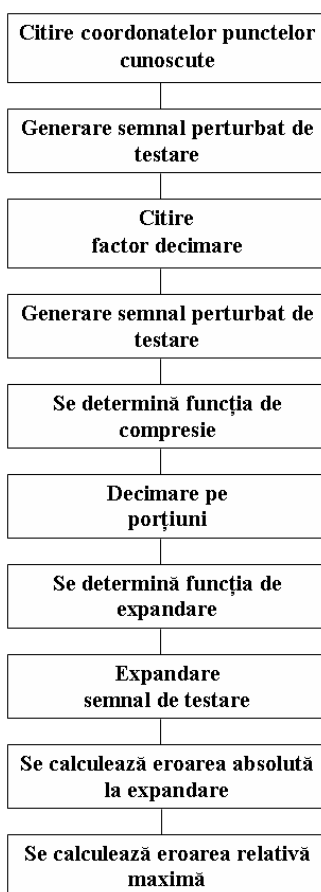


Fig. 6.13. Schema bloc a algoritmului pentru compresia-expandarea gamei dinamice a semnalelor

Se citesc coordonatele punctelor cunoscute considerate prin crearea a doi vectori care conțin abscisele și ordonatele punctelor. Acestea urmează să fie folosite la determinarea funcțiilor de compresie și expandare, iar apoi la expandarea semnalului de testare.

Următorul pas constă în generarea semnalului perturbat de testare, creat dintr-un semnal sinusoidal cu amplitudinea 230 și frecvența de 50 Hz, peste care se suprapune un impuls biexponențial.

Se citește factorul de decimare, apoi se determină funcția de compresie. Pentru reducerea numărului de calcule, se decimează cele 537 de puncte inițiale ale funcției de compresie reale simulate în ORCAD/SPICE, folosind factorul de decimare citit anterior. Dacă decimarea ar fi uniformă, s-ar pierde detalii ale funcției de compresie, în special pentru zonele din jurul punctelor de frângere, lucru care conduce la creșterea erorilor la expandare. Din acest motiv, este propusă o decimare pe porțiuni (fig. 6.14): în cadranul întâi, funcția de compresie este divizată în 3 segmente și 2 regiuni (în jurul punctelor de frângere), iar decimarea este efectuată numai pe cele 3 segmente, cele două regiuni rămân nedecimate (fig. 6.15).

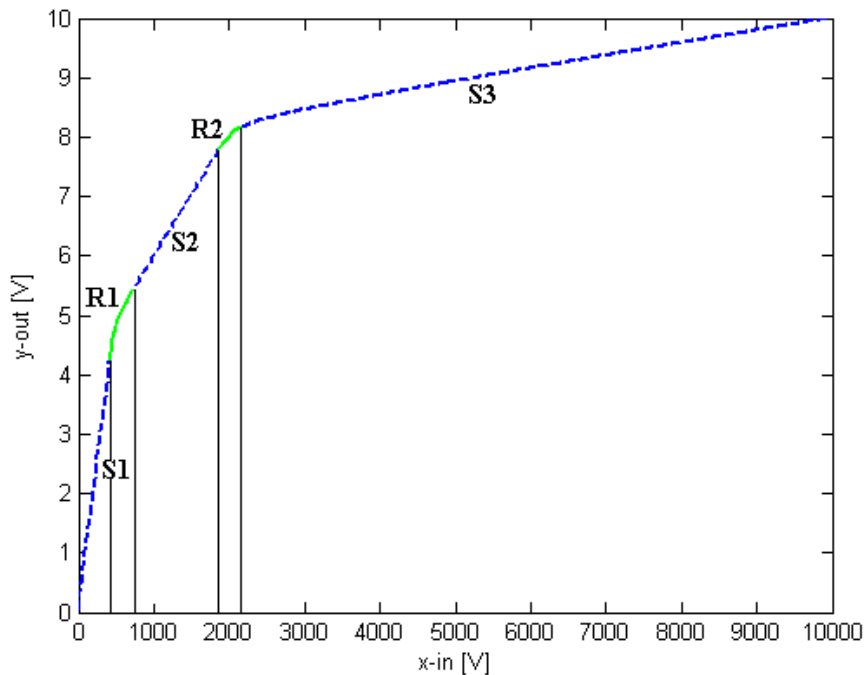


Fig. 6.14. Decimarea pe porțiuni a funcției de compresie

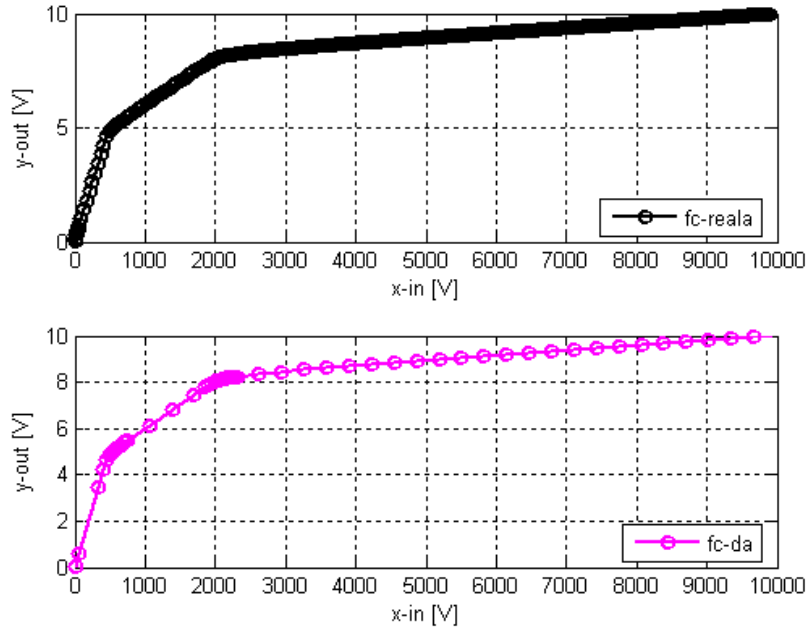
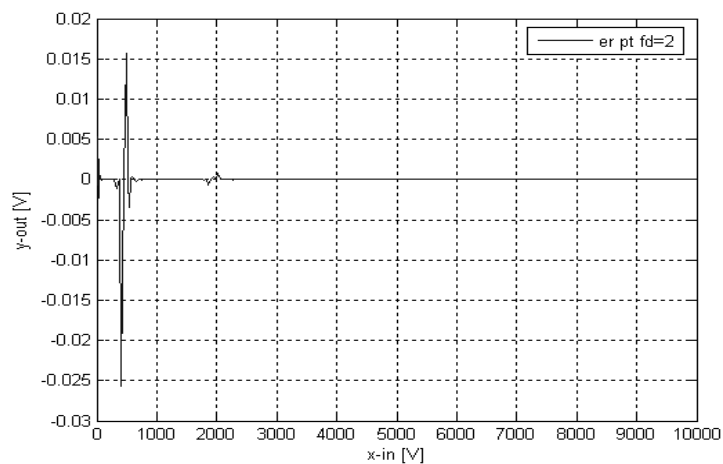


Fig. 6.15. Funcția de compresie reală inițială și decimată de 8 ori pe porțiuni

Figura 6.16 conține eroarea dintre funcția de compresie reală și funcția de compresie reală decimată cu factorul de decimare 2 și respectiv, 8. În prima situație, apare o eroare maximă de aproximativ -0.025 V, iar în a doua situație, eroarea maximă este mai ridicată, de -0.25 V, și zona cea mai afectată de erori, din jurul primului punct de frângere, este mai extinsă. Prin urmare este indicată utilizarea unui factor de decimare mai mic decât 8.



a)

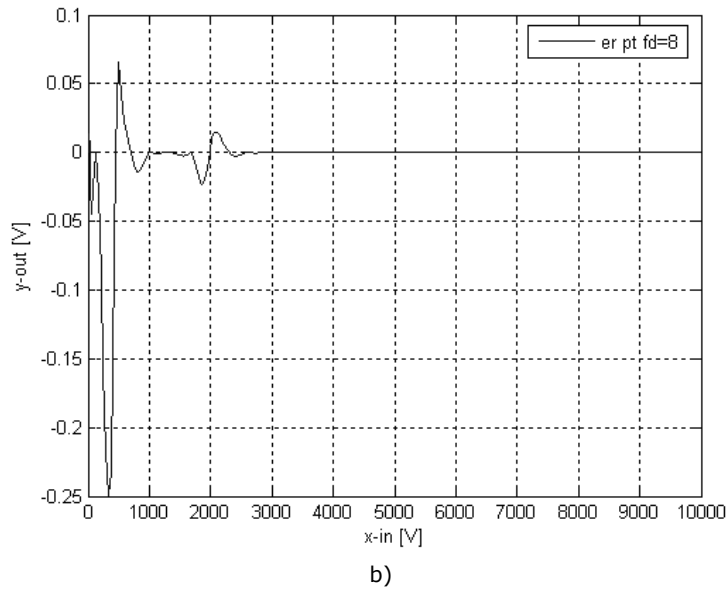


Fig. 6.16. Eroarea funcției de compresie reală pentru decimare cu 2 și 8

Se determină funcția de expandare (inversa funcției de compresie), folosind coordonatele punctelor cunoscute considerate. Graficele funcțiilor de expandare inițială și decimată de 8 ori, sunt prezentate în figura următoare.

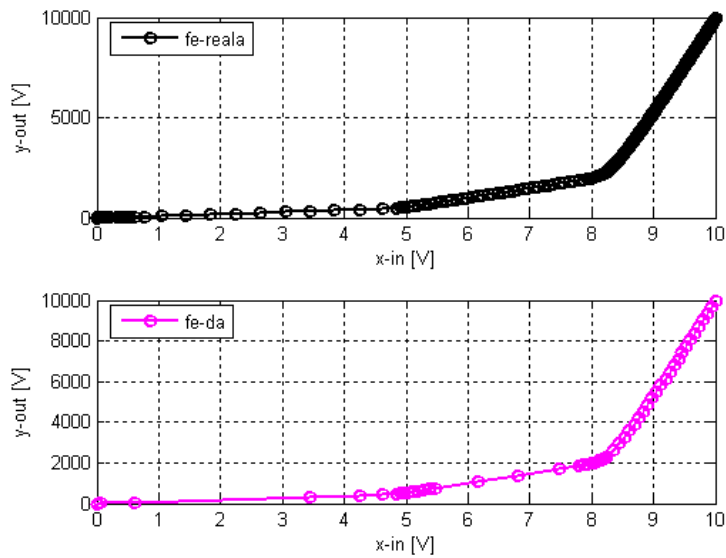
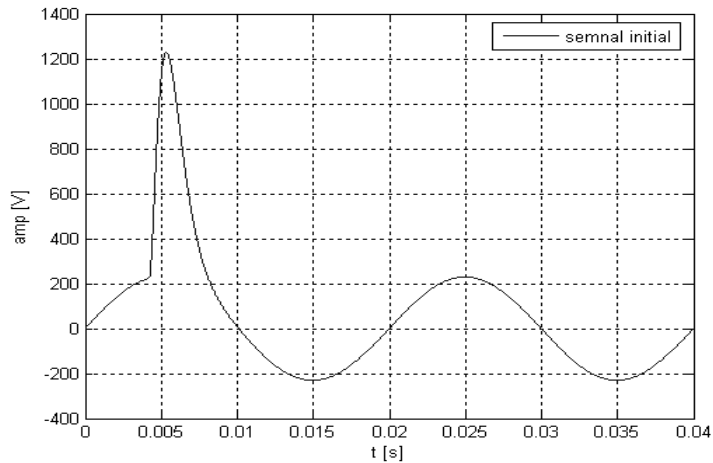


Fig. 6.17. Funcția de expandare reală inițială și decimată de 8 ori

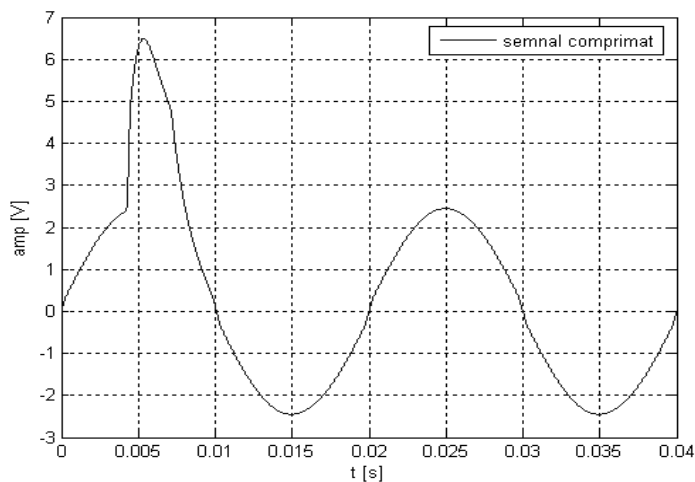
Urmează expandarea semnalului de testare, care se realizează prin interpolare Hermite cubică, iar în final, se calculează erorarea absolută și eroarea relativă maximă rezultată la expandarea semnalului de testare considerat.

6.2.4.2. Aplicarea algoritmului pentru compresia/expandarea gamei dinamice, folosind perturbații tranzitorii

Amplitudinea semnalului sinusoidal considerat în figura 6.18 a) este 230 V, frecvența este 50 Hz, iar amplitudinea impulsului biexponențial suprapus peste acesta este 1000 V și durata este 2 ms. Aceiași figură mai cuprinde semnalul comprimat (figura 6.18 b), semnalul expandat (figura 6.18 c) și eroarea rezultată în urma expandării (figura 6.18 d).



a)



b)

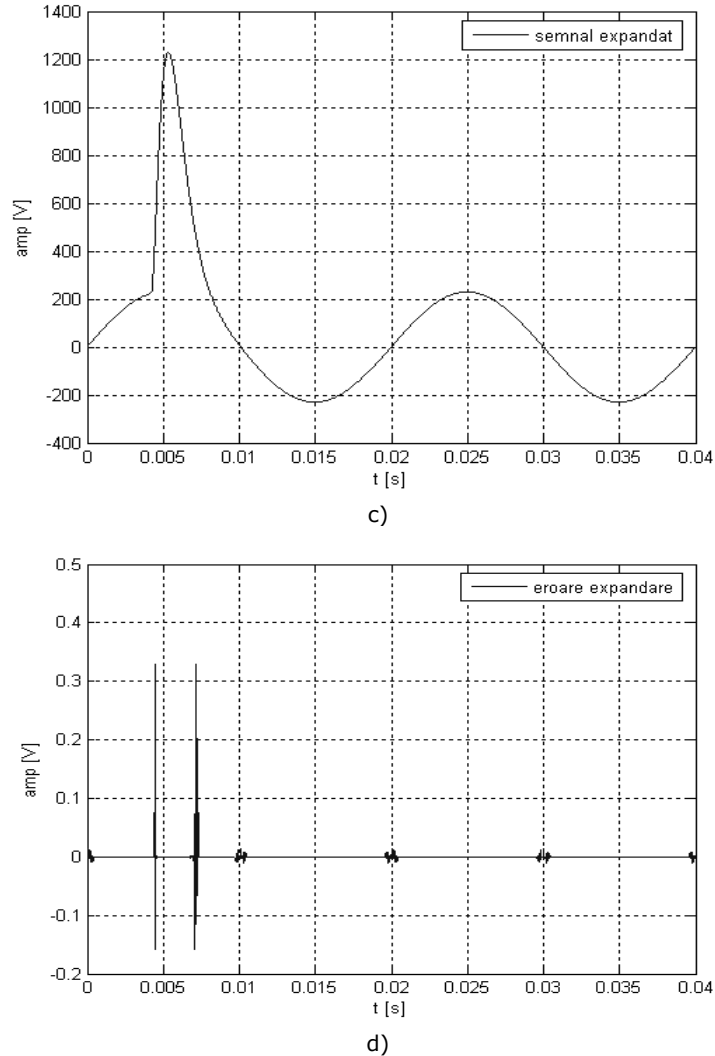


Fig. 6.18. Aplicarea algoritmului pentru un semnal sinusoidal perturbat cu un impuls biexponențial

Din fig. 6.18 d), se observă că diferențele cele mai mari între semnalul inițial și cel expandat apar în jurul zonelor de frângere și la trecerile prin zero, deoarece aceste zone prezintă variații neliniare și nu sunt disponibile suficiente eșantioane cunoscute. Eroarea relativă maximă se obține în prima zonă de frângere. Din fig. 6.12 b) se observă că în prima zonă apare cea mai mare diferență între funcția de compresie reală și cea obținută prin interpolare Hermite cubică.

Pentru studierea erorilor dintre semnalele inițiale considerate și semnalele expandate corespunzătoare, în tabelele următoare este calculată eroarea relativă maximă Er_{max} .

Tabelul 6.2 prezintă rezultatele obținute folosind funcția de compresie,

construită cu ajutorul algoritmului descris anterior, în paragraful 6.2.4.1, pentru factorul de decimare M care are valorile 1 (semnal nedecimat), 2 și 4. Se consideră un semnal sinusoidal cu frecvența de 50 Hz și amplitudinea 230 V, perturbat cu impulsuri biexponențiale cu amplitudinea de 50 V, 150 V, 600 V, 1000 V, 9000 V și durată de 2 ms. Valorile cele mai mari ale erorii relative maxime Er_{max} se obțin pentru valorile amplitudinii de 600 V, 1000 V și 9000 V, când factorul de decimare are valorile 1, 2 și 4.

Tabel 6.2 Rezultatele algoritmului de compresie/expandare pentru semnalul perturbat cu un impuls biexponențial cu amplitudine variabilă

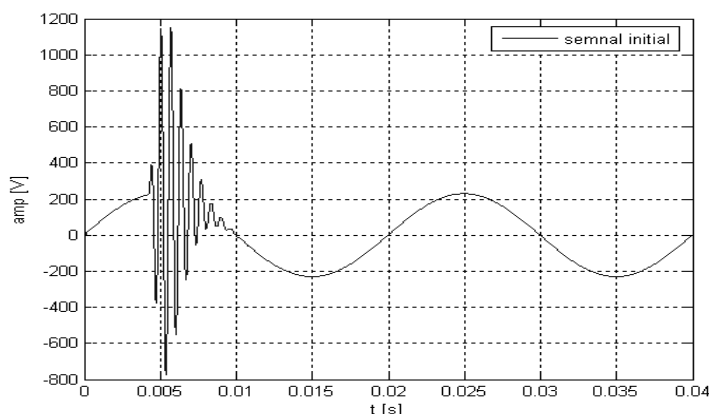
Amp impuls [V]	M	50	150	600	1000	9000
Er_max [%]	1	0,006	0,006	0,14	0,14	0,14
Er_max [%]	2	0,03	0,03	0,14	0,14	0,14
Er_max [%]	4	0,1	0,1	0,14	0,14	0,14

Tabelul 6.3 conține eroarea relativă maximă Er_{max} obținută în situația unor impulsuri biexponențiale cu amplitudinea constantă de 1000 V, la care variază durată între 0,2 ms și 3 ms. Se observă că valoarea erorii este constantă.

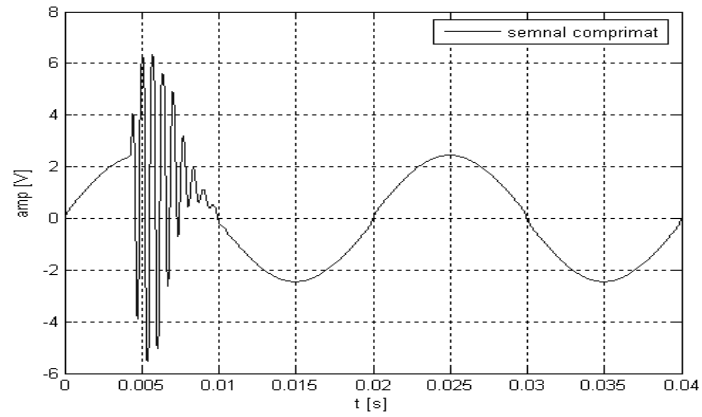
Tabel 6.3 Rezultatele algoritmului de compresie/expandare pentru semnalul perturbat cu un impuls biexponențial cu durată variabilă

Durata [ms]	M	0,2	0,4	1	2	3
Er_max [%]	1	0,14	0,14	0,14	0,14	0,14
Er_max [%]	2	0,14	0,14	0,14	0,14	0,14
Er_max [%]	4	0,14	0,14	0,14	0,14	0,14

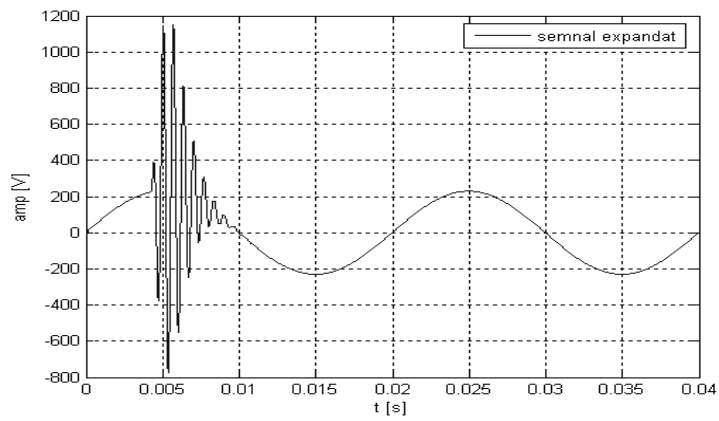
Al doilea semnal de test este format dintr-un semnal sinusoidal perturbat cu un sinus amortizat (fig. 6.19), cu frecvența de 1,5 kHz, valorile parametrilor semnalului sinusoidal și ai impulsului folosit pentru obținerea perturbației, sunt aceleași ca și în cazul precedent.



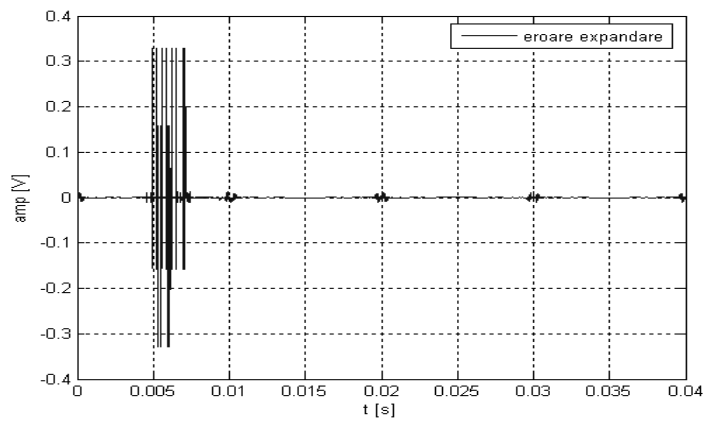
a)



b)



c)



d)

Fig. 6.19. Aplicarea algoritmului pentru un semnal sinusoidal perturbat cu un semnal de tip sinus amortizat

Din fig. 6.19 d) se observă, ca și în cazul semnalului de testare anterior, că diferențele cele mai mari între semnalul inițial și cel expandat, apar și de această dată tot în jurul zonelor de frângere ale caracteristicilor de compresie și respectiv, la trecerile prin zero. Analog, și eroarea relativă este maximă în prima zonă de frângere.

Tabelul 6.4 prezintă rezultatele obținute folosind funcția de compresie, construită cu ajutorul algoritmului descris anterior, în paragraful 6.2.4.1, pentru un semnal sinusoidal cu frecvența de 50 Hz și amplitudinea 230 V, perturbat cu semnale de tip sinus amortizat cu frecvența de 1,5 kHz și amplitudinea de 50 V, 150 V, 600 V, 1000 V, 9000 V, obținute cu ajutorul unor impulsuri biexponențiale cu durată de 2 ms. Ca și în cazul tabelului 6.2, valorile cele mai mari ale erorii relative maxime Er_{max} , se obțin pentru valorile amplitudinii de 600 V, 1000 V și 9000 V.

Tabel 6.4 Rezultatele algoritmului de compresie/expandare pentru semnalul perturbat cu un sinus amortizat cu amplitudine variabilă

Amp sa [V]	M	50	150	600	1000	9000
Er_max [%]	1	0,006	0,006	0,14	0,14	0,14
Er_max [%]	2	0,03	0,03	0,14	0,14	0,14
Er_max [%]	4	0,1	0,1	0,14	0,14	0,14

Tabelul 6.5 conține eroarea relativă maximă Er_{max} obținută în situația unor perturbații de tip sinus amortizat cu amplitudinea constantă 1000 V, la care variază durată între 0,2 ms și 3 ms. Se observă că valoarea erorii este constantă.

Tabel 6.5 Rezultatele algoritmului de compresie/expandare pentru semnalul perturbat cu un sinus amortizat cu durată variabilă

Durata [ms]	M	0,20	0,4	1	2	3
Er_max [%]	1	0,14	0,14	0,14	0,14	0,14
Er_max [%]	2	0,14	0,14	0,14	0,14	0,14
Er_max [%]	4	0,14	0,14	0,14	0,14	0,14

Din compararea rezultatelor din tabelele anterioare se observă că în tabelurile 6.4 și 6.2 erorile sunt egale pentru ambele semnale de testare. Valorile erorii relative maxime în funcție de valorile factorului de decimare 1, 2 și 4 variază între 0,006% și 0,14%. La comparația dintre tabelurile 6.5 și 6.3, eroarea relativă maximă este constantă.

6.2.4.3. Surse de erori la expandarea semnalelor achiziționate

În simulările prezentate până acum nu s-a ținut cont de sursele de erori suplimentare datorate hardware-ului folosit la implementarea sistemului, care există și pot influența negativ rezultatele, conducând la creșterea erorilor de la expandarea semnalului. Aceste surse de erori sunt discutate în continuare:

- toleranțele celor rezistențelor din componența transformatorului funcțional;
- eroarea de cuantizare a plăcii de achiziție de date;
- cablurile de conectare;
- abaterea dintre funcția de compresie simulată în ORCAD/SPICE și funcția de compresie a transformatorului funcțional real.

Rezistențe din componența transformatorului funcțional (fig. 6.1), au următoarele valori [51]: $R_{in}=10\text{ k}\Omega$, $R_1=2,5\text{ k}\Omega$, $R_2=220\ \Omega$, $R_3=2,5\text{ k}\Omega$, $R_4=220\ \Omega$, $R_5=0$, $R'_1=8,8\text{ k}\Omega$, $R'_2=450\ \Omega$, $R'_3=8,8\text{ k}\Omega$ și $R'_4=450\ \Omega$. Dacă se ține cont de propagarea erorilor se obține:

$$\begin{aligned} \varepsilon_R = & \frac{R_{in}}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4 + R'_1 + R'_2 + R'_3 + R'_4} \varepsilon_{R_{in}} + \frac{R_1}{R_{in} + R_2 + R_3 + R_4 + R'_1 + R'_2 + R'_3 + R'_4} \varepsilon_{R_1} + \\ & \frac{R_2}{R_{in} + R_1 + R_3 + R_4 + R'_1 + R'_2 + R'_3 + R'_4} \varepsilon_{R_2} + \frac{R_3}{R_{in} + R_1 + R_2 + R_4 + R'_1 + R'_2 + R'_3 + R'_4} \varepsilon_{R_3} + \\ & \frac{R_4}{R_{in} + R_1 + R_2 + R_3 + R'_1 + R'_2 + R'_3 + R'_4} \varepsilon_{R_4} + \frac{R'_1}{R_{in} + R_1 + R_2 + R_3 + R_4 + R'_2 + R'_3 + R'_4} \varepsilon_{R'_1} + \\ & \frac{R'_2}{R_{in} + R_1 + R_2 + R_3 + R_4 + R'_1 + R'_3 + R'_4} \varepsilon_{R'_2} + \frac{R'_3}{R_{in} + R_1 + R_2 + R_3 + R_4 + R'_1 + R'_2 + R'_4} \varepsilon_{R'_3} + \\ & \frac{R'_4}{R_{in} + R_1 + R_2 + R_3 + R_4 + R'_1 + R'_2 + R'_3} \varepsilon_{R'_4} \end{aligned} \quad (6.29)$$

Pentru a simplifica calculele se consideră că $R_1=R_3$, $R_2=R_4$, $R'_1=R'_3$ și $R'_2=R'_4$, iar relația (6.29) devine

$$\begin{aligned} \varepsilon_R = & \frac{R_{in}}{2(R_1 + R_2 + R'_1 + R'_2)} \varepsilon_{R_{in}} + 2 \left(\frac{R_1}{R_{in} + R_3 + 2(R_2 + R'_1 + R'_2)} \varepsilon_{R_1} + \frac{R_2}{R_{in} + R_3 + 2(R_1 + R'_1 + R'_2)} \varepsilon_{R_2} + \right. \\ & \left. \frac{R'_1}{R_{in} + 2(R_1 + R_2 + R'_2) + R'_3} \varepsilon_{R'_1} + \frac{R'_2}{R_{in} + 2(R_1 + R_2 + R'_1) + R'_4} \varepsilon_{R'_2} \right) \end{aligned} \quad (6.30)$$

de unde avem

$$\varepsilon_R = \frac{10\text{ k}\Omega}{23,94\text{ k}\Omega} \varepsilon_{R_{in}} + 2 \left(\frac{2,5\text{ k}\Omega}{31,44\text{ k}\Omega} \varepsilon_{R_1} + \frac{0,22\text{ k}\Omega}{36\text{ k}\Omega} \varepsilon_{R_2} + \frac{8,8\text{ k}\Omega}{25,14\text{ k}\Omega} \varepsilon_{R'_1} + \frac{0,45\text{ k}\Omega}{33,49\text{ k}\Omega} \varepsilon_{R'_2} \right) \quad (6.31)$$

și dacă se consideră $\varepsilon_{R_{in}} = \varepsilon_{R_1} = \varepsilon_{R_2} = \varepsilon_{R'_1} = \varepsilon_{R'_2} = \varepsilon_r$ relația devine

$$\varepsilon_R = \varepsilon_r (0,418 + 0,158 + 0,012 + 0,7 + 0,026) = 1,314 \varepsilon_r \quad (6.32)$$

Pentru rezistențe de calitate $\varepsilon_r=0,1\%$. Din relația anterioară rezultă

$$\varepsilon_R = 0,1314\% \quad (6.33)$$

Eroarea de cuantizare a plăcii de achiziție de date depinde de numărul de biți al convertoarelor analog-numerice (la placa de achiziție de date NI-PCI 6110 convertoarele sunt pe 12 biți) și de domeniul tensiunii de intrare:

$$\varepsilon_{CAN} = \frac{20V}{4,8mV} = 0.024\% . \quad (6.31)$$

Cablurile folosite pentru conectare sunt și ele o sursă de erori, datorită rezistențelor și capacităților parazite. Mărimea acestora depinde de calitatea cablurilor. Se consideră influența lor ca fiind

$$\varepsilon_{cabluri} = 0,01\% . \quad (6.34)$$

Pe de altă parte, la testarea algoritmului de compresie, erorile de expandare s-au calculat pe baza funcției de compresie simulată în ORCAD/SPICE. Este posibil ca în cazul transformatorului funcțional real să apară o abatere între funcția de compresie simulată și cea a circuitului real, datorită componentelor alese sau a modului de realizare a circuitului. De exemplu, o abatere de 0,1% între cele două funcții, considerată în punctul de coordonate (2000,8), conduce la o eroare de expandare de 10%

$$\varepsilon_{exp} = 10\% . \quad (6.35)$$

În concluzie, eroarea estimată datorată componentelor hardware are valoarea

$$\varepsilon_h = \varepsilon_R + \varepsilon_{CAN} + \varepsilon_{cabluri} + \varepsilon_{exp} = 10,1654\% . \quad (6.36)$$

Eroarea maximă datorată algoritmului pentru compresia/expandarea gamei dinamice ε_a este de 0,14% dacă nu se folosește decimarea funcției de compresie simulată în ORCAD/SPICE, conform rezultatelor obținute în paragraful 6.2.4.2. Prin urmare eroarea totală estimată este de

$$\varepsilon_t = \varepsilon_h + \varepsilon_a = 10,165\% + 0,14\% = 10,305\% . \quad (6.36)$$

6.3. Structura și funcționarea sistemului de monitorizare propus

Sistemul propus permite monitorizarea pe perioade lungi de timp a principalelor categorii de perturbații care afectează calitatea alimentării cu energie electrică, analiza datelor achiziționate și atât accesul, cât și controlul de la distanță. Implementarea pe baza instrumentației virtuale conferă flexibilitate, se obține un sistem deschis, spre deosebire de instrumentația tradițională. Accesul la datele achiziționate și stocate într-o bază de date, permite extinderea gamei de analize dorite.

Instrumentul virtual este dezvoltat în mediul LabView și conține inclusiv cod Matlab (pentru refacerea gamei dinamice a semnalului achiziționat, folosind

algoritmul descris în subcapitolul 6.2.4.1). În fig. 6.20 este prezentată schema bloc a software-ului sistemului care este constituit din cinci module principale: setări placă de achiziție de date, achiziție de date/generare semnal perturbat, măsurarea valorilor parametrilor semnalului, analiza calității energiei electrice și compresie date. Primul modul, setări placă de achiziție de date, permite setarea canalului folosit al plăcii de achiziție și setarea modului de declanșare a achiziției. Al doilea modul oferă posibilitatea selectării între achiziția de date și generarea unui semnal perturbat. Al treilea modul este destinat măsurării valorilor parametrilor semnalului prelucrat, iar valorile rezultate sunt folosite în cel de-al patrulea modul pentru detectare evenimente, clasificare și statistică. Ultimul modul permite stocarea și vizualizarea unui eveniment selectat din lista de evenimente înregistrate.

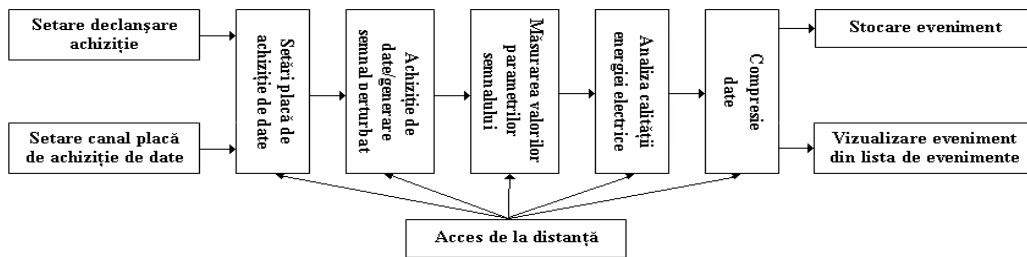


Fig. 6.20. Schema bloc a software-ului sistemului de monitorizare

Opțiunea de generare a unui semnal perturbat, disponibilă în modulul al doilea al sistemului, se bazează pe utilizarea unui subinstrument virtual dedicat. Acesta este un generator de perturbații comparabil cu cel descris în subcapitolul 4.7, realizat în mediul Matlab, cu deosebirea că acesta este implementat în mediul LabVIEW. Interfața grafică cu utilizatorul (fig. 6.21) permite generarea de perturbații folosind parametri dorțiți: se selectează forma de undă a semnalului (sinusoidal, triunghiular, dreptunghiular, dinte de fierăstrău) peste care se pot suprapune următoarele categorii de perturbații: impulsuri biexponențiale, sinus amortizat, variații de scurtă sau lungă durată, armonici și zgomot alb (fig. 6.22). Se obține un semnal (eticheta "Output Signal"), care este comprimat (eticheta "Compressed Signal") și respectiv, expandat (eticheta "Expanded Signal").

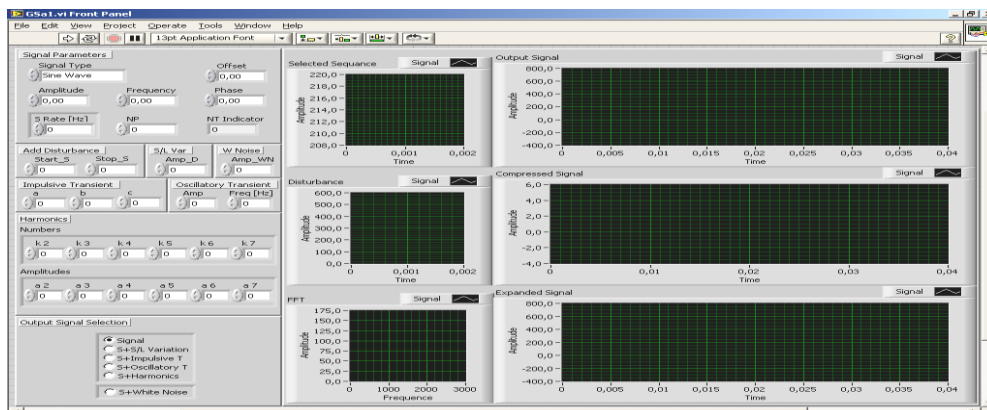
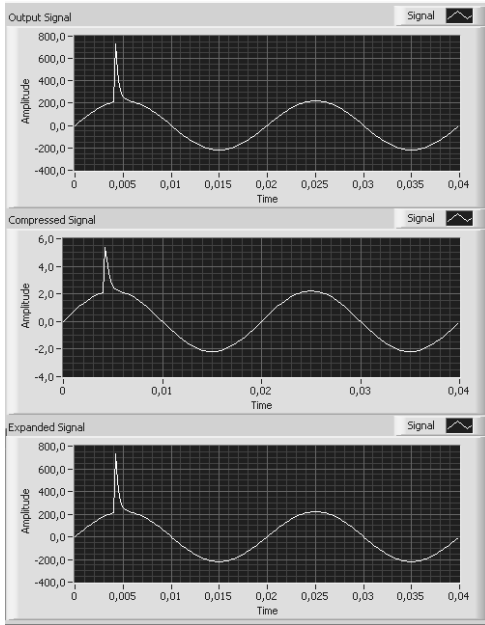
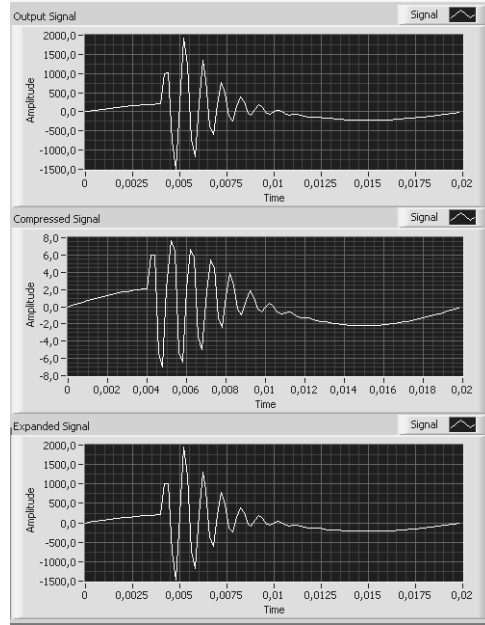


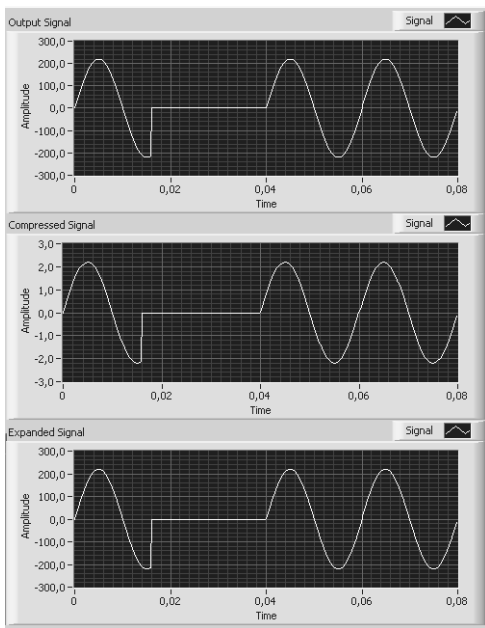
Fig. 6.21. Panoul frontal al generatorului de perturbații electromagnetice



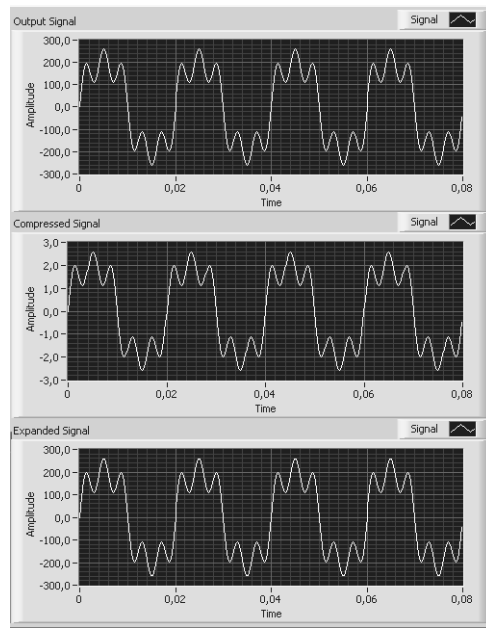
a) impuls biexponențial



b) sinus amortizat



c) întrerupere



d) armonici

Fig. 6.22. Perturbții obținute cu generatorul dedicat

Pentru ca interfața grafică a instrumentului virtual să fie cât mai compactă, se folosește un container de tip "tab control", format din mai multe tab-uri (fig. 6.23):

- *DAQ/Signal Gen.*, format din trei secțiuni, *DAQ* unde, în situația achiziției unui semnal, folosind o plăcă de achiziție de date, se setează frecvența de eșantionare și numărul de eșantioane achiziționate la un moment dat, *Signal Generator*, conține interfața grafică a generatorului de perturbații descris anterior și *I/O Selection*, pentru selectarea unuia dintre cele două moduri de funcționare ale instrumentului virtual, achiziție de date sau generator de semnal;
- tab-urile *Transient Ph.*, *Sag*, *Interruption*, *Swell (SDV)*, *Undervoltage*, *Interruption*, *Overvoltage (LDV)*, *Harmonics*, *DC* (fig. 6.24), permit stabilirea pragurilor folosite pentru detectarea și clasificarea perturbațiilor conform tabelului 3.1;
- *Processed Signal* (fig. 6.25), oferă informații despre semnalul prelucrat organizate în două secțiuni, *Processed Signal Parameters* și *Statistics*; la prima secțiune, informațiile afișate sunt clasificate în două categorii, domeniu timp (amplitudinea vârf la vârf, valoarea de vârf pozitivă și negativă, variațiile procentuale ale valorilor de vârf pozitivă și negativă față de valoarea nominală a tensiunii, valoarea efectivă a tensiunii și componenta continuă) și domeniul frecvențe (selectarea ordinului armonicii până la care se efectuează analiza armonicilor, amplitudinea acestora, vizualizarea amplitudinii armonicilor în V sau dB, frecvența componentei fundamentale și variația procentuală a acesteia față de valoarea nominală, factorul de distorsiune THD); la a doua secțiune, se afișează numărul de evenimente detectate și un grafic cu statistica după categoriile de perturbații detectate folosind valorile pragurilor introduse în cadrul tab-urilor descrise la paragraful anterior; suplimentar, se realizează și avertizare la apariția unui eveniment (prin intermediul LED-ului cu eticheta "Event Warning");
- *Records* (fig. 6.26), prezintă informații despre stocarea datelor achiziționate în urma monitorizării și lista evenimentelor detectate și salvate pe hard-disk divizate în trei secțiuni, *Disk*, *Events Data List* și *Data compression*; prima secțiune permite selectarea bazei de date în care se salvează evenimentele detectate (baza de date este formată din următoarele câmpuri: cod clasificare, moment de start, moment de stop, durata, numărul de eșantioane al evenimentului, pragul și factorul de compresie, eșantioanele/coeficienții wavelet ai evenimentului și frecvența de eșantionare), afișarea spațiului disponibil pe hard disk și specificarea unei limite de spațiu liber pe hard-disk folosită pentru avertizare în situația scăderii volumului de date liber sub această limită, pe măsura salvării în fișier a noi evenimente, operație care are ca efect, scăderea spațiului disponibil; a doua secțiune conține lista evenimentelor înregistrate ordonate după dată, din ea se poate selecta evenimentul pentru care se dorește să se vizualizeze forma de undă și informațiile despre acesta (clasificarea evenimentului, frecvența de eșantionare și numărul de eșantioane achiziționate); ultima secțiune permite selectarea pragului și/sau a factorului de decimare folosite pentru compresia wavelet a datelor, de asemenea, este afișată rata de compresie rezultată folosind informațiile introduse.

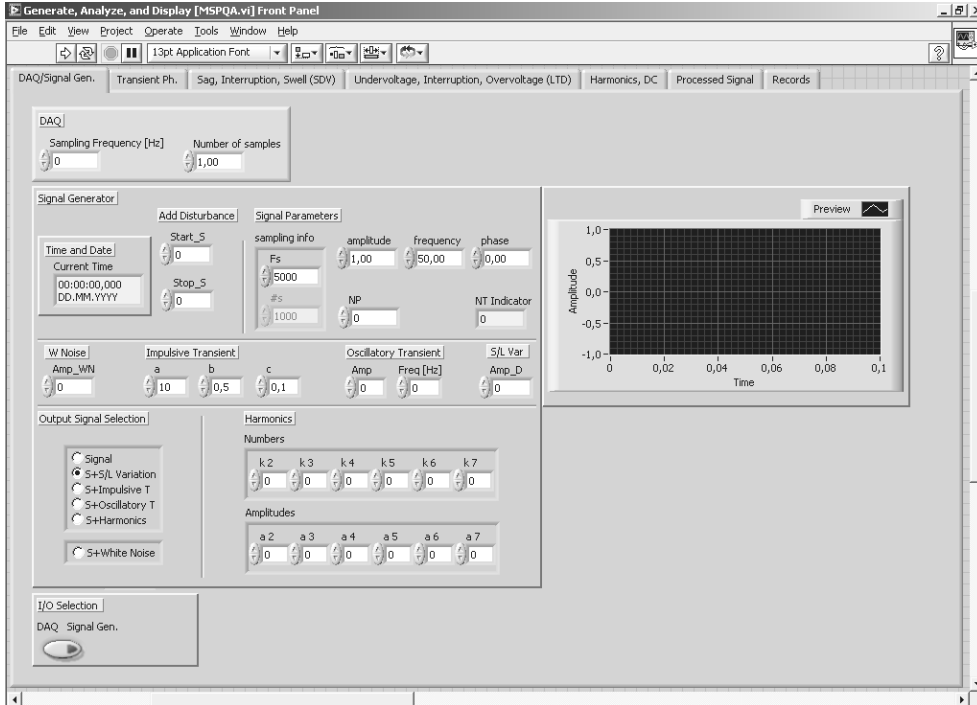


Fig. 6.23. Tab-ul DAQ/Signal Gen.

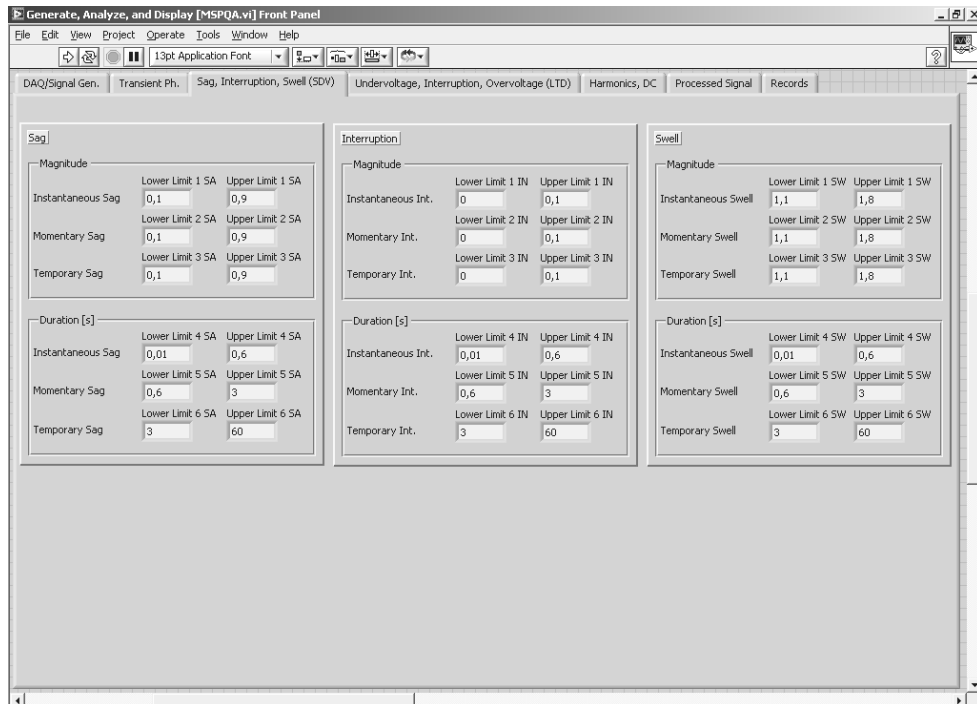


Fig. 6.24. Tab-ul Sag, Interruption, Swell

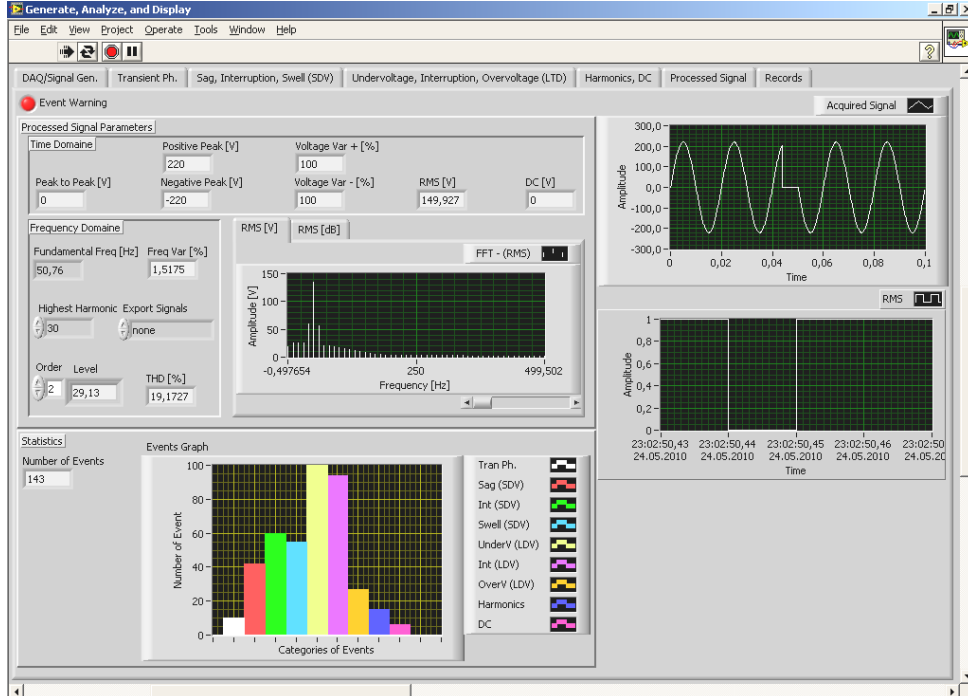


Fig. 6.25. Tab-ul Processed Signal

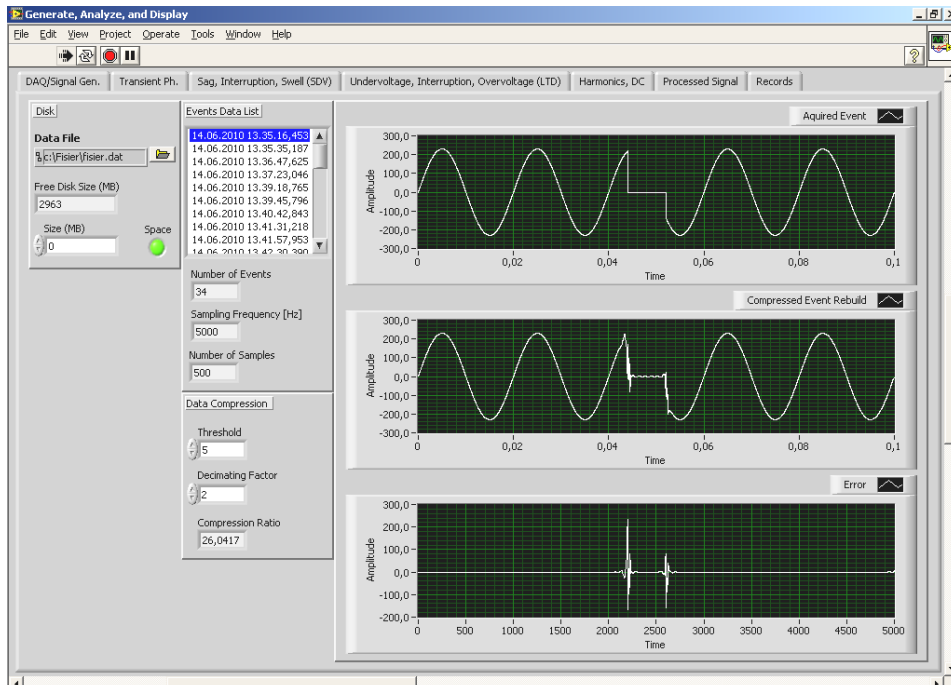


Fig. 6.26. Vizualizare eveniment selectat din lista evenimentelor

Baza de date pentru stocarea informațiilor este creată folosind aplicația Microsoft Access. Inițial, se stabilește structura acesteia. Apoi, pentru accesarea bazei de date în mediul LabView, este folosit pachetul de instrumente *Database Connectivity Toolset*. Înaintea accesării, trebuie stabilită o conexiune la baza de date specificând calea de acces spre locația acesteia. În continuare, informațiile despre evenimentele detectate pot să fie adăugate ca și înregistrări sau se pot citi înregistrările anterioare, dacă există.

Pentru controlul instrumentului virtual de la distanță și accesarea informațiilor din baza de date, se folosește pachetul de instrumente *Internet Toolkit* și opțiunea *Web Publishing Tool*. Pe baza server-ului web inclus în mediul LabVIEW, se realizează accesul prin Internet astfel: se pornește server-ul web, se selectează instrumentul virtual al cărui panou frontal se dorește a fi accesat de la distanță și se introduce un text care descrie instrumentul virtual și care va fi afișat pe pagina web la accesarea de la distanță. După aceste etape, mediul LabView generează o pagină web care include panoul frontal și textul descriptiv menționat anterior. Ea se poate accesa folosind un browser web.

În figura următoare (fig. 6.27), se accesează panoul frontal al sistemului de la distanță cu ajutorul unui browser web, folosind adresa web a server-ului. Prin intermediul elementelor interfeței grafice cu utilizatorul, se generează o întrerupere de scurtă durată identică cu aceea din fig. 6.25. Se observă avertizarea de apariție a unui eveniment, LED-ul corespunzător este roșu (eticheta "Event Warning").

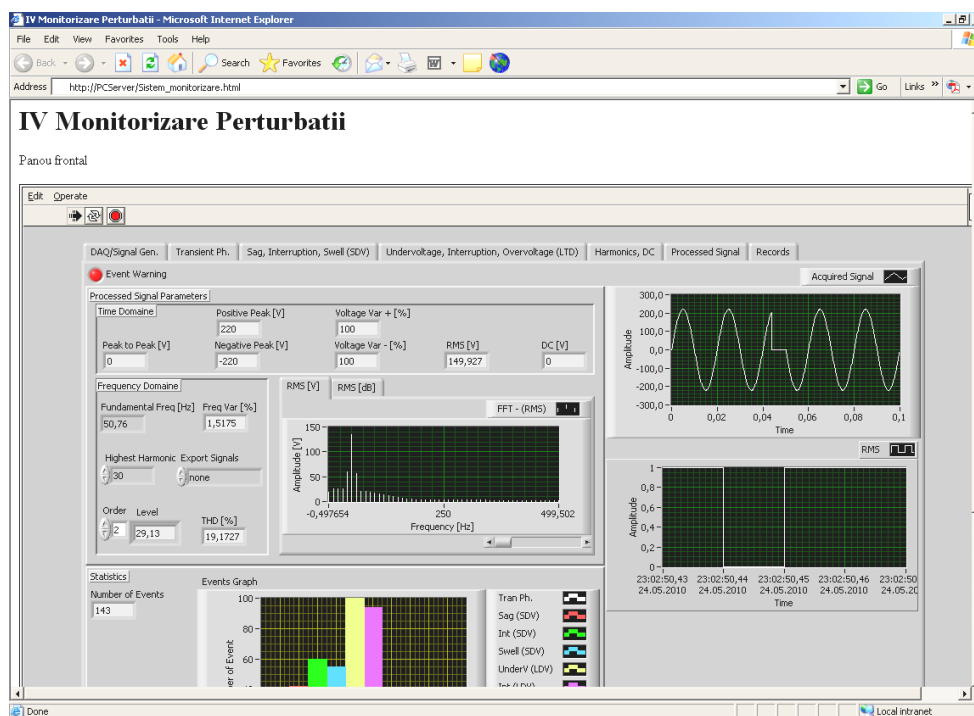


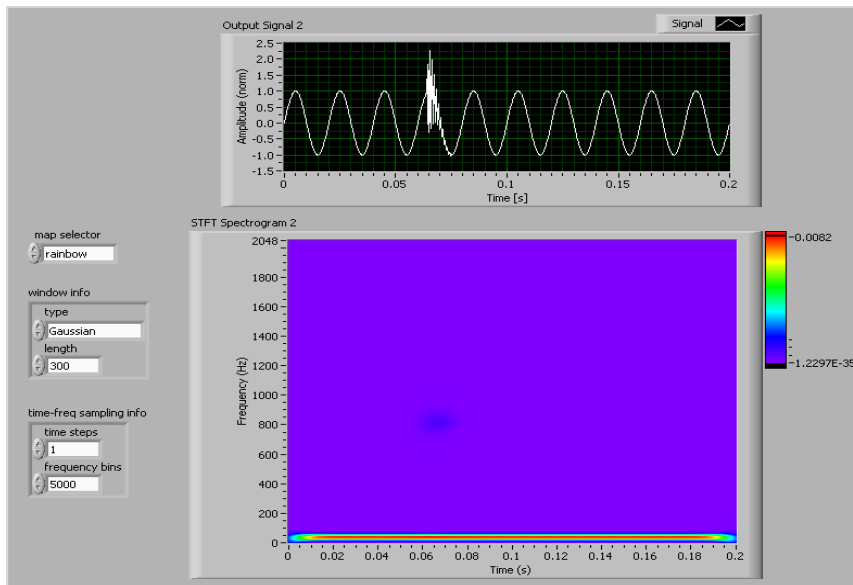
Fig. 6.27. Accesare instrument virtual dintr-un browser web

6.3.1. Algoritm hibrid pentru detectarea și clasificarea automată a perturbațiilor electromagnetice, realizat pe baza transformatei Fourier pe timp scurt

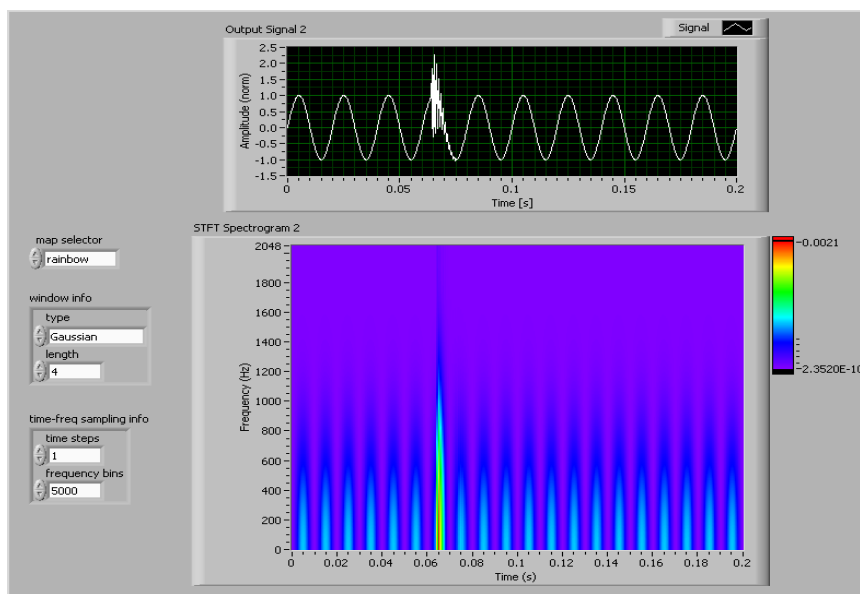
6.3.1.1. Introducere

Datorită faptului că transformata ST nu este implementată în varianta 8.6 a mediului LabView utilizat la dezvoltarea sistemului de monitorizare a perturbațiilor, în cadrul acestuia se folosește algoritmul construit pe baza STFT de mai jos în locul celui realizat pe baza ST (subcapitolul 5.2.6.1).

În continuare este descris un algoritm hibrid pentru detectarea și clasificarea automată a perturbațiilor electromagnetice, realizat pe baza studierii variației de energie datorate prezenței perturbațiilor, prin intermediul transformatei Fourier pe timp scurt (STFT). Aplicarea transformatei se efectuează folosindu-se două funcții fereastră Hamming de dimensiuni diferite. Prima este de dimensiune largă (3 perioade ale semnalului sinusoidal neafectat de perturbații), asigură o rezoluție foarte bună în domeniul frecvențe și este utilă la clasificarea evenimentelor, iar cea de a doua, este îngustă (dimensiunea este de 30 de ori mai îngustă decât prima), asigură o rezoluție foarte bună în domeniul timp și este folosită pentru detectarea și determinarea duratei evenimentelor (fig. 6.28).



a)



b)

Fig. 6.28. Transformata STFT aplicată folosind o funcție fereastră Hamming de durată largă și respectiv, îngustă

Algoritmul descris, în continuare, este comparabil cu cel prezentat în subcapitolul 5.2.6, care se bazează pe transformata S . Folosirea a două funcții fereastră, permite obținerea unor rezoluții ridicate atât în domeniul timp cât și în domeniul frecvențe și cu ajutorul transformatei $STFT$. Pe de altă parte, transformata S asigură suplimentar o rezoluție progresivă cu frecvența. Prin utilizarea transformatei $STFT$ se pot obține rezoluții apropiate, cu prețul creșterii numărului de calcule necesare, datorită faptului că transformata $STFT$ se aplică de două ori.

6.3.1.2. Clasificarea evenimentelor

Clasificarea perturbațiilor se efectuează folosind energia reprezentată în domeniul frecvențe, pornind de la valoarea absolută a transformatei Fourier pe timp scurt, de această dată. Mai exact se studiază variația energiei unui semnal afectat de diverse tipuri de perturbații (goluri de tensiune, întreruperi, supratensiuni, armonici și sinus amortizat (fig. 6.29-6.30)).

În figura 6.29 este reprezentată energia unui semnal afectat de goluri de tensiune, a căror amplitudine variază de la 0% (semnal curat) la 100% (întrerupere), cu pas de 10 %. Se obțin astfel mai multe curbe. Curba inferioară corespunde unui semnal sinusoidal curat, iar ultima curbă, cea superioară, corespunde unei întreruperi. Din figură se observă că la creșterea amplitudinii golurilor de tensiune crește și energia în regiunile din spectru de sub 15 Hz și respectiv, de peste 100 Hz. Zona din jurul frecvenței de 50 Hz, corespunde semnalului sinusoidal curat și rămâne aproape nemodificată, numai spre capetele zonei, care corespund la frecvențele de 15 Hz și 100 Hz, apar creșteri.

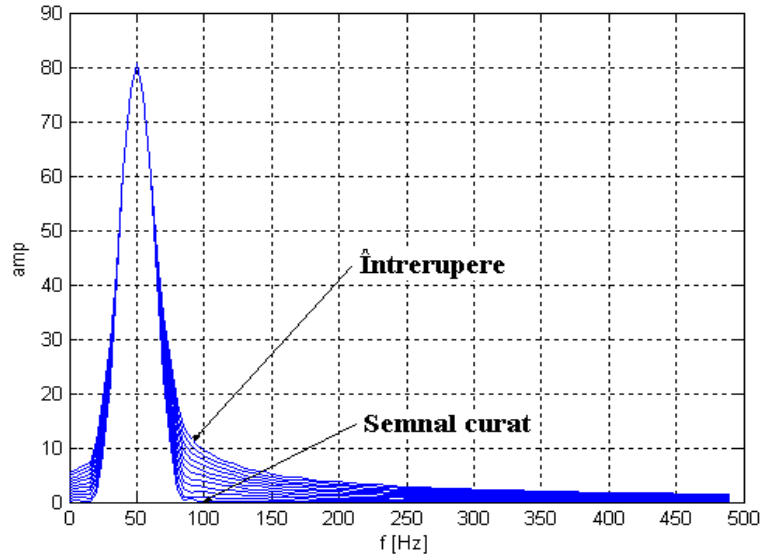


Fig. 6.29. Energia unui semnal afectat de un gol de tensiune de diferite amplitudini la aplicarea STFT

Energia unui semnal afectat de o supratensiune cu diferite amplitudini este reprezentată în fig. 6.30. Analog cu figura anterioară, fiecare curbă din figură corespunde unor evenimente, supratensiuni în acest caz, a căror amplitudine variază de la 0%, curba inferioară (corespunzătoare semnalului curat), la 100%, curba superioară (supratensiune cu amplitudinea egală cu 2*semnal curat). Pentru a putea face deosebire între goluri și supratensiuni, în articolul [71] se folosesc două caracteristici construite pe baza valorilor minime din reprezentările energiilor pentru goluri și supratensiuni la variația amplitudinii acestora (fig. 5.34 [71]), prin aplicarea transformatei Stockwell. Dar aceste două caracteristici nu permit deosebirea celor două tipuri de perturbații pentru variațiile de amplitudine de până la 10%. Suplimentar, informațiile din fig. 5.34 depind de o serie de factori care influențează energia unui semnal și rezultatul aplicării transformatei: poziția suprapunerii evenimentului peste semnalul sinusoidal curat, durata evenimentului și mărimea ferestrei folosită de transformata Fourier pe timp scurt. La un anumit tip de eveniment considerat, dintre goluri de tensiune, întreruperi și supratensiuni, la variația cel puțin a unuia dintre factorii anteriori, se modifică și energia semnalului și implicit graficul din fig. 5.34, situație care poate conduce la o clasificare eronată în continuare. În articolul [71] nu s-au luat în considerare acești factori. Pentru a elimina influența acestora, se folosește reprezentarea amplitudine-timp a semnalului, iar amplitudinea semnalului neperturbat este luată ca și valoare de referință. Dinstincția între tipurile de evenimente se face folosind praguri specifice.

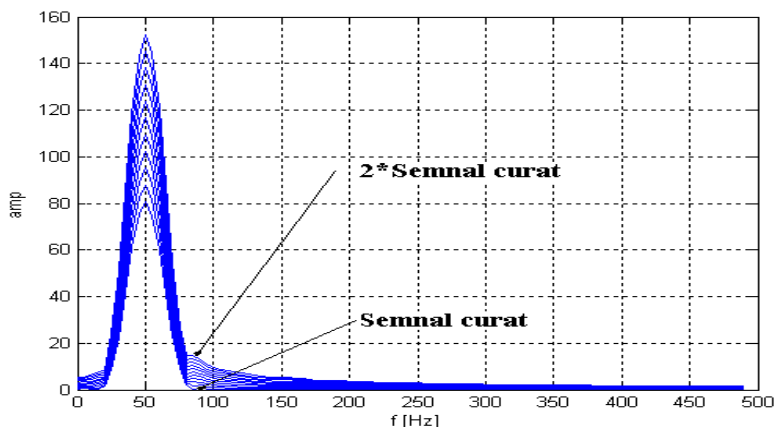


Fig. 6.30. Energia unui semnal afectat de o supratensiune de diferite amplitudini la aplicarea STFT

În comparație cu fig. 5.33 (obținută folosind transformata S), se observă următoarele: vârful prezentat de semnalul sinusoidal curat la 50 Hz, nu mai este aproximativ zero, amplitudinile curbelor din fig. 6.30 sunt mai ridicate, iar formele de variație ale curbelor datorate apariției unei supratensiuni se păstrează (valoarea vârfului de la 50 Hz crește cu supratensiunea). Dacă se face o comparație și cu fig. 6.29 (obținută cu transformata $STFT$ pentru o durată mai lungă), se observă și aici prezența vârfului de la 50 Hz, iar apariția unui gol de tensiune determină descreșterea vârfului cu atât mai lentă cu cât golul este de durată mai mare.

Energia unui semnal afectat de armonici este reprezentată în fig. 6.31. Sunt folosite armonicile 3, 5, 7, 9 și 11. Amplitudinile lor sunt modificate între anumite valori astfel încât factorul de distorsiune (THD) variază între valorile 10% și 50%, iar în figură, sunt reprezentate curbele de energie pentru 3 situații. Curba inferioară corespunde unui semnal cu un factor THD de 10%, iar curba superioară este pentru un semnal cu THD 50%.

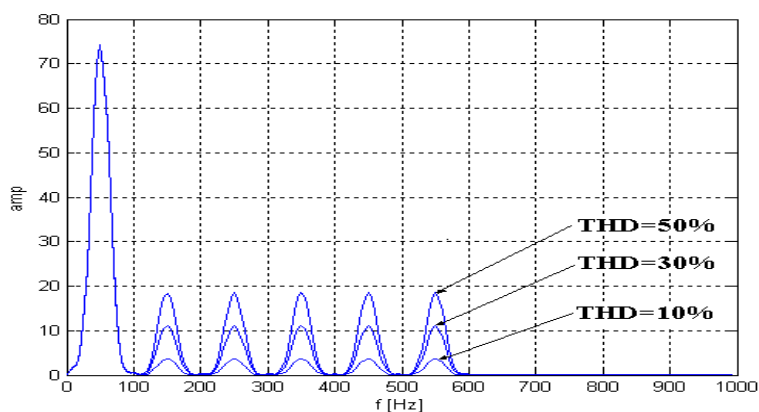


Fig. 6.31. Energia unui semnal afectat de armonici de diferite amplitudini la aplicarea STFT

Figura 6.32 conține curbele de energie ale unui semnal afectat de un sinus amortizat cu frecvențe variind de la 1 kHz la 1,4 kHz.

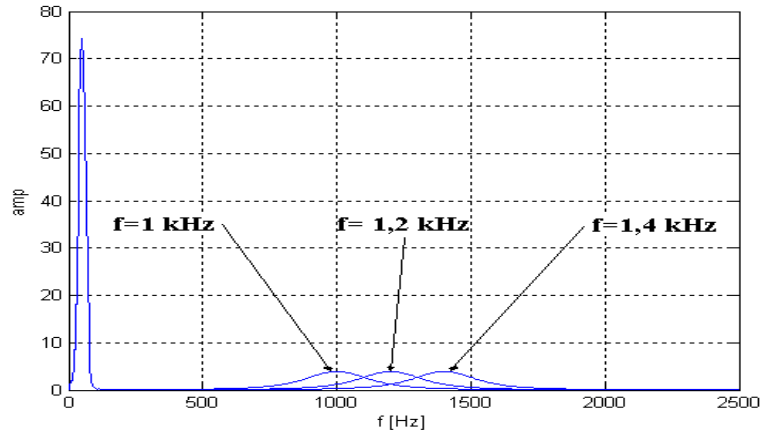


Fig. 6.32. Energia unui semnal afectat de sinus amortizat la aplicarea STFT

În toate cele 4 figuri anterioare se observă apariția unui vârf, la frecvența de 50 Hz, datorat semnalului sinusoidal peste care se suprapune evenimentul. Amplitudinea vârfului este mai ridicată decât cele ale componentele spectrale de alte frecvențe, corespunzătoare evenimentelor considerate.

Clasificarea evenimentelor se realizează deteminând poziția maximului energiei semnalului perturbat în domeniul frecvențe, acest domeniu fiind împărțit în trei regiuni (fig. 6.33): prima între 0-120 Hz pentru goluri de tensiune, întreruperi și supratensiuni (împărțită în două zone, 0-15 Hz și 100-120 Hz, pentru a elimina influența vârfului de la 50 Hz), a doua, cuprinsă între 120-650 Hz pentru armonicile preponderente și a treia, la peste 650 Hz pentru fenomene tranzitorii.

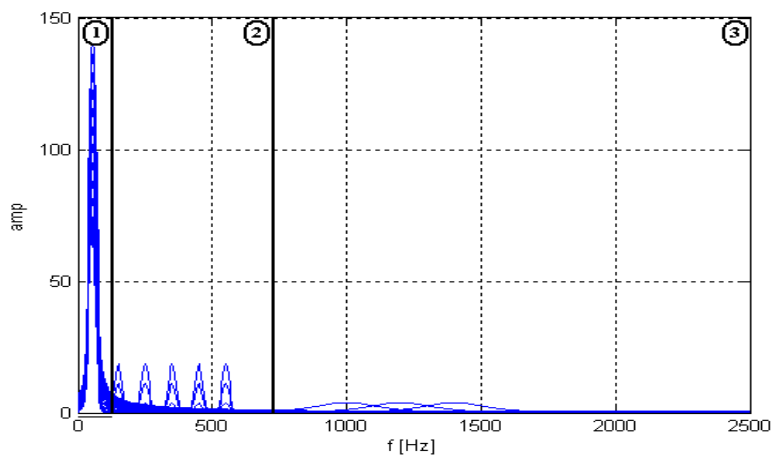


Fig. 6.33. Regiuni pentru clasificarea perturbațiilor la aplicarea STFT

6.3.1.3. Caracterizarea evenimentelor

Alături de clasificarea evenimentelor sunt necesare și alte informații suplimentare despre caracteristicile acestora, folositoare în scopul identificării cauzelor evenimentelor produse. Informațiile suplimentare necesare depind de tipul evenimentului: amplitudini și durate pentru goluri de tensiune, întreruperi și supratensiuni, factorul de distorsiune (THD) pentru armonici, frecvența de oscilație pentru sinus amortizat. De asemenea, prezintă interes momentul de start al evenimentului și cel de stop.

Determinarea momentului de start, stop și a duratei unui eveniment se realizează folosind derivata întâi a caracteristicii amplitudine-timp corespunzătoare frecvenței maxime a STFT, folosind relația 5.38, în care S reprezintă, în acest caz, transformata Fourier pe timp scurt și nu transformata Stocwell. Semnalul sinusoidal curat peste care se suprapune evenimentul este simetric, prezența evenimentului afectează simetria semnalului, iar derivata întâi scoate în evidență variațiile bruște datorate evenimentului.

Câteva exemple de utilizare a derivatei sunt prezentate în figurile 6.34-6.36, în care sunt reprezentate: semnalul afectat de eveniment (gol de tensiune în fig. 6.34, supratensiune în fig. 6.35 și sinus amortizat în fig. 6.36), energia semnalului și derivata întâi a transformatei $STFT$. Figurile sunt comparabile cu fig. 5.36-5.38, obținute pe baza derivatei transformatei Stockwell. Dacă se urmăresc reprezentările derivatei, se observă detecția duratei evenimentelor.

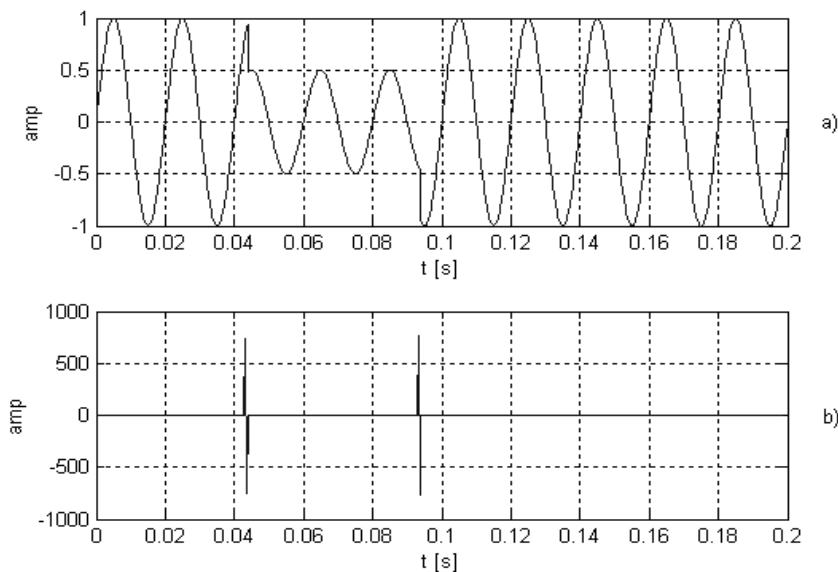


Fig. 6.34. Durată gol de tensiune la aplicarea STFT

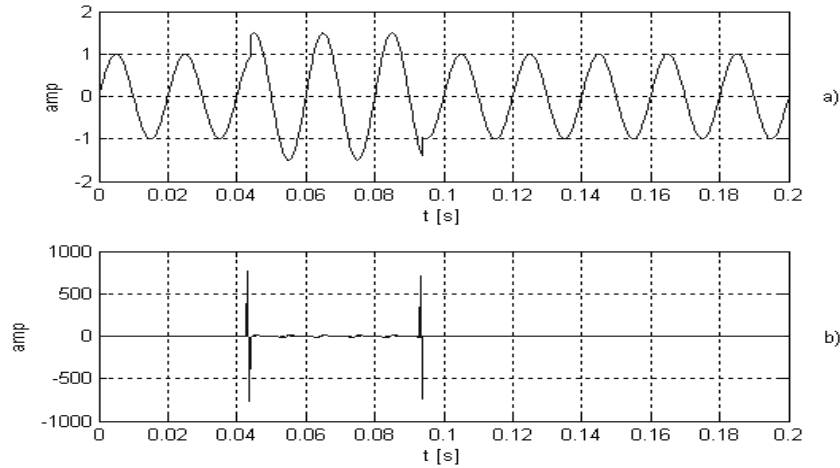


Fig. 6.35. Durată supratensiune la aplicarea STFT

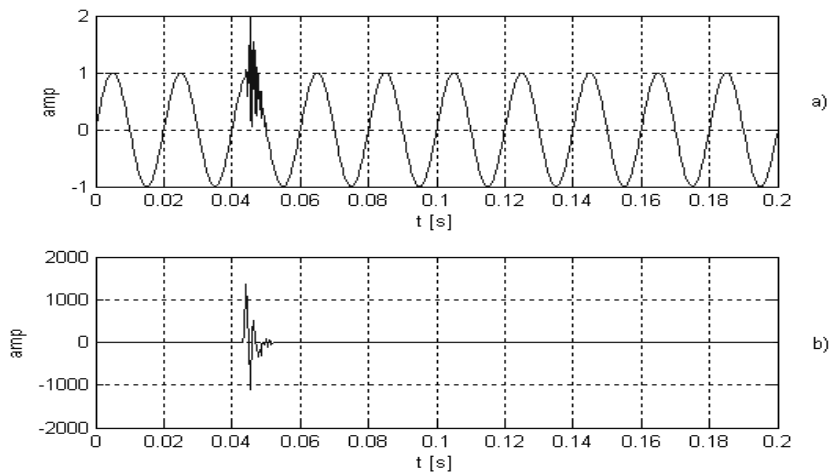


Fig. 6.36. Durată sinus amortizat la aplicarea STFT

Pentru evenimentele clasificate în regiunea a doua (armonici), se calculează factorul de distorsiune (THD), cu ajutorul relației (3.30), după determinarea valorilor armonice din reprezentarea energiei în domeniul frecvențe (fig. 6.31).

În cazul fenomenelor tranzitorii din regiunea a treia, distincția între impuls biexponențial și sinus amortizat se realizează pe baza caracteristicii amplitudine-timp a semnalului diferență dintre semnalul perturbat și semnalul curat obținut prin filtrare trece bandă, numărând trecerile prin zero din zona afectată. După această a doua clasificare, în situația unui impuls biexponențial, se mai calculează timpul de creștere, iar în cazul unui sinus amortizat, se calculează frecvența acestuia. Ea corespunde maximului din caracteristica energie-frecvență.

Schema bloc a algoritmului propus este descrisă în fig. 6.37. În comparație cu algoritmul realizat pe baza transformatei S propus în [71], sunt aduse următoarele îmbunătățiri: se face distincție între goluri de tensiune și supratensiuni pentru orice valori ale amplitudinii, de asemenea, se face distincție între

fenomenele tranzorii impuls biexponențial (la care se calculează suplimentar timpul de creștere) și sinus amortizat. Determinarea amplitudinilor se efectuează direct pe baza reprezentării amplitudine-timp și nu indirect pe baza transformatei S prin reprezentarea variației energiei datorate prezenței unui eveniment, care depinde de următorii factori: poziție, durata acestuia și mărimea ferestrei folosită de transformata S .

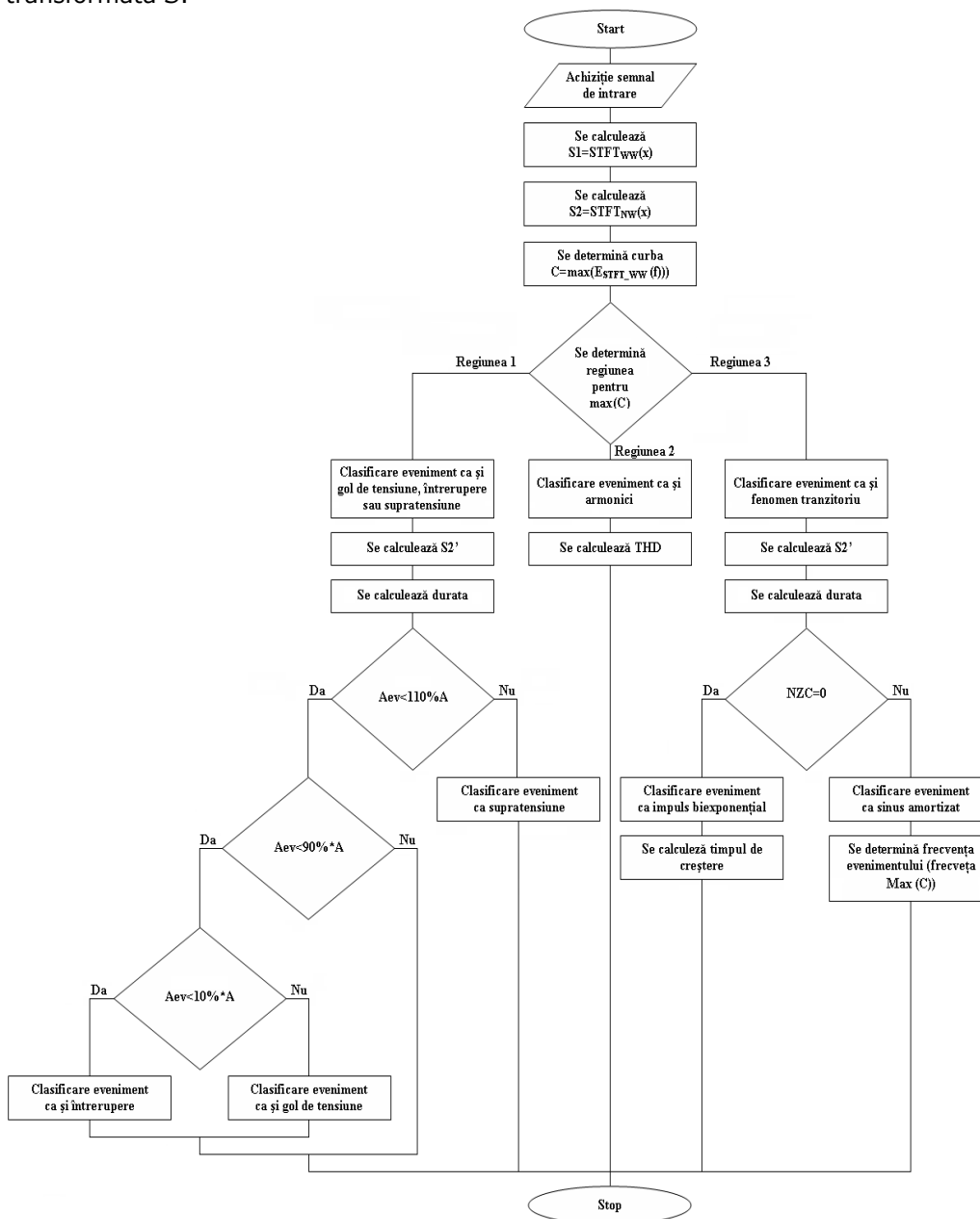


Fig. 6.37. Schema algoritmului de clasificare pe baza STFT

6.4. Concluzii

Pentru a se putea achiziționa date în cadrul unui sistem de monitorizare a perturbațiilor electromagnetice din sistemul de alimentare cu energie electrică este necesară reducerea gamei dinamice a semnalelor care urmează să fie achiziționate, prin intermediul unui circuit de condiționare, la un nivel care să permită achiziția (din studii statistice s-a observat că acestea pot să ajungă uneori la amplitudini de ordinul kV-lor, în timp ce domeniul de intrare al plăcilor de achiziție ale sistemelor de monitorizare este mult mai mic, de ordinul V-lor) și apoi refacerea gamei dinamice inițiale a semnalelor pentru prelucrări ulterioare.

Un transformator funcțional permite obținerea unei caracteristici la care legătura dintre tensiunea de ieșire și cea de intrare aproximează prin segmente caracteristica de transfer neliniară impusă pentru reducerea gamei dinamice a semnalelor de intrare, folosind un amplificator și o rețea de rezistențe și diode. Dintre metodele folosite pentru aproximarea caracteristicii acestuia (interpolare liniară, regresie polinomială, interpolare spline cubică și interpolare Hermite cubică) utilizarea interpolării Hermite cubice conduce la obținerea celor mai reduse erori. Prin utilizarea algoritmului propus pentru compresia și expandarea semnalelor erorile sunt reduse.

În mediul LabVIEW este implementat un sistem de monitorizare deschis pentru analiza calității alimentării cu energie electrică, pe baza transformatei Fourier pe timp scurt, capabil să detecteze, analizeze, clasifice, stocheze și vizualizeze evenimente, care poate să fie accesat și controlat de la distanță prin intermediul unui browser web.

7. CONCLUZII GENERALE, CONTRIBUȚII ȘI DIRECȚII DE DEZVOLTARE

7.1. Concluzii generale

Motivația monitorizării perturbațiilor din rețeaua de alimentare este legată de menținerea calității alimentării cu energie electrică și limitarea pierderilor economice semnificative din industrie și servicii (de ordinul zecilor de miliarde de euro anual), datorate problemelor de compatibilitate electromagnetică care afectează calitatea alimentării. Problemele s-au accentuat în ultimele decenii și cauzează disfuncționarea și echipamentelor electrice și electronice funcționare defectuoasă, instabilitate, durată de viață redusă, pierdere de date sau chiar distrugerea unora dintre acestea. Factorul principal care a condus la situația actuală este dezvoltarea fără precedent a electronicii și telecomunicațiilor, marcată de creșterea numărului consumatorilor neliniari, apariția unor dispozitive mai eficiente din punct de vedere al consumului de energie, controlate de microprocesoare, dar și mai sensibile la perturbațiile electromagnetice produse de dispozitivele învecinate sau la cele provenite din rețeaua de alimentare.

Sistemele de monitorizare a perturbațiilor din rețeaua de alimentare reprezintă o unealtă indispensabilă pentru eliminarea problemelor descrise anterior. Ele sunt sisteme de achiziție complexe, atât din punct de vedere al hardware-ului necesar pentru condiționarea și achiziția semnalelor (datorită caracteristicilor perturbațiilor electromagnetice din rețeaua de alimentare: gama dinamică ridicată, pentru că amplitudinea acestora poate să fie de ordinul kV-ilor, posibilitatea apariției unor variații rapide care necesită frecvențe ridicate de eșantionare), cât și din punct de vedere software, datorită metodelor de prelucrare numerică variate (aflate într-o continuă evoluție), utilizate pentru extragerea de informații utile despre perturbații din datele achiziționate (se urmărește detectarea, clasificarea, estimarea parametrilor, salvarea informațiilor și calcule statistice). Suplimentar, se folosește o conexiune la Internet pentru accesul la informații.

Metodele de prelucrare numerică a semnalelor utilizate la ora actuală pentru detectarea și clasificarea automată a perturbațiilor electromagnetice nu asigură o rată de 100% în orice condiții și pentru orice tip de perturbație. Tendința de viitor a cercetării în acest domeniu este dezvoltarea, în continuare, a acestor metode în vederea obținerii unei acurateți cât mai bune.

Implementarea unui astfel de sistem sub forma unui instrument virtual oferă următoarele avantaje: structura modulară, prețul mai redus în comparație cu instrumentația tradițională, portabilitatea, flexibilitatea dată de software care permite adaptarea la noile tehnologii, nivelul redus de cunoștințe necesare utilizării aplicației datorită interfeței prietenoase cu utilizatorul.

7.2. Contribuții

Pe durata timpului alocat pregătirii tezei în cadrul programului de doctorat, s-au folosit 252 de titluri bibliografice cuprinzând cărți, articole, informații de pe site-uri web și 3 referate. Dintre acestea, 23 de titluri aparțin autorului și se împart în 3 referate (realizate în cadrul programului de doctorat) și respectiv, un capitol scris în limba engleză dintr-o carte publicată la o editură din străinătate, 19 articole științifice, 8 ca și unic autor, 6 ca și prim autor și 5 în calitate de coautor. Unul dintre articole este cotate ISI. În urma cercetărilor efectuate au rezultat următoarele contribuții proprii:

- s-a realizat un studiu bibliografic, pe baza datelor din literatura de specialitate, despre stadiul actual în domeniul sistemelor de monitorizare a perturbațiilor din sistemul de alimentare, cu informații actuale despre clasificarea perturbațiilor electromagnetice și necesitatea utilizării unui astfel de sistem pentru reducerea pierderilor economice semnificative datorate problemelor de alimentare cu energie electrică, în contextul actual al tendinței de reducere a consumurilor de energie, care a condus la apariția de dispozitive mai eficiente din punct de vedere al consumului, dar și mai sensibile la perturbațiile electromagnetice din mediul de lucru (capitolele 2 și 3);

- s-a realizat un studiu despre modelele matematice utilizate pentru simularea următoarelor tipuri de perturbații electromagnetice: fenomene tranzitorii (subcapitolul 4.2), armonici (subcapitolul 4.4) și flicker (subcapitolul 4.6), [88];

- s-a implementat un algoritm pentru determinarea timpului de creștere și a duratei unui impuls biexponențial (subcapitolul 4.2.1);

- s-a implementat un algoritm pentru modelarea variațiilor de scurtă și lungă durată, care permite obținerea de goluri, întreruperi sau supratensiuni cu diverse forme de undă, prin specificarea numărului de fronturi, a timpilor de creștere și respectiv, de cădere (subcapitolul 4.3) [88];

- s-a implementat un algoritm pentru modelarea semnalelor cu frecvența variabilă pe porțiuni (subcapitolul 4.5) [88];

- s-a realizat un generator de perturbații electromagnetice implementat în cadrul unui instrument virtual (componenta hardware utilizată poate fi o placă de sunet sau o placă de achiziție de date), acesta permite suplimentar, în afara simulării principalelor categorii de perturbații electromagnetice care afectează calitatea alimentării (posibilitate disponibilă și la aplicațiile software de simulare, precum SPICE, PSCAD/EMTDC) și obținerea de semnale electrice reale măsurabile și reproductibile, pentru testarea unui sistem de monitorizare a perturbațiilor, studiul metodelor numerice de prelucrare a semnalelor, în scopuri didactice sau pentru alte aplicații (subcapitolul 4.7, fig. 6.21 și fig. 6.22) [78], [79], [80], [81], [83], [86], [87], [88];

- studiu comparativ între metodele numerice folosite la analiza perturbațiilor care afectează calitatea alimentării cu energie electrică: transformata Fourier (subcapitolul 5.4), transformata Fourier pe timp scurt (subcapitolul 5.4.1), transformata wavelet (subcapitolul 5.5), tratarea pe larg a utilizării transformatei Stockwell în acest domeniu pentru prima dată în țară (subcapitolul 5.6) [77], [82], [85], [90], [91];

- s-a implementat un algoritm pentru compresia gamei dinamice a semnalelor înainte de achiziție și refacerea acestora după achiziție prin expansiune, realizat prin utilizarea metodei de interpolare cu polinoame Hermite cubice, metodă selectată în urma unui studiu efectuat pe baza următoarelor metode: interpolare

liniară, regresia polinomială de diverse ordine și interpolare cu polinoame spline cubice (subcapitolul 6.2.4.1) [84];

- s-a implementat un algoritm pentru detectarea și clasificarea automată a perturbațiilor electromagnetice realizat pe baza transformatei Fourier pe timp scurt și a reprezentărilor timp-frecvențe ale semnalelor utilizate (subcapitolul 6.3.1), algoritm care folosește două funcții fereastră Hamming, dintre care prima este de dimensiune largă și asigură o rezoluție foarte bună în domeniul frecvențe, iar a doua este îngustă și asigură o rezoluție foarte bună în domeniul timp [91];

- s-a efectuat un studiu despre compresia datelor folosind descompunerea wavelet pentru principalele categorii de perturbații electromagnetice, în cadrul căruia a fost analizat efectul ordinului funcției wavelet de bază Daubechies asupra ratei de compresie și efectul ratei de compresie asupra calității semnalelor reconstruite pe baza coeficienților descompunerii (subcapitolul 5.5.1);

- s-a implementat un algoritm pentru compresia datelor prin intermediul transformatei wavelet și a interpolării spline, în scopul extinderii capacității de stocare limitate a unui sistem de monitorizare, problemă stringentă mai ales la achiziția perturbațiilor de frecvențe înalte, când sunt necesare frecvențe de achiziție ridicate, care conduc la un număr ridicat de eșantioane care trebuie stocate (subcapitolul 5.5.2) [89];

- s-a implementat un algoritm pentru detectarea și clasificarea automată a perturbațiilor electromagnetice realizat pe baza transformatei Stockwell și a reprezentărilor timp-frecvențe ale semnalelor utilizate, din care se extrag informațiile necesare localizării în timp, foarte exacte, prin utilizarea unor indicatori (subcapitolul 5.6.1) [90], îmbunătățirile aduse fiind posibilitatea de a se face distincție între goluri de tensiune și supratensiuni pentru orice valori ale amplitudinii, datorită faptului că amplitudinea se determină direct pe baza reprezentării amplitudine-timp a semnalului perturbat (spre deosebire de [71]), de asemenea se face distincție pentru fenomenele tranzitorii între impuls biexponențial (la care se calculează suplimentar timpul de creștere și durata, conform algoritmului descris în subcapitolul 4.2.1) și sinus amortizat prin numărarea trecerilor prin zero.

- s-a implementat, prin intermediul algoritmilor descriși anterior, un sistem de monitorizare pentru analiza calității alimentării cu energie electrică, sub forma unui instrument virtual complex, cu posibilități de accesare a informațiilor obținute și de control de la distanță, prin Internet. Folosind un browser web se accesează serverul web care stochează instrumentul virtual; aplicația, prevăzută cu o interfață grafică prietenoasă, furnizează în timp real, informații detaliate despre evenimentele detectate (data calendaristică, clasificare eveniment, momentul de începere și de încetare a evenimentului, durată și alte informații în funcție de tipul evenimentului) și permite compresia evenimentelor salvate după dată într-o bază de date de unde pot fi vizualizate (subcapitolul 6.3).

7.3. Direcții de dezvoltare

Aspectele care vor fi dezvoltate în viitor sunt descrise în continuare:

- dezvoltarea generatorului de perturbații electromagnetice astfel încât să permită și generarea de perturbații electromagnetice datorate comutării dispozitivelor electronice de putere polifazate (în literatura de specialitate numite *notching*) și includerea posibilității definirii de către utilizator a unor

- perturbații cu forme de undă complexe, prin compunerea mai multor tipuri de perturbații;
- dezvoltarea algoritmului pentru compresia datelor prin intermediul transformatei wavelet și a interpolării spline, în vederea reducerii erorilor care apar la refacerea semnalului pe baza coeficienților descompunerii wavelet, în special în jurul momentelor de începere și încetare a evenimentelor;
 - dezvoltarea în continuare a algoritmului pentru detectarea și clasificarea automată a perturbațiilor electromagnetice, realizat pe baza transformatei Stockwell, în scopul analizării perturbațiilor multiple care pot afecta același semnal.

BIBLIOGRAFIE

1. A.R. Abdullah, A.Z. Sha'ameri, A.R.M. Sidek, M.R. Shaari, *Detection and Classification of Power Quality Disturbances Using Time-Frequency Analysis Technique*, Proceedings of the 5th Student Conference on Reserch and Development, December 11-12, Selangor, Malaysia, 2007.
2. F. Adamo, F. Attivissimo, G. Cavone, A. M. L. Lanzalla, *A Virtual Instrument for the Electric Power Monitoring in the Distributing Network*, Proceedings of the 15th IMEKO TC4 International Symposium 2007, Iași, 2007.
3. H. Albert, L. Elefterescu, V. Rășcanu, C. Păun, D. Păun, N. Golovanov, *Harmonic and Umbalance Disturbances Monitoring*, Proceedings of the 5th International Power System Conference, November 6-7, Timișoara, 2003.
4. C. Alexandrescu, *Sisteme fuzzy. Aplicații în Matlab*, Editura Politehnica, Timișoara, 2001.
5. A.M. Alkandari, S.A. Soliman, *Measurments of Power System Nominal Voltage and Voltage Flicker Parameters*, International Journal of Applied Engineering Research, Volume 2, Number 4, pp. 721-735, 2007.
6. A. M. Al-Kandary, S. A. Soliman, R. A. Alammari, *Power quality analysis based ob fuzzy estimation algorithm: Voltage flicker measurements*, Electrical Power and Energy Systems, vol. 28, pp. 723-728, 2006.
7. R. L. Allen, D. W. Millis, *Signal Analysis. Time, Frequency, Scale and Structure*, John Wiley & Sons, 2004.
8. H. Amaris, C. Alvarez, M. Alonso, D. Florez, T. Lobos, P. Janik, J. Rezmer, Z. Waclawek, *Computation of Voltage Sag Initiation with Fourier based Algorithm, Kalman Filter and Wavelets*, CD-ROM Proceedings of IEEE Bucharest PowerTech, 28 June – 2 July, București, 2009.
9. A. R. Araghi, B. Vahidi, S. Hossein, A. Doroudi, *Flicker Effect on Cable's and Line's Sizing in Distribution System*, CD-ROM Proceedings of IEEE Bucharest PowerTech, 28 June – 2 July, București, 2009.
10. J. Arrilaga, C.P. Arnold, *Computer Analysis of Power System*, John Wiley & Sons, 1990.
11. J. Arrilaga, M. H. J. Bollen, N. R. Watson, *Power Quality Following Deregulation*, Proceedings of the IEEE, Vol. 88, No. 2, pp. 246-261, 2000.
12. J. Arrilaga, N.R. Watson, *Power System Harmonics*, John Wiley & Sons, 2003.
13. M. Artioli, G. Pasini, L. Peretto, R. Sasdelli, F. Filippetti, *Low-Cost DSP-Based Equipment for the Real-Time Detection of Transient in Power System*, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 53, No. 4, pp. 933-939, 2004.
14. G. Asch, *Les capteurs en instrumentation industrielle*, Imprimerie Gauthier-Villards, France, 1991.
15. M. S. Azam, F. Tu, K. R. Pattipati, R. Karanam, *A Dependency Model Based Approach for Identifying and Evaluating Power Quality Problems*, IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 19, No. 3, pp. 1154-1166, 2004.
16. M. S. Azam, F. Tu, Y. Shlapak, T. Kirubarajan, *Capacity and Reability Analyses With Applications to Power Quality*, Proceedings of Component and Systems Diagnostics, Prognosis and Health Management, April 16, 2001, Orlando, USA.
17. A. Baggini, *Handbook of Power Quality*, John Wiley & Sons, 2008.
18. N. A. Bakar, A. Mahomed, M. Ismail, *Software Development of A Voltage Sag Analysis Tool For Power Quality Study*, Proceedings of the National Power & Energy Conference (PECon), November 29-30, Kuala Lumpur, Malaysia ,2004.

19. J. Barros, R. I. Diego, *A new method for measurement of harmonic groups in power systems using wavelet analysis in the IEC standard framework*, Electrical Power and Energy Systems, vol. 76, pp. 200-208, 2006.
20. J. Batista, J. S. Martins, J. L. Afonso, *Low-Cost Digital System for Power Quality Monitoring*, Proceedings of the International Conference on Renewable Energies and Power Quality - ICREPQ, Vigo, Spain, April 9-12, 2003.
21. M. Bertocco, F. Ferraris, C. Offelli, M. Parvis, *A Client-Server Architecture for Distributed Measurement System*, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 47, No. 5, pp. 1143-1148, 1998.
22. R. P. Bingham, D. Kreiss, S. Santoso, *Advances in Data Reduction Techniques for Power Quality Instrumentation*, Proceedings of the 3th European Power Quality Conference, Bremen, Germany, November 7-9, 1995.
23. B. Bizjak, P. Planinsic, *Software Concept for Power Quality Study*, Proceedings of the 12th International Workshop on Systems, Signals & Image Processing, September 22-24, Chalkida, Greece, 2005.
24. B. Boashash, *Time Frequency Signal Analysis and Processing*, Elsevier, 2003.
25. M.H.J. Bollen, I.Y.H. Gu, *Signal Processing of Power Quality Disturbances*, John Wiley & Sons, 2006.
26. M. H. J. Bollen, I. Y. H. Gu, P. G. V. Axelberg, E. Styvaktakis, *Classification of Underlying Causes of Power Quality Disturbances: Deterministic versus Statistical Methods*, EURASIP Journal on Advances in Signal Processing, vol. 2007, Article ID 79747, 17 pages.
27. D.L. Brooks, R.C. Duncan, M. Waclawiak, A. Sundaram, *Indices for Assessing Utility Distribution System RMS Variation Performance*, IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 13, No. 1, pp. 254-259, 1998.
28. A. Broshi, *Monitoring power quality beyond EN 50160 and IEC 61000-4-30*, Proceedings of the 9th Electrical Power Quality and Utilisation, October 9-11, Barcelona, Spain, 2007.
29. G. Bucci, I. Caschera, E. Fiorucci, C. Landi, *A Smart Power Quality Sensor for the Evaluation of Flicker Effect*, Proceedings of the XVIIth IMEKO World Congress, June 22-27, 2003, Dubrovnik, Croatia.
30. D. J. Burns, K. D. Cluff, K. Karimi, D. W. Hrehov, *A Novel Power Quality Monitor for Commercial Airplanes*, Proceedings of the IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference, May 21-23, 2002, Anchorage, U.S.A.
31. M. Caciotta, F. Leccese, A. Trifiro, A. M. L. Lanzalla, *Curve-fitting-algorithm (CFA) as power quality basic algorithm*, Proceedings of the 18th IMEKO World Congress, Rio de Janeiro, Brasil, September 17-22, 2006.
32. R. Castro, H. Diaz, *An Overview of Wavelet Transform Application in Power Systems*, Proceedings of the 14th Power Systems Computation Conference, June 24-28, 2002, Sevilla, Spain.
33. D. Chapman, *The Cost of Poor Power Quality*, Copper Development Association, 2001.
34. S. Chen, H. Y. Zhu, *Wavelet Transform for Processing Power Quality Disturbances*, EURASIP Journal on Advances in Signal Processing, vol. 2007, Article ID 47695, 20 pages.
35. J. Chung, E. J. Powers, W. M. Grady, S. C. Bhatt, *New Robust Voltage Sag Disturbance Detector Using an Adaptive Prediction Error Filter*, Proceedings of the IEEE Power Engineering Society Summer Meeting, vol. 1, pp. 512-517, July 18-22, 1999.

36. I. Y. Chung, D. J. Won, J. M. Kim, S. J. Ahm, S. I. Moon, *Development of a Network-Based Power Quality Diagnosis System*, Electric Power Systems Research, Vol. 77, issue 8, pp. 1086-1094, 2007.
37. M. Ciugudean, V. Tiponuț, M. E. Tănase, I. Bogdanov, H. Cârstea, A. Filip, *Circuite integrate liniare. Aplicații*, Editura Facla, Timișoara, 1986.
38. E. R. Collins, R. L. Morgan, *A Three-Phase Sag Generator for Testing Industrial Equipment*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 11, No. 1, pp. 526-523, 1996.
39. E. Conroy, *Power Monitoring and Harmonic Problems in the Modern Building*, Power Engineering Journal, Vol. 15, No. 2, pp. 101-107, 2001.
40. S. Constantin, *Alimentarea fără întrerupere a consumatorilor*, Proceedings of the Power Systems Conference, 2006, Timișoara.
41. D. Cornforth, R. Middleton, J. Tusek, *Visualisation of Electrical Transients using the Wavelet Transform*, Proceedings of the International Conference on Advances in Intelligent Systems, February 2-4, Canberra, Australia, 2000.
42. C. J. Dafis, C. O. Nwankpa, A. Petropulu, *Harmonic Decomposition of Transient Disturbances Using the LS Prony and Esprit-Based Methods*, Proceedings of the 14th Power Systems Computation Conference, June 24-28, Sevilla, Spain, 2002.
43. P. K. Dash, M. Nayak, M. R. Senapati, I. W. C. Lee, *Mining for similarities in time series data using wavelet-based feature vectors and neural networks*, Engineering Applications of Artificial Intelligence, Vol. 20, pp. 185-201, 2007.
44. P. K. Dash, B. K. Panigrahi, G. Panda, *Power Quality Analysis Using S-Transform*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 18, No. 2, pp. 406-411, 2003.
45. P. Daponte, M. Di Penta, G. Mercurio, *Transientmeter: a distributed measurement system for power quality monitoring*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 19, No. 2, pp. 456-463, 2004.
46. G. Diez, L. I. Eguiluz, M. Manana, J. C. Lavandero, A. Ortiz, *Instrumentation and Methodology for Revision of European Flicker Threshold*, Proceedings of the Power Tech, Lausanne, July 1-5, 2007.
47. D. Divan, W. Brumsickle, K. Eto, *Assesing I-Grid(TM) Web-Based Monitoring for Power Quality and Reliability Benchmarking*, Lawrence Berkeley National Laboratory, LBNL-52736, 2003.
48. J. Driesen, R. Belmans, *Time-Frequency Analysis in Power Measurement using Complex Wavelets*, Proceedings of the IEEE International Symposium on Circuits and Systems, 26-29 May 26-29, Scottsdale, U.S.A, Switzerland, 2002.
49. J. Driesen, R. Belmans, *Wavelet-based Power Quantification Approaches*, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 52, No. 4, pp. 1232-1238, 2003.
50. J. Driesen, T. Craenenbroeck, *Voltage Disturbances. Introduction to Unbalance*, Copper Development Association, 2002.
51. C. Dughir, *Contribuții la monitorizarea calității energiei electrice*, Editura Politehnica, Timișoara, 2010.
52. C. Dughir, **G. Găspăresc**, *Preconditioning Circuit for Electrical Power System Disturbances Measurement*, Scientific Bulletin of the "Politehnica" University of Timișoara, Trans. on Electronics and Telecommunications, Vol. 51(65), pp. 164-169, 2006.
53. C. Dughir, **G. Găspăresc**, *Three Channels Analysis System for Electrical Power System Disturbances Measurement*, Bulletin of the Polytechnic Institute of Iași, Trans. on Electrotechnics, Energetics and Electronics, Vol. LII(LVI), 2006.
54. C. Dughir, A. Ignea, **G. Găspăresc**, A. Vârtosu, *Nonlinear voltage divider*, Proceedings of the IMEKO Conference, Iași, 2007.

55. R.C. Dungan, M.F. McGranaghan, S. Santoso, H.W. Beaty, *Electrical Power System Quality*, McGraw-Hill, 2004.
56. U.D. Dwivedi, D. Shakya, S.N. Singh, *Power Quality Monitoring and Analysis: An Overview and Key Issue*, International Journal of System Signal Control and Engineering Application, No.1, pp. 74-88, 2008.
57. D. G. Ece, O. N. Gerek, *Power Quality Analysis Using An Adaptive Decomposition Structure*, Proceedings of the International Conference on Power System Transients, September 28 - October 2, New Orleans, U.S.A., 2003.
58. E. S. M. T. Eldin, *Characterisation of power quality disturbances based on wavelet transforms*, International Journal of Energy Technology and Policy, Vol. 4, No. 1-2, pp. 74-84, 2006.
59. A. Elnady, M. M. A. Salama, *Mitigation of Voltage Disturbances Using Adaptive Perceptron-Based Control Algorithm*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 20, No. 1, pp. 309-318, 2005.
60. K. M. El-Naggar, W. M. Al-Hasawi, *A genetic based algorithm for measurement of power system disturbances*, Electric Power Systems Research, Vol. 76, pp. 808-814, 2005.
61. H. Englert, J. Stenzel, *Automated Classification of Power Events Using Speech Recognition Techniques*, Proceedings of the 14th Power Systems Computation Conference, June 24-28, 2002, Sevilla, Spain.
62. M. F. Faisal, A. Mohamed, *Identification of Multiple Power Quality Disturbances using S-Transform and Rule Based Classification Technique*, Journal of Applied Sciences, Vol. 9, pp. 2688-2700, 2009.
63. R. M. C. Fernandez, H. N. D. Rojas, *An overview of wavelet transforms application in power systems*, Proceedings of the 14th Power System Computational Conference, June 24-28, Sevilla, Spain, 2002.
64. A. Ferrero, *Measuring Electric Power Quality: Problems and Perspectives*, Measurement, Vol. 41, issue 2, pp. 121-129, 2008.
65. E.F. Fuchs, M.A.S. Masoum, *Power Quality in Power Systems and Electrical Machines*, Academic Press, 2008.
66. D. Gallo, C. Landi, N. Pasquino, *An instrument for objective measurement of light flicker*, Proceedings of the Instrumentation and Measurement Technology Conference, Ottawa, Canada, May 16-19, 2005.
67. D. Gallo, C. Landi, N. Pasquino, N. Polese, *An Advanced Laboratory for Metrological Confirmation of Measurement Device for Power Quality Evaluation*, Proceedings of the 13th IMEKO TC4 International Symposium, Athens, Greece, 2004.
68. A. M. Gaouda, *Power system disturbance modeling under deregulated environment*, Journal of the Franklin Institute, Vol. 344, pp. 507-519, 2007.
69. A. M. Gaouda, E. F. El-Saadany, V. K. Sood, A. Y. Chikhani, *Monitoring HVDC Systems Using Wavelet Multi-resolution Analysis*, IEEE Transactions on Power Systems, Vol. 16, No. 4, pp. 662-670, 2001.
70. A. M. Gaouda, S. H. Kanoun, M. M. A. Salama, A. Y. Chikhani, *Pattern Recognition Applications For Power System Disturbance Classification*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 17, No. 3, pp. 677-683, 2002.
71. A. M. Gargoom, N. Ertugrul, W. L. Soong, *Automatic Classification and Characterization of Power Quality Events*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 23, No. 4, pp. 2417-2425, 2008.
72. A. M. Gargoom, N. Ertugrul, W. L. Soong, *Investigation of Effective Automatic Recognition Systems of Power-Quality Events*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 22, No. 4, pp. 2319-2326, 2007.

73. A. M. Gargoom, N. Ertugrul, W. L. Soong, *Power quality indices measurement using the S-transform*, International Journal of Power and Energy Conversion, Vol. 1, No. 1, pp. 31-48, 2009.
74. **G. Găspăresc**, *Programe soft pentru compresia datelor*, referat în cadrul programului de doctorat, Timișoara, 2006.
75. **G. Găspăresc**, *Sisteme de achiziție de date pentru monitorizarea perturbațiilor din rețeaua de alimentare*, referat în cadrul programului de doctorat, Timișoara, 2005.
76. **G. Găspăresc**, *Sisteme de telemăsurare*, referat în cadrul programului de doctorat, Timișoara, 2006.
77. **G. Găspăresc**, *Analiza wavelet a perturbațiilor tranzitorii de tip impuls biexponențial și sinus amortizat*, Proceedings of the Doctor ETC 2005, p. 34-39, Timișoara, 2005.
78. **G. Găspăresc**, C. Dughir, *Building A Transient Disturbances Generator With Graphical User Interface in Matlab*, Scientific Bulletin of the "Politehnica" University of Timișoara, Trans. on Electronics and Telecommunications, Vol. 51(65), pp. 49-52, 2006.
79. **G. Găspăresc**, C. Dughir, *Electromagnetic Disturbances Generator with Graphical User Interface Build in Matlab*, Bulletin of the Polytechnic Institute of Iași, Trans. on Electrotechnics, Energetics and Electronics, Vol. LII(LVI), pp. 826-831, 2006.
80. **G. Găspăresc**, C. Dughir, L. Stoica, *Signal Generator for Usual Waveforms and Electromagnetic Disturbances with Graphical User Interface*, Lucrările științifice ale simpozionului internațional multidisciplinar "Universitaria Simpro" 2006, Editura Universitas, Petroșani, 13-14 octombrie 2006, p. 118-121, 2006.
81. **G. Găspăresc**, C. Dughir, A. Ignea, *Research of Electromagnetic Disturbances Using A Disturbance Generator with GUI*, Simpozionul Interdisciplinar de Compatibilitate Electromagnetică "SICEM 2006", București, 9 noiembrie 2006.
82. **G. Găspăresc**, A. Ignea, *Classification and Analysis of Disturbances which Affect Power Quality*, Lucrările științifice ale conferinței internaționale "International Workshop – Control and Information Technology IWCIT 2007", p. 127-130, Ostrava, Cehia, 2007.
83. **G. Găspăresc**, *Virtual Instrument for Generation of Disturbances which Affect Power Quality*, Lucrările științifice ale conferinței internaționale "6TH International Conference on Electromechanical and Power Systems SIELMEN 2007", p. 72-75, Chișinău, Republica Moldova, 2007.
84. **G. Găspăresc**, C. Dughir, *Algorithm for Signal Reconstruction after Dynamic Compression in a Power Quality System*, Lucrările științifice ale conferinței internaționale "15th IMEKO TC4 International Symposium 2007", p. 439-442, Iași, 2007.
85. **G. Găspăresc**, *Time-Frequency Analysis of Oscillatory Transient Disturbances from Power Supply Network Using a Software Instrument*, Proceedings of the 9th International Symposium on Automatic Control and Computer Science, 16-17 noiembrie, Iași, 2007.
86. **G. Găspăresc**, *Virtual Signal Generator for Flicker Modeling with GUI*, Buletinul Stiintific al Universitatii "Politehnica" din Timisoara, Seria Electronica si Telecomunicatii, Tom 53(67), Fascicula 1, "ETC2008", p. 129-132, 2008.
87. **G. Găspăresc**, *Virtual Instrument for Sag Modeling and Analysis in Power Quality*, Proceedings of the 7th International Workshop - Control and Information Technology IWCIT, p. 50-53, Gliwice, Polonia, 2008.

88. **G. Găspăresc**, *Modeling Algorithms for Sags with Exponential Fronts and Other Types of Electromagnetic Disturbances from Power Supply Network*, CD-ROM Proceedings of the IEEE Bucharest PowerTech, 28 June – 2 July, București, 2009.
89. **G. Găspăresc**, *Data Compression of Power Quality Disturbance Using Wavelet Transform and Spline Interpolation*, CD-ROM Proceedings of the 9th International Conference on Environment and Electrical Engineering, 16 June – 19 May, Prague, Cehia, 2010.
90. **G. Găspăresc**, *Automatic Classification of Power Quality Events Using the S-Transform*, CD-ROM Proceedings of the 10th International Conference on Environment and Electrical Engineering, 8 June – 11 May, Rome, Italy, 2011.
91. **G. Găspăresc**, *Methodes of Power Quality Analysis*, in *Power Quality – Monitoring, Analysis and Enhancement*, Ed. Ahmed Zobaa, Mario Manana Canteli and Ramesh Bansal, Chapter 6, pp. 101-118, ISBN: 978-953-307-330-9, INTECH, September, 2011.
92. P. Găvruță, O. Lipovan, P. Năslău, I. Sturz, *Metode numerice*, Lito I.P.T.V. Timișoara, 1990.
93. C. Gherasim, T. Croes, J. Driesen, R. Belmans, *Amplitude, Phase and Frequency Estimation based on the Analytical Representation of Power System Signals*, Proceedings of the International Conference on Power System Transients, June 19-23, Montreal, Canada, 2005.
94. M. Ghinea, V. Fireșteanu, *MATLAB Calcul numeric. Grafică. Aplicații*, Editura Teora, București, 1998.
95. C. Golovanov, M. Albu, ș.a.m.d, *Probleme moderne de măsurare în electroenergetică*, Editura Tehnică, București, 2001.
96. C. Golovanov, C. D. Oancea, F. L. Petrilă, *Instrumentația virtuală în analiza parametrilor de calitate a energiei electrice*, Proceedings of CEE 2003, October 30-31, Târgoviște, 2003.
97. J. C. Gomez, M. M. Morcos, C. A. Reineri, *Behavior of Induction Motor Due to Voltage Sags and Short Interruption*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 17, No. 2, pp. 434-440, 2002.
98. K. Grochenig, *Foundations of Time-Frequency Analysis*, Birkhauser, 2001.
99. J. L. Guan, M. T. Yang, J. C. Gu, H. H. Chang, C. L. Huang, *The Effect of Harmonic Power Fluctuation for Estimating Flicker*, International Journal of Electrical, Computer, and Systems Engineering, Vol. 1, No. 2, pp. 109-114, 2007.
100. R. P. Gupta, R. K. Varma, *Web based monitoring of electric power distribution networks*, Academic Open Internet Journal, Vol. 14, 2005.
101. S. Halunga-Fratu S., O. Fratu, *Simularea sistemelor de transmisiune analogice și digitale folosind mediul Matlab/Simulink*, Editura Matrix Rom, București, 2004.
102. E. Y. Hamid, Z. I. Kawasaki, *Wavelet-Based Data Compression of Power Disturbances Using the Minimum Description Length Criterion*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 17, No. 2, pp. 460-466, 2002.
103. Z. Hanzelka, A. Bien, *Voltage disturbances. Flicker Measurement*, Copper Development Association, 2005.
104. S. Herraiz, J. Melendez, J. Colomer, M. Vinyoles, J. Sanchez, M. Castro, *Power Quality Monitoring in Distribution Systems*, Proceedings of the 9th Spanish Portuguese Congress on Electrical Engineering, June 30 – July 2, Marabella, Spain, 2005.
105. J. L. Hennessy, D. A. Patterson, *Organizarea și proiectarea calculatoarelor, interfața hardware/software*, Editura All Educational, București, 2002.

106. A. Hermina, N. Golovanov, C. Golovanov, V. Rășcanu, L. Elefterescu, *Monitorizarea calității energiei electrice*, Energetica, Vol. 49, No. 11, pp. 494-501, 2001.
107. A. Hermina, N. Golovanov, V. Rășcanu, D. Păun, C. Păun, *Sistem de monitorizare al calității serviciului de furnizare a energiei electrice în concordanță cu reglementările din România*, Lucrările științifice ale Forumului Regional al Energiei, Neptun, Iunie 15-19, 2008.
108. A. Ignea, *Introducere în compatibilitatea electromagnetică*, Editura de Vest, Timișoara, 1998.
109. A. Ignea, C. Dughir, **G. Gășpăresc**, *Calibration Method for Nonlinear Voltage Divider Used as a Preconditioning Circuit in the Electrical Power Network Disturbances Monitoring System*, Simpozionul Interdisciplinar de Compatibilitate Electromagnetică "SICEM 2006", București, 9 noiembrie 2006.
110. A. Ignea, D. Stoiciu, *Măsurări electrice și electronice, senzori și traductoare*, Editura Politehnica, 2003.
111. S. Ionel, *Estimare spectrală cu experimente în Matlab*, Editura Politehnica, 2005.
112. M. Iordache, I. Conecini, *Calitatea energiei electrice*, Editura Tehnica, București, 1997.
113. V. Iorga, B. Jora, *Metode numerice*, Editura Albastră, 2004.
114. A. Isar, I. Naforniță, *Reprezentări timp-frecvență*, Editura Politehnica, 2007.
115. L. Jurca, *Circuite integrate analogice*, Universitatea Tehnică din Timișoara, 1993.
116. F. Jurado, E. Sancristobal, M. Castro, J. Carpio, *Using the Signal Processing Tools in a Power System Course*, Proceedings of the 32nd ASEE/IEEE Frontiers in Education Conference, November 6-9, Boston, U.S.A., 2002.
117. T. Keppler, N. Watson, J. Arrillaga, *Computation of the Short-Term Flicker Severity Index*, IEEE Transaction on Power Delivery, Vol. 15, No. 4, pp. 1110-1115, 2000.
118. M. Kezunovic, *Intelligent Applications in Substations: Disturbance Analysis*, IEEE PES General Meeting, Denver, Colorado, June 2004.
119. M. Kezunovic, Z. Galijasevic, *New Software Framework for Automated Analysis of Power System Transients*, Proceedings of the International Conference on Power System Transients – IPST, Rio de Janeiro, Brasil, June 2005.
120. A. K. Khan, *Monitoring Power for the Future*, Power Engineering Journal, Vol. 15, issue 2, pp. 81-85, 2001.
121. B. Q. Khanh, D. J. Won, *Fault Distribution Modeling Using Stochastic Bivariate Models for Prediction of Voltage Sag in Distribution Systems*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 23, No. 1, pp. 347-354, 2008.
122. P. Koner, G. Ledwich, *SRAT-Distribution Voltage Sags and Reliability Assessment Tool*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 19, No. 2, pp. 738-744, 2004.
123. K. H. LaCommare, J. H. Eto, *Cost of Power Interruptions to Electricity Consumers in the United States (US)*, Energy, Vol. 31, issue 12, pp. 1845-1855, 2006.
124. C. H. Lee, Y. J. Wang, W. L. Huang, *A Literature Survey of Wavelets in Power Engineering Applications*, Proceedings of the National Science Council, Vol. 24, No. 4, pp. 249-258, 2000.
125. Z. Leonowicz, T. Lobos, K. Wozniak, *Analysis of non-stationary electric signals using the S-transform*, The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering, Vol. 28, No. 1, pp. 204-210, 2009.

126. H. Lev-Ari, A. M. Stankovic, S. Lin, *Application of Staggered Undersampling to Power Quality Monitoring*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 15, No. 3, pp. 864-869, 2000.
127. Z. Y. Li, W. L. Wu, *Classification of power quality combined disturbances based on phase space reconstruction and support vector machines*, Journal of Zhejiang University Science A, Volume 8, Number 2, pp. 173-181, 2008.
128. T. Lin, A. Domijan, *Real time measurement of power disturbances Part 1. Survey and novel complex filter approach*, Electric Power Systems Research, Vol. 76, pp. 1027-1032, 2006.
129. T. B. Littler, D. J. Morrow, *Wavelets for the Analysis and Compression of Power System Disturbances*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 14, No. 2, pp. 358-364, 1999.
130. R. G. Lyons, *Understanding digital signal processing*, Prentice Hall PTR, 2001.
131. M. F. McGranaghan, S. Santoso, *Challenges and Trends in Analyses of Electric Power Quality Measurement Data*, EURASIP Journal on Advances in Signal Processing, Vol. 2007, Article ID 57985, 5 pages.
132. V. K. Madiseti, D. B. Williams, *The digital signal processing handbook*, CRC Press, 1999.
133. V. Maier, C. D. Maier, *LabVIEW în calitatea energiei electrice*, Editura Albastră, Cluj-Napoca, 2000.
134. M. Manana, J.A. Rodriguez, F.J. Sanchez, A. Ortiz, L.I. Eguiluz, *Frequency measurement under non-sinusoidal conditions*, Proceedings of the International Conference on Renewable Energies and Power Quality - ICREPQ, Barcelona, Spain, April, 2004.
135. J. A. Martinez, J. M. Arnedo, *Voltage Sag Studies in Distribution Networks-Part I: System Modeling*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 21, No. 3, pp. 1670-1678, 2006.
136. J. A. Martinez, J. M. Arnedo, *Voltage Sag Studies in Distribution Networks-Part II: Voltage Sag Assessment*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 21, No. 3, pp. 1679-1688, 2006.
137. J. A. Martinez, J. M. Arnedo, *Voltage Sag Studies in Distribution Networks-Part III: Voltage Sag Index Calculation*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 21, No. 3, pp. 1689-1697, 2006.
138. F. D. Martzloff, T. M. Gruz, *Monitoring Power Quality*, Powertechnics Magazine, pp. 22-26, February 1990.
139. J. Mason, R. Targosz, *European Power Quality Survey Raport*, Leonardo Energy, 2008.
140. A. Mateescu, N. Dumitru, L. Stanciu, *Semnale și sisteme, aplicații în filtrarea semnalelor*, Editura Teora, București, 2001.
141. V. Matz, T. Radil, P. Ramos, A. C. Serra, *Automated Power Quality Monitoring System for On-line Detection and Classification of Disturbances*, Proceedings of the Instrumentation and Measurement Technology Conference - IMTC 2007, Warsaw, Poland, May 1-3, 2007.
142. L. Mățiu-Iovan, C. Dughir, **G. Gășpăresc**, *The First Derivative Algorithm for Calculating the B-spline Coefficients Applied on Discontinuous Signals*, Proceedings of Research People and Actual Tasks on Multidisciplinary Sciences, Lozenec, Bulgaria, pp. 316-320, 2007.
143. M. F. McGranaghan, S. Santoso, *Challenges and Trends in Analyses of Electric Power Quality Measurement Data*, EURASIP Journal on Advances in Signal Processing, Vol. 2007, Article ID 57985, 5 pages.

144. S. K. Meher, A. K. Pradhan, G. Panda, *An integrated data compression scheme for power quality events using spline wavelet and neural networks*, Electric Power Systems Research, Vol. 69 No. 2-3, pp. 213-220, 2004.
145. C.J. Melhorn, M.F. McGranaghan, *Interpretation and Analysis of Power Quality Measurements*, Proceedings of the IEEE/IAS Textile, Fiber and Film Conference, 3-4 May, 1995, Charlote, USA.
146. A. Mertins, *Signal Analysis: Wavelets, Filter Banks, Time-Frequency Transforms and Applications*, John Wiley & Sons, 1999.
147. D. L. Milanez, R. M. Ciric, *A new method for real time computation of power quality indices based on instantaneous space phasors*, Electric Power Systems Research, Vol. 77, pp. 93-98, 2007.
148. A. Miron, M. Cindris, *Virtual Instrument for Electromagnetic Disturbances Classification and Analysis*, CD-ROM Proceedings of the IEEE Bucharest PowerTech, 28 June – 2 July, București, 2009.
149. M. Moghavvemi, F. M. Omar, *Technique for Contingency Monitoring and Voltage Collapse Prediction*, IEE Proceedings-Generation, Transmission and Distribution, Vol. 145, No. 6, pp. 634-640, 1998.
150. H. Mokhlis, A. R. Khalid, H. Li, *Voltage Sags Pattern Recognition Techniques for Fault Section Identification in Distribution Networks*, CD-ROM Proceedings of the IEEE Bucharest PowerTech, 28 June – 2 July, București, 2009.
151. A. S. Mokhtar, H. Y. Li, J. V. Milanovic, *Power Quality Waveforms Compression and Reconstruction using Wavelets*, Proceedings of the 3rd Mediterranean Conference on Power Generation, Transmission, Distribution and Energy Conversion, November 4-6, Athens, Greece, 2002.
152. C. Moler, *Numerical Computing with MATLAB*, SIAM, 2004.
153. M. R. Montakhab, R. N. Adams, *Intelligent System for Fault Diagnosis on Low Voltage Distribution Networks*, IEE Proceedings-Generation, Transmission and Distribution, Vol. 145, No. 5, pp. 592-596, 1998.
154. J. F. Moon, S. Y. Yun, J. C. Kim, *Quantitative Evaluation of the Impact of Repetitive Voltage Sags on Low-Voltage Loads*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 22, No. 4, pp. 2395-2400, 2007.
155. P. Năslău, *Metode numerice*, Editura Politehnica, Timișoara, 1999.
156. C. D. Neagu, V. Palade, *Sisteme inteligente hibride. Sisteme combinative*, Editura Matrix Rom, București, 2001.
157. M. Negnevitsky, K. Debnath, J. Huang, M. Ringrose, *Studies of Power Quality: Disturbance recognition*, Proceedings of the Australian Universities Power Engineering Conference '99, Darwin, Australia, September 26-29, 1999.
158. G. Newman, S. Perera, H. M. S. C. Herath, *New framework for utility power quality (PQ) data analysis*, Proceedings of the Australian Universities Power Engineering Conference, September 23-26, Perth, Australia, 2001.
159. F. Oliveira, A. Madureira, M. P. Donsion, *Sampling Frequency and Time Window Influence on Flicker Measurements Significance*, Proceedings of the International Conference on Renewable Energies ad Power Quality, Santander, Spain, March 12-14, 2008.
160. G. Oprea, *Impactul indicatorilor ce caracterizează calitatea serviciului de alimentare a consumatorilor de energie electrică*, Proceedings of the 6th International Power System Conference, November 3-4, Timișoara, 2005.
161. S. Ouyang, J. Wang, *A new morphology method for enhancing power quality monitoring system*, Electrical Power and Energy Systems, Vol. 29, pp. 121-128, 2007.

162. C. H. Park, G. Jang, J. C. Kim, *Development of a User-Friendly Application for Voltage Sag Analysis*, Journal of Electrical Engineering & Technology, Vol. 1, No. 2, pp. 145-152, 2006.
163. G. Păltineanu, P. Matei, R. Trandafir, *Bazele analizei numerice*, Editura Printech, București, 2001.
164. J. Pedra, L. Sainz, F. Corcoles, L. Guasch, *Symmetrical and Unsymmetrical Voltage Sag Effects on Three-Phase Transformers*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 20, No. 2, pp. 1683-1691, 2005.
165. S. Perera, V. J. Gosbell, B. Sneddon, *A study on the identification of major harmonic sources in power systems*, Proceedings of the Australian Universities Power Engineering Conference, September 29 – October 3, Melbourne, Australia, 2002.
166. N. H. Phuc, T. Q. Khanh, N. N. Bon, *Discrete wavelets transform technique application in identification of power quality disturbances*, Proceedings of the 9th Conference on Science and Technology, October, Ho Chi Minh, Vietnam, 2005.
167. J. A. Pomilio, S. M. Deckmann, *Flicker Produced by Harmonics Modulation*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 18, No. 2, pp. 387-392, 2003.
168. E. Pop, I. Nafornită, V. Tiponuț, A. Mihăescu, L. Toma, *Metode în prelucrarea numerică a semnalelor*, Editura Facla, 1986.
169. V. H. Press, S. A. Teukolsky, W. T. Vetterling, B. P. Flannery, *Numerical Recipes in C. The Art of Scientific Computing*, Cambridge University Press, 2007.
170. L. Qi, L. Qian, S. Woodruff, D. Cartes, *Prony Analysis for Power System Transient Harmonics*, EU4RASIP Journal on Advances in Signal Processing, Vol. 2007, Article ID 48406, 12 pages.
171. S. Qian, *Time-Frequency and Wavelet Transforms*, Prentice Hall PTR, 2002.
172. J. B. Reddy, D. K. Mohanta, B. M. Karan, *Power System Disturbance Recognition Using Wavelet and S-Transform Techniques*, International Journal of Emerging Electric Power Systems, Vol. 1, issue 2, article 1007, 2004.
173. J. W. Resende, M. L. R. Chaves, C. Penna, *Identification of power disturbances using the MATLAB wavelet transform toolbox*, Proceedings of the International Conference on Power Systems Transients, Rio de Janeiro, Brasil, June 24-28, 2001.
174. D. A. Robinson, B. S. P. Perera, V. J. Gosbell, *Waveform generator for load susceptibility testing*, Proceedings of the Australian Universities Power Engineering Conference, September 3, Christchurch, New Zealand, 2003.
175. H. Saary, P. Koponen, E. Tahvanainen, T. Lindholm, *Remote Reading and Data Management System for KWh Meters with Power Quality Monitoring*, Proceedings of the 8th International Conference on Metering and Tariffs for Energy Supply, Brighton, Great Britain, July 3-5, 1996.
176. D. D. Sabin, T. E. Grebe, A. Sundaram, *Assessing Distribution System Transient Overvoltages due to Capacitor Switching*, Proceedings of the International Conference on Power System Transients, June 20-24, Budapest, Hungary, 1999.
177. S. A. Saleh, M. A. Rahman, *Innovative power system transient disturbances detection and classification using wavelet analysis*, Proceedings of the 3rd International Conference on Electrical & computer Engineering, December 28-30, Dhaka, Bangladesh, 2004.
178. M. E. Salem, A. Mahomed, O. S. Mei, *Real Time Power Quality Disturbance Analysis with the C6711 DSK and Matlab*, Proceedings of the 3rd Real-time Technology and Applications Symposium, December 5-6, Serdang, Malaysia, 2006.
179. C. Sankaran, *Power Quality*, CRC Press, 2002.

180. S. Santoso, E. J. Powers, W. M. Graddy, *Power Quality Disturbance Data Compression using Wavelet Transform Methods*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 12, No. 3, pp. 1250-1257, 1997.
181. R. Sasdeli, C. Muscas, L. Peretto, *A VI-Based Measurement System for Sharing the Customer and Supply Responsibility for Harmonic Distorsion*, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 47, No. 5, pp. 1335-1340, 1998.
182. D. Sayer, *Non-stop Monitoring*, The IEE Review, Vol. 45, No. 3, pp. 126-127, 1999.
183. J. Schlabach, D. Blume, T. Stephanblome, *Voltage Quality in Electrical Power System*, The Institution of Electrical Engineers, 2001.
184. C. Sharmeela, M. R. Mohan, G. Uma, J. Baskaran, *A Novel Classification Algorithm for Power Quality Disturbances using Wavelets*, American Journal of Applied Sciences, Vol. 3, No. 10, pp. 2049-2053, 2006.
185. C. C. Shen, C. N. Lu, *A Voltage Sag Index Considering Compatibility Between Equipment and Supply*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 22, No. 2, pp. 996-1002, 2007.
186. C. C. Shen, A. C. Wang, R. F. Chang and C. N. Lu, *Quantifying Disturbance Level of Voltage Sag Events*, Proceedings of the IEEE Power Engineering Society Summer Meeting, Vol. 3, pp. 2314-2318, June 12-16, 2005.
187. M. M. Simina, *Computing Wavelet Transform from Short Time Fourier Transform*, Scientific Bulletin of the "Politehnica" University of Timișoara, Trans. on Electronics and Telecommunications, Vol. 48(62), pp. 36-41, 2003.
188. V. W. Smith, P. J. Vial, V. J. Gosbell, B. S. P. Perera, *Database design for power quality survey*, Proceedings of the Australian Universities Power Engineering Conference, September 23-26, Perth, Australia, 2001.
189. S. A. Soliman, *Power systems harmonics and inter-harmonics identification: a power quality issue*, Technical Acoustics, Vol. 18, 2005.
190. C. Stanescu, S. Gal, S. Pispiris, P. Postolache, *The Power Quality Monitoring Systems in Romanian Power Grid*, CD-ROM Proceedings of the IEEE Bucharest PowerTech, 28 June – 2 July, București, 2009.
191. C. Stanescu, J. Widmer, C. Pispiris, *Power Quality Permanet Monitoring Systems in Romania*, Proceedings of the International Conference on Renewable Energies and Power Quality - ICREPQ, Santander, Spain, March 12-14, 2008.
192. M. Stephens, *PQ in Continuous Manufacturing*, Copper Development Association, 2007.
193. R. G. Stockwell, *A basis for efficient representation of the S-transform*, Digital Signal Processing, Vol. 17, No. 1, pp. 371-393, 2007.
194. S. Suja, J. Jovitha, *Power Signal Disturbance Classification Using Wavelet Based Neuronal Network*, Serbian Journal of Electrical Engineering, Vol. 4, No. 1, pp. 71-83, 2007.
195. M. Sushama, G. T. R. Das, *Detection and Classification of Voltage Sags Using Adaptive Decomposition and Wavelet Transform*, International Journal of Electrical and Power Engineering, Vol. 3, No. 1, pp. 50-58, 2008.
196. C. Ștefănescu, N. Ciupcea, *Sisteme inteligente de măsurare și control*, Editura Albastră, Cluj-Napoca, 2002.
197. K. K. Tan, C. Y. Soh, *Instrumentation on the Internet*, Engineering Science and Education Journal, Vol. 10, No. 2, pp.61-67, 2001.
198. R. H. G. Tan, *Numerical Model Framework of Power Quality Events*, European Journal of Scientific Research, Vol. 43, No. 1, pp. 30-47, 2010.

199. R. H. G. Tan, V. K. Ramachandaramurthy, *Performance Analysis of Wavelet Based Denoise System for Power Quality Disturbances*, CD-ROM Proceedings of the IEEE Bucharest PowerTech, 28 June – 2 July, București, 2009.
200. A. S. Tanenbaum, *Rețele de calculatoare*, Editura Computer Press AGORA, Târgu Mureș, 1998.
201. J. L. Tang, R. N. Xu, H. G. Chen, T. J. Shen, D. M. Li, *Virtual instrument for controlling and monitoring digitalized power supply in SSRF*, Nuclear Science and Techniques, Vol. 17, pp. 129-134, 2006.
202. Q. Tang, Z. Teng, S. Guo, Y. Wang, *Design of Power Quality Monitoring System Based on LabVIEW*, International Conference on Measuring Technology and Mechatronics Automation, April 11-12, 2009, China.
203. Y. Y. Tang, V. Wickerhauser, P. C. Yuen, C. H. Li, *Wavelet Analysis and Its Applications*, Springer, 2002.
204. R. Targosz, J. Manson, *Pan European LPQI Power Quality Survey*, Proceedings of the 19th International Conference on Electricity Distribution, May 21-24, 2007, Vienne.
205. A. Teke, M. E. Meral, M. Tumay, *Evaluation of Available Power Quality Disturbanve Generator for Testing of Power Quality Mitigation Devices*, International Journal of Sciences and Techniques of Automatic control & computer engineering, pp. 624-635, December 2008.
206. V. Tiponuş, C. D. Căleanu, *Rețele neuronale: arhitecturi și algoritmi*, Editura Politehnica, Timișoara, 2002.
207. L. Toma, *Metode și algoritmi de estimare spectrală*, Editura Politehnica, Timișoara, 2000.
208. H. Torres, L. E. Gallego, G. Cajamarca, D. Urrutia, A. Pavas, *A Methodological Proposal for Monitoring, Analyzing and the Estimating Power Quality Indexes: the Case of Bogota*, Revista Colombiana de Tecnologias de Avanzada, Vol. 1, No. 9, pp. 103-111, 2007.
209. F. Truchetet, O. Laligant, *Wavelets in Industrial Applications: a Review*, Proceedings of the International Society for Optical Engineering, Vol. 5607, No. 1, pp. 1-14, 2004.
210. V. A. Tukhas, S. A. Eintrop, S. V. Pozhidaev, *The Regional System of Monitoring Power Quality Parameters in Real Time*, Electrical Power Quality and Utilisation Magazine, Vol. 1, No. 2, pp. 79-84, 2005.
211. N. S. Tunaboylu, A. Unsal, *Basic Analysis Tool for Power Transient Waveforms*, Proceedings of the 3rd International Conference on Electrical and Electronics Engineering, December 3-7, Bursa, Turkey, 2003.
212. T. D. Unruh, *Application Techniques for Power Quality Monitoring*, Proceedings of the Transmission and Distribution Conference and Exposition, April 21-24, Chicago, U.S.A., 2008.
213. F. Vatră, A. Poida, C. Stănescu, *Data System for The Monitoring of Power Quality in The Transmission Substations Supplying Big Consumers*, Proceedings of the 9th Electrical Power Quality and Utilization, October 9-11, Barcelona, Spain, 2007.
214. M. V. Wickerhauser, *Adapted Wavelet Analysis from Theory to Software*, A K Peters, 1994.
215. J. Wang, S. Chen, T. T. Lie, *A systematic approach for evaluating economic impact of voltage dips*, Electric Power Systems Research, Vol. 77, pp. 145-154, 2007.
216. J. Wang, S. Chen, T. T. Lie, *System Voltage Sag Performance Estimation*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 20, No. 2, pp. 1738-1747, 2005.

217. M. Wang, P. Ochenkowski, A. Mamishev, *Classification of power quality disturbance using time-frequency ambiguity plane and neural networks*, Proceedings of the IEEE Power Engineering Society Summer Meeting, Vol. 2, pp. 1246-1251, July 2001.
218. M. Wang, A. V. Mamishev, *A New Signal Processing Based Solution for PQ Disturbance Classification*, Proceedings of the PQA 2002 North America Conference, Portland, U. S. A., June 10-12, 2002.
219. M. Wang, A. V. Mamishev, *Clasification of Power Quality Events Using Optimal Time-Frequency Representation-Part 1: Theory*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 19, No. 3, pp. 1488-1495, 2004.
220. M. Wang, A. V. Mamishev, *Clasification of Power Quality Events Using Optimal Time-Frequency Representation-Part 2: Application*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 19, No. 3, pp. 1496-1503, 2004.
221. M. Wang, G. I. Rowe, A. V. Mamishev, *Real-Time Power Quality Waveform Recognition with a Programmable Digital Signal Processor*, Proceedings of the IEEE Power Engineering Society Summer Meeting, Vol. 2, pp. 1268-1273, July 2003.
222. F. Wolf, U. Piepmeier, *Monitoring the Voltage Quality using PQI-D Power Quality Interfaces*, Electrical Engineering and Automation Journal, Vol. 3, pp. 1-8, 2005.
223. D. J. Won, S. J. Ahu, S. I. Moon, *A Modified Sag Characterization Using Voltage Tolerance Curve for Power Quality Diagnosis*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 20, No. 4, pp. 2638-2643, 2005.
224. D. J. Wong, I. Y. Chung, J. M. Kim, S. I. Moon, J. C. Seo, J. W. Choe, *Development of Power Quality Monitoring System with Central Processing Scheme*, Proceedings of the IEEE Power Engineering Society Summer Meeting, Vol. 2, pp. 915-919, July 21-25, 2002.
225. J. Xargayo, J. Melendez, J. Colomer, *Analysis strategy based on wavelet decomposition for classification of voltage sags*, Proceedings of the International Conference on Renewable Energies and Power Quality, Barcelona, Spain, 31 March - 2 April, 2004.
226. X. Xiangning, T. Shun, B. Tianshu, X. Yonghai, *Study on Distribution Reliability Considering Voltage Sag and Acceptance Indices*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 22, No. 2, pp. 1003-1007, 2007.
227. X. Yang, M. Kratz, *Power System Flicker Analysis and Numeric Flicker Meter Emulation*, Proceedings of the PowerTech 2007, June 1-5, Lausanne, Switzerland, 2007.
228. T. Yebra, V. Fuster, *Energy Quality in Voltage, Current and Power Signals*, Proceedings of the International Conference on Renewable Energies and Power Quality ICREPQ'08, March 12-14, Santander, Spain, 2008.
229. A. S. Yilmaz, A. Subasi, M. Bayrak, V. M. Karsli, E. Ercelebi, *Application of lifting based wavelet transform to characterize power quality events*, Energy Conversion & Management, Vol. 48, pp.112-123, 2007.
230. R. Zaciuc, *Prelucrarea digitală a semnalelor*, Editura Albatros, 2002.
231. F. Zhao, R. Yang, *Power-Quality Disturbance Recognition Using S-Transform*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 22, No. 2, pp. 944-950, 2007.
232. W. Zhaojia, W. Yingtao, *PMU-based Wide Area Monitoring in Power System*, Proceedings of the Power System and Communications Infrastructures for the Future, September 2002, Beijing, China.
233. * * *, *Instrumentation Newsletter*, National Instruments, Second Quarter 2004.
234. * * *, *LabVIEW User Manual*, National Instruments.

190 Bibliografie

235. * * *, *Using LAN in Test Systems: Network Configuration*, Agilent, 2004.
236. * * *, *Using LAN in Test Systems: The Basics*, Agilent, 2004.
237. * * *, *The Measurement and Automation Catalog*, National Instruments, 2004.
238. * * *, *Power Quality Standards for Electric Service*, Entergy Mississippi, 2008.
239. * * *, *Wavelet Toolbox*, MathWorks, 2001.
240. www.acero.ro.
241. www.actrus.ro.
242. www.bchydro.com.
243. www.cda.org.uk.
244. www.ce-mag.com.
245. www.dranetz-bmi.com.
246. www.emclab.umr.edu.
247. www.mathworks.com.
248. www.ni.com.
249. www.rfsafe.com.
250. www.teal.com.
251. <http://setis.ee.tuiasi.ro>.
252. <http://wireless.ictp.trieste.it>.

ANEXA 1. PROGRAME REPREZENTATIVE IMPLEMENTATE ÎN MATLAB

A 1.1. **masurare_tcr.m** – funcție pentru măsurarea timpului de creștere al frontului crescător sau descrescător al unui impuls biexponențial.

```
% Calculare timp de crestere front crescator/descrescator
```

```
% front - vector esantioane front
```

```
% t - vector momente de timp
```

```
% tip - 0 pentru crescator sau 1 pentru descrescator
```

```
%
```

```
% Autor: Gabriel Gasparesc
```

```
function Tcr = masurare_tcr(front,t,tip)
```

```
maxim=max(front);
```

```
%valoarea 10% din varf si valoarea 90% din varf
```

```
V10=0.1*maxim;
```

```
V90=0.9*maxim;
```

```
%-determinare pozitie V10, V90
```

```
pozV10=0;
```

```
pozV90=0;
```

```
NrEd=length(front);
```

```
for i=1:NrEd-1
```

```
    if tip==0
```

```
        if (front(i)<=V10)&(front(i+1)>V10)
```

```
            pozV10=i;
```

```
        end
```

```
        if (front(i)<=V90)&(front(i+1)>V90)
```

```
            pozV90=i;
```

```
        end
```

```
    else
```

```
        if (front(i)>=V10)&(front(i+1)<V10)
```

```
            pozV10=i;
```

```
        end
```

```
        if (front(i)>=V90)&(front(i+1)<V90)
```

```
            pozV90=i;
```

```
        end
```

```
    end
```

```
end
```

```
%-timpul de crestere
```

```
Tcr=abs(t(pozV10)-t(pozV90));
```

A 1.2. **G_fr_exp_tcra_trs.m** – program pentru generarea unui front exponențial cu timp de creștere ajustabil și translatarea domeniului acestuia.

```
%-Generarea unui front exponential cu timp de crestere ajustabil
```

```
clear
```

```
clc
```



```
close all
%-durata [s]
D=0.1
%-frecventa de esantionare [Hz]
fe=2000;
Te=1/fe;
%-generare vector timp
pas=Te;
t2=0:pas:D;
%-generare front exponential initial
a1=-1000;
front2=exp(a1*t2);
figure(1)
plot(t2,front2)
xlabel('timp [s]')
ylabel('amp')
grid on
%-determinare Tcr initial
Tcr_i=masurare_tcr(front2,t2,1)
%-timpul de crestere nou [s]
Tcr_n=0.04
%-calcul eroare initiala Tcr
er_i=Tcr_n-Tcr_i
er=er_i;
%-pas
p=2;
%-contor
contor=20;
k=0;
%-limita de 5% pentru eroare
lim=er_i/20
while (k<=contor)&(abs(er)>lim)
    a1=a1/p;
    if Tcr_i>Tcr_n
        a1=2*a1;
        p=1.5;
    end
    %-noul front
    exp1=exp(a1*t2);
    Tcr_i=masurare_tcr(exp1,t2,1)
    er1=abs(Tcr_n-Tcr_i);
    if er1<er
        %-a1 final
        a1_f=a1;
        %-Tcr final
        Tcr_f=Tcr_i;
        er=er1;
    end
    k=k+1;
end
exp_f=exp(a1_f*t2);
```

```
figure(3)
plot(t2,exp_f)
xlabel('timp [s]')
ylabel('amp')
grid on
%-Translatare
A1=1;
A2=0.65;
val=A1-A2;
exp_f(1,1:end)=exp_f(1,1:end)*val;
figure(4)
plot(t2,exp_f)
grid on
exp_f(1,1:end)=exp_f(1,1:end)+(A1-val);
figure(5)
plot(t2,exp_f)
grid on
```

ANEXA 2. SECVENȚE DE PROGRAM REPREZENTATIVE IMPLEMENTATE ÎN LABVIEW

A 2.1. Secvența pentru afișarea informațiilor despre dată și timp folosind un anumit format de afișare specificat (ziua, luna, an, oră, minute, secunde cu 3 zecimale). Aceste informații sunt utile la stabilirea momentului apariției unei perturbații și sunt salvate într-un fișier împreună cu eșantioanele achiziționate.

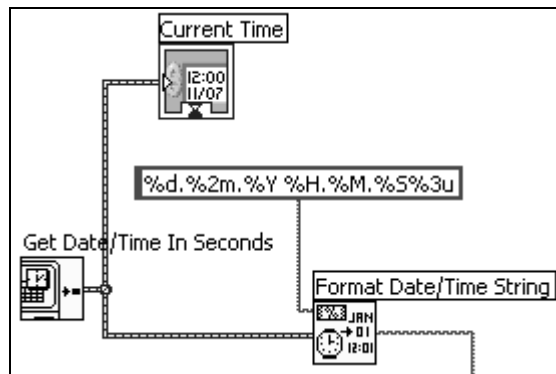


Fig. A2.1. Afișare dată

A 2.2. Secvența pentru descompunerea wavelet a unui semnal, prin care se obține un vector conținând coeficienții descompunerii. Extragerea coeficienților din vector este precedată de calcularea indexilor corespunzători eșantioanelor fiecărui coeficient.

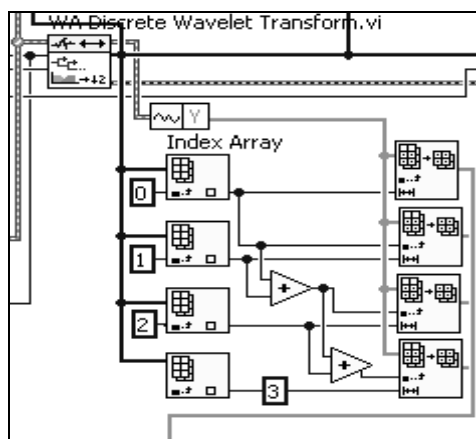


Fig. A2.2. Descompunere wavelet

A 2.3 Subinstrument virtual pentru generarea tipurilor de perturbații care afectează calitatea alimentării. Sunt utilizate două bucle, prima pentru a se obține perturbația dorită pe baza valorilor parametrilor citite de pe panoul frontal al instrumentului și a doua pentru a se adăuga zgomot alb.

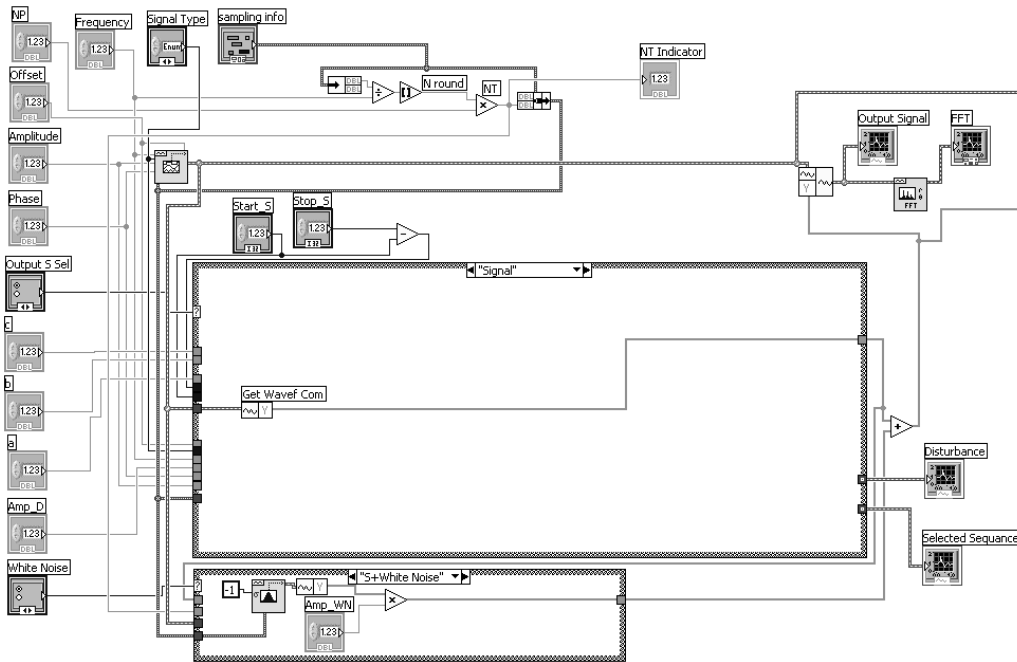


Fig. A2.3. Generator de perturbații