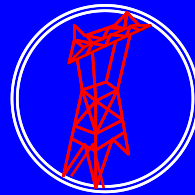
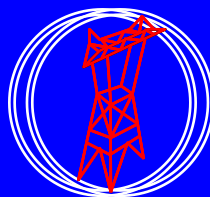


Radu-Adrian TÎRNOVAN



**PROTECȚII DIGITALE ÎN SISTEMELE
ELECTROENERGETICE**



**Editura U.T.PRESS
CLUJ-NAPOCA, 2019
ISBN 978-606-737-370-7**

Radu-Adrian TÎRNOVAN

**PROTECȚII DIGITALE ÎN SISTEMELE
ELECTROENERGETICE**



U.T. PRESS

CLUJ-NAPOCA, 2019

ISBN 978-606-737-370-7



Editura U.T.PRESS
Str.Observatorului nr. 34
C.P.42, O.P. 2, 400775 Cluj-Napoca
Tel.:0264-401.999
e-mail: utpress@biblio.utcluj.ro
<http://biblioteca.utcluj.ro/editura>

Director: Ing. Călin D. Câmpean

Recenzia: Prof.dr.ing. Silviu Darie
Prof.dr.ing. Ioan Vădan

Copyright © 2019 Editura U.T.PRESS

Reproducerea integrală sau parțială a textului sau ilustrațiilor din această carte este posibilă numai cu acordul prealabil scris al editurii U.T.PRESS.

ISBN 978-606-737-370-7

Prefață

Lucrarea de față se adresează studenților de la profilul Electric, cât și tuturor celor interesați în lărgirea și aprofundarea cunoștințelor privind Protecțiile în Sistemele Electroenergetice moderne. Disciplina Protecții Digitale în Sistemele Electroenergetice (PDE) este prevăzută în programa analitică de la masterat, specializarea Managementul Sistemelor Electronergetice Moderne. De asemenea, la nivel de licență studenții anului IV, de la specializarea Electroenergetică, parcurg disciplina de Protecții prin rele.

Disciplina are rolul de a familiariza pe viitorii ingineri din domeniul Ingineriei electrice cu noțiunile și tehnicile privind protecțiile din sistemele electroenergetice, ajutându-i să-și plaseze domeniul de specializare în cadrul mai larg al Electroenergeticii.

Deoarece problematica Protecției Sistemelor Electroenergetice acoperă un domeniu foarte larg, lucrarea de față și-a propus realizarea unei sinteze care să puncteze aspecte principale din acest domeniu cu precădere legate de tehnologiile actuale, moderne, de realizare a sistemelor de protecție.

În esență lucrarea este structurată în șase capitole. La finalul fiecărui capitol este prezentată o bibliografie care să permită studentului să aprofundeze problemele abordate în această lucrare.

Însușirea elementelor prezentate în acest material presupune, pe lângă o pregătire de bază în domeniul electric și asimilarea în prealabil a unor cunoștințe specifice unor domenii cum ar fi: Producerea, Transportul și Distribuția Energiei Electrice, Rețele electrice, Protecții și Automatizări în Sistemele Electroenergetice, Prelucrarea semnalelor, Calculatoare de proces.

CUPRINS

1. EVOLUȚIA PROTECȚIILOR PRIN RELEE DIN SISTEMELE ELECTROENERGETICE	1
1.1. GENERALITĂȚI	1
1.2. SCURT ISTORIC PRIVIND PROTECȚIILE PRIN RELEE	2
1.3. TIPURI CONSTRUCTIVE DE RELEE DE PROTECTIE	3
1.3.1 Relee electromecanice	4
1.3.1.1 Relee electromagnetice	4
1.3.1.2. Relee electromagnetice polarizate	6
1.3.1.3. Relee magnetoelctrice	8
1.3.1.4. Relee electrodinamice	10
1.3.1.5. Relee de inducție	11
1.3.2. Relee statice	15
1.3.2.1. Detectoare de nivel	15
1.3.2.2. Circuite electronice cu rol de temporizare	16
1.3.2.3. Releu electronic cu temporizare la acționare	17
1.3.2.4. Releu electronic cu temporizare la revenire	18
1.3.2.5. Releu electronic temporizat de curent sau tensiune	19
1.3.3. Relee digitale	19
1.3.4. Relee numerice	20
BIBLIOGRAFIE	22
2. PRINCIPII DE PROTECȚIE ÎN SISTEMELE ELECTROENERGETICE	23
2.1. CLASIFICAREA SISTEMELOR DE PROTECTIE	23
2.2. CERINȚE IMPUSE SISTEMELOR DE PROTECȚIE	24
2.3. PRINCIPIUL PROTECȚIILOR DE CURENT	24
2.3.1 Principiul protecției maxime de curent instantanee (cu secționare)	25
2.3.2. Principiul protecției maxime de curent temporizată	27
2.3.2.1. Secționarea de curent temporizată	27
2.3.2.2. Protecția maximală de curent temporizată cu caracteristică independentă	28
2.3.2.3. Protecția maximală de curent temporizată cu caracteristică dependentă (inversă)	30
2.3.3. Principiul protecțiilor de curent de secvență	34
2.3.3.1. Protecția de curent de secvență zero (homopolară)	34
2.3.3.2. Protecția de curent de secvență negativă (inversă)	36
2.3.4. Principiul protecției maxime de curent direcțională	37
2.3.4.1. Principiul protecției maxime de curent direcțională cu secționare	37
2.3.4.2. Protecția maximală de curent direcțională temporizată	37
2.4. PRINCIPIUL PROTECȚIILOR DE TENSIUNE	38
2.4.1. Protecția de minimă tensiune	39
2.4.2. Protecția maximală de tensiune	39
2.5. PROTECȚII DIFERENȚIALE	40
2.5.1. Principiul protecției diferențială longitudinală	40
2.5.2. Protecția diferențială transversală	42

2.6. PROTECȚII DE DISTANȚĂ (IMPEDANȚĂ)	43
2.6.1. Principiul protecției de distanță	43
2.6.2. Caracteristicile de protecție ale releelor de distanță	44
2.6.3. Influența arcului electric la locul de scurtcircuit asupra funcționării releelor de distanță	53
2.6.4. Comportarea protecției de distanță la suprasarcini	54
2.6.5. Comportarea protecțiilor de distanță în cazul pendulărilor în sistem	55
2.6.6. Reglajul protecțiilor de distanță	55
2.6.6.1. Zonarea protecțiilor de distanță	56
2.6.6.2. Calculul parametrilor de reglaj ai protecțiilor de distanță	58
2.6.6.3. Reglajul elementelor de pornire	60
2.6.6.4. Setarea elementelor de măsurare în cazul protecției de distanță	61
BIBLIOGRAFIE	62
3. LOCALIZAREA DEFECTELOR ÎN REȚELELE ELECTRICE	63
3.1. ELEMENTE GENERALE PRIVIND LOCALIZAREA DEFECTELOR ÎN REȚELELE ELECTRICE	63
3.2. METODE BAZATE PE DETERMINAREA IMPEDANȚEI	68
3.2.1. Algoritmi cu măsurare la un singur capăt (terminal)	69
3.2.1.1. Metoda reactanței simple	72
3.2.1.2. Metoda Takagi	72
3.2.1.3. Tehnica Takagi modificată	73
3.2.1.4. Metoda Novosel et al.	73
3.2.1.5. Metoda Das ș.a.	74
3.2.1.6. Metoda Saha ș.a.	77
3.2.1.7. Alte metode de localizare a defectelor cu măsurare la un singur terminal	79
3.2.2. Metode cu două terminale (cu măsurători la două capete)	80
3.2.2.1. Metode de localizare a defectelor bazate pe impedanță cu măsurare sincronă la două capete	80
3.2.2.2. Metode de localizare a defectelor bazate pe impedanță cu măsurare asincronă la două capete	81
3.2.2.3. Tehnici de localizare a defectelor, cu măsurare la două terminale, care utilizează seturi incomplete de măsurători	82
3.3. METODE BAZATE PE UNDE PROGRESIVE/TRANZITORII (“TRAVELLING WAVE METHODS - TW”)	85
3.3.1. Elemente generale privind metodele TW de localizare a defectelor	85
3.3.2. Unde progresive/tranzitorii	88
3.3.3. Metode de estimare a distanței până la locul de defect bazate pe TW	90
3.3.3.1. Locator de defect de tip A	90
3.3.3.2. Locator de defect de tip B	91
3.3.3.3. Locator de defect de tip C	91
3.3.3.4. Locatoare de defect de tip D	92
3.3.3.5. Locatoare de defect de tip E	93
3.3.4. Componenta sistemelor de măsurare din structura locatoarelor de defect bazate pe unde progresive (tranzitorii)	94
3.4. TEHNICI DE LOCALIZARE A DEFECTELOR BAZATE PE INTELIGENȚĂ ARTIFICIALĂ	94
3.4.1. Metode de localizare a defectelor cu rețele neuronale artificiale	95
3.4.2. Tehnici de localizare a defectelor care utilizează algoritmi de tip Support Vector Machine (SVM)	98

3.4.3. Metode de localizare a defectelor care utilizează logica Fuzzy	101
3.4.4. Metode de localizare a defectelor bazate pe algoritmi genetici	103
3.4.5. Utilizarea algoritmului de coincidență/corespondență în tehnici de localizare a defectelor (“Matching Approach”)	105
BIBLIOGRAFIE	106
4. ARHITECTURA RELEELOR DIGITALE. BAZELE PROCESĂRII SEMNALELOR DIGITALE	109
4.1. GENERALITĂȚI	109
4.2. ARHITECTURA RELEELOR DIGITALE	109
4.3. SISTEMUL DE INTERFAȚARE CU PROCESUL	112
4.4. INTRĂRI/IEȘIRI DIGITALE (NUMERICE)	114
4.4.1. Intrări digitale (IN)	114
4.4.2. Ieșiri digitale (EN)	117
4.5. Intrări/ieșiri de tip analogic	119
4.5.1. Generalități privind cuantificarea (digitizarea) semnalelor analogice	119
4.5.2. Principiul multiplexării în timp a semnalelor	120
4.5.3. Circuite de eșantionare/memorare (CEM)	121
4.5.3.1. Funcționarea unui CEM	121
4.5.3.2. Modelul temporal al semnalului eșantionat	124
4.5.3.3. Modelul frecvențial al semnalului eșantionat. Teorema lui Shannon	125
4.5.3.4. Tipuri constructive de CEM	127
4.5.4. Circuite de conversie analogică/numerică	129
4.5.4.1. Cuantificarea semnalului (digitizarea)	129
4.5.4.2. Convertoare analog-numeric (CAN)	130
4.5.4.3. Ansamblul CEM – CAN	136
4.5.5. Circuite de conversie numerică/analogică	137
4.5.5.1. CNA cu rezistențe ponderate	137
4.5.5.2. CNA cu rețea de rezistențe R-2R	138
BIBLIOGRAFIE	139
5. ALGORITMI DE PRELUCRARE NUMERICĂ CARACTERISTICI RELEELOR DIGITALE	140
5.1. ALGORITMI BAZAȚI PE UNDE SINUSOIDALE NEDEFORMATE	140
5.1.1. Algoritmul Mann – Morrison	141
5.1.2. Algoritmul celor trei eșantioane	143
5.1.3. Algoritmul Gilcrest - Rockefeller – Udren	145
5.1.4. Algoritmul Gilbert-Shovlin	148
5.1.5. Metoda celor două eșantioane (algoritmul Makino-Miki)	148
5.1.6. Alte metode de determinare a amplitudinii și fazei aplicabile unor semnale sinusoidale	150
5.2. TRANSFORMATĂ FOURIER DISCRETĂ (TFD)	153
5.2.1. Recapitulativ la transformata Fourier	153
5.2.2. Transformata Fourier discretă TFD	154
5.2.2.1. Definierea transformatei Fourier discretă	154
5.2.2.2. Calculul transformatei Fourier discrete	157
5.3. TRANSFORMATĂ FOURIER RAPIDĂ (TFR)	158
5.4. ALGORITMUL GOERTZEL	159
5.5. CALCULUL PARAMETRILOR SEMNALELOR UTILIZÂND TRANSFORMATĂ FOURIER DISCRETĂ	161

5.5.1. Determinarea valorii efective și a fazei	161
5.5.2. Determinarea valorii maxime	162
5.5.3. Calculul frecvenței	162
5.5.4. Calculul puterii active și reactive	162
BIBLIOGRAFIE	163
6. SINCROFAZORI	164
6.1. ASPECTE GENERALE	164
6.2. DEFINIREA SINCROFAZORILOR	165
6.3. RAPORTAREA SINCROFAZORILOR	169
6.4. CRITERII DE PERFORMANȚĂ PENTRU SINCROFAZORI	170
6.5. EFECTELE DEVIAȚIEI DE FRECVENȚĂ ASUPRA ESTIMĂRII CLASICE A FAZORILOR	170
6.6. ARHITECTURA SISTEMELOR CU PMU	172
6.7. APLICAȚII ALE SINCROFAZORILOR ÎN SISTEMELE DE PROTECȚIE PRIN RELEE DIN SISTEMELE ELECTROENERGETICE	174
6.7.1. Elemente generale privind oportunitatea utilizării sincrofazorilor în sistemele de protecție ale SEE	175
6.7.2. Scheme de protecție a elementelor de sistem	178
6.7.2.1. <i>Aplicarea PMU în cazul protecțiilor de distanță</i>	178
6.7.2.2. <i>Aplicarea PMU în cazul protecțiilor diferențiale ale liniilor</i>	180
6.7.2.3. <i>Aplicarea PMU în scheme cu transfer de declanșare (“trip transfer schemes”)</i>	180
6.7.3. Scheme de protecție a sistemului (rețelei)	181
6.7.3.1. <i>Protecția la ieșirea din sincronism a generatoarelor</i>	181
6.7.3.2. <i>Estimarea impedanței liniilor de transport</i>	185
6.7.3.3. <i>Protecția la instabilitatea oscilatorie</i>	186
6.7.3.4. <i>Protecția microrețelelor</i>	187
6.8. MONITORIZĂRI DIN SISTEMELE ELECTROENERGETICE ÎN CONEXIUNE CU SISTEMELE DE PROTECȚII	187
6.8.1. Monitorizarea tensiunii de revenire întârziată	187
6.8.2. Monitorizarea funcționării sincrone a generatoarelor	187
6.9. OBSTACOLE ÎN UTILIZAREA SINCROFAZORILOR ÎN SISTEMELE DE PROTECȚIE	188
6.9.1 Calitatea semnalului sincrofazor	188
6.9.2. Întârzierea semnalelor - latența semnalelor sincrofazor	188
6.9.3. Securitatea semnalului - pierderea sincronizării cu timpul GPS	189
BIBLIOGRAFIE	189

1. EVOLUȚIA PROTECȚIILOR PRIN RELEE DIN SISTEMELE ELECTROENERGETICE

1.1. GENERALITĂȚI

Un releu de protecție, sau o protecție cu relee, poate fi tratat/tratată ca o cutie neagră (Fig.1.1), care realizează o anumită funcție, ținând cont de mărimile de intrare (mărimi electrice din sistem – curenți, tensiuni – preluate prin traductoare, transformatoare de măsură) în anumite condiții (cu anumite restricții). Rezultatele obținute în urma evaluării funcției implementate sunt cuantificate prin modificarea ieșirilor.

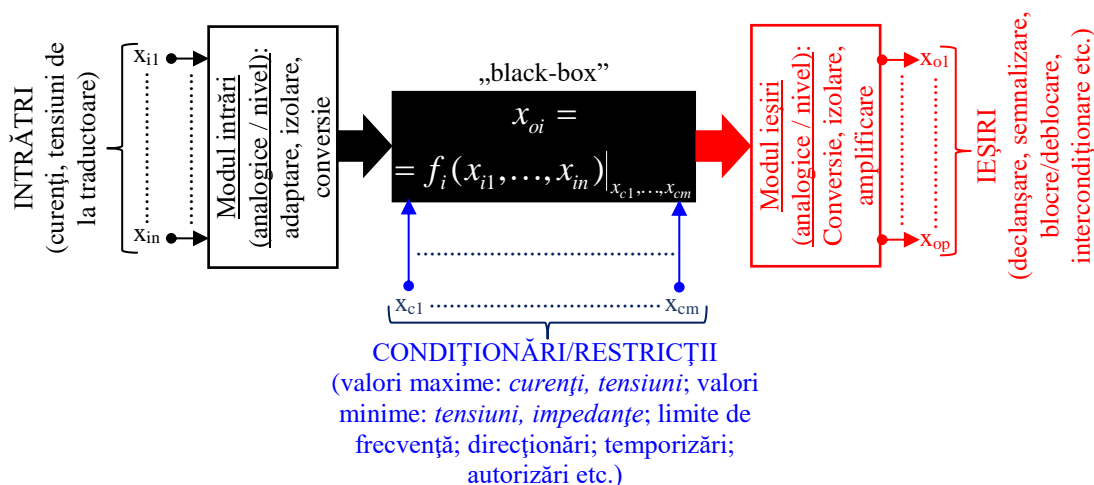


Fig.1.1 Schemă bloc funcțională pentru un releu de protecție.

O prezentare a evoluției protecțiilor prin relee - în concordanță cu cerințele impuse acestora în contextul dezvoltării tehnologie la momentul respectiv - este necesară și benefică pentru o mai bună înțelegere a noilor direcții în dezvoltarea acestora. În acest context, în figura 1.2 se prezintă condensat principalele elemente definitorii ale evoluției protecțiilor prin relee.

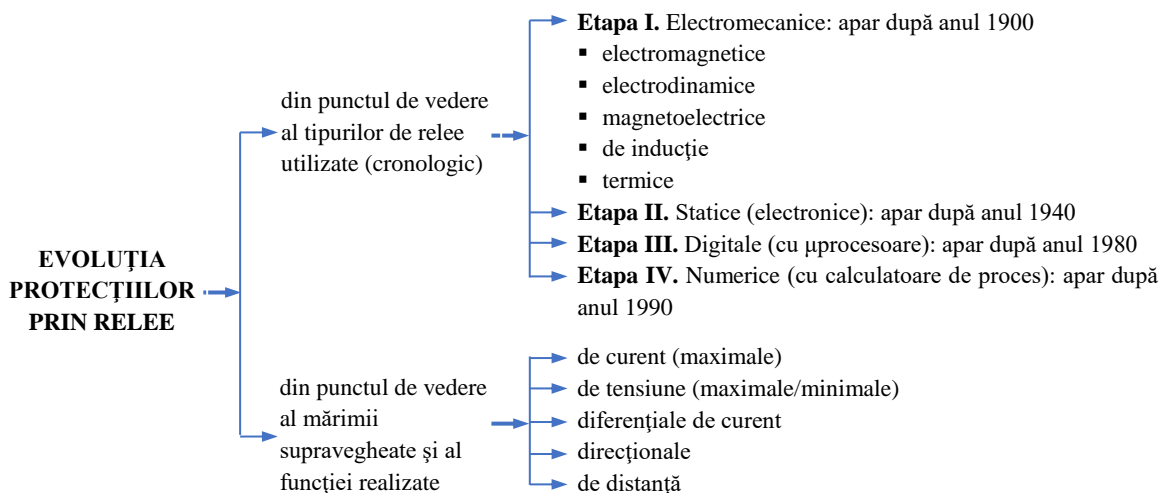


Fig.1.2 Principalele elemente definitorii ale evoluției protecțiilor prin relee.

1.2. SCURT ISTORIC PRIVIND PROTECȚIILE PRIN RELEE

Protecțiile prin relee sunt parte integrantă a automatizărilor din sistemul electroenergetic. O cercetare istorică pune în evidență faptul că începuturile automatizărilor pot fi plasate undeva în antichitate [1], când s-au realizat clepsidrele pentru măsurarea timpului. Introducerea automatelor în procesul de producție începe în secolul al XVIII-lea.

Pot fi puse în evidență câteva date mai importante în evoluția automatizărilor/protecțiilor legate de realizări semnificative:

- 1765 – *Polzunov* realizează în Rusia primul regulator automat de nivel cu plutitor [1];
- 1784 – *J. Watt* construiește în Anglia regulatorul de viteză centrifugal [1];
- *La mijlocul secolului al XIX-lea* apar sisteme automate pe principiul compensării (principiul lui *Poncelet*) utilizat la reglarea excitației unui generator sincron [1];
- 1895 – *este anul în care apar primele încercări* de utilizare în scopuri de protecție a releelor electromagnetice de curent cu acțiune directă, instalate direct pe întreruptoare [1];
- *Începutul secolului XX* – în SUA apar primele instalații telemecanice folosite la comanda centralizată a stațiilor de tracțiune [1];
- *După anul 1900 se construiesc primele relee de protecție*, deci apariția releelor de protecție a avut loc cu mai bine de un secol în urmă:
 - ✓ după unii autori primul releu de protecție, de tip releu maximal de curent, a fost produs în anul 1902 [2, 3];
 - ✓ alți autori consideră anul 1905 ca fiind anul în care apare primul releu de protecție [4,5];
 - ✓ după anul 1905, apare conceptul de protecție diferențială dezvoltat folosind conductoare pentru transmiterea informației de la un capăt la celălalt capăt al liniei [3], în timp ce alți autori marchează anul 1908 ca fiind anul în care se propune principiul protecției diferențiale de curent, bazat pe compararea curenților de la capetele zonei protejate [1];
 - ✓ în anul 1909, apar releele maximale de curent cu caracteristică inversă, realizate ca relee de inducție [2];
 - ✓ în jurul anului 1909 apare conceptul discriminării în direcție a defectelor (principiul protecției direcționale) [3];
 - ✓ în anul 1910 începe aplicarea protecțiilor direcționale în rețelele electrice. În același timp demarează și încercările de realizare a protecțiilor bazate pe compararea raportului tensiunilor și curenților [1];
 - ✓ 1920 – marchează apariția protecțiilor de distanță [1];
 - ✓ 1923 – apar primele încercări de realizare a protecțiilor direcționale prin înaltă frecvență, folosind transmiterea semnalului de înaltă frecvență prin conductoarele liniei protejate [1];
 - ✓ în 1923, apare releul de distanță realizat sub formă de releu de impedanță. Ceva mai târziu apare releul de distanță „mho”, realizat ca un releu de inducție cu echipajul mobil sub formă de pahar, având o precizie foarte bună [3];
 - ✓ începând cu anul 1939 se dezvoltă releele polarizate având o precizie și o sensibilitate mult mai bune decât variantele anterioare [2];
- *Toate releele dezvoltate până în anii 1940* erau relee electromecanice:
 - ✓ în perioada 1925-1950 apar regulatoarele electronice [1];
 - ✓ odată cu începutul anilor 1940 apar și preocupări privind dezvoltarea releelor utilizând dispozitive electronice, relee cunoscute sub denumirea de relee statice [2];
 - ✓ în anul 1955 apar primele protecții electronice;
 - ✓ anul 1959 marchează realizarea primei scheme de protecție complet electronică, fără elemente de protecție cu contacte;
 - ✓ primele relee statice au fost realizate cu tuburi electronice, durata de viață relativ scurtă fiind principalul dezavantaj față de releele electromagnetice. Apariția tranzistorului a condus la dezvoltarea inclusiv a unor scheme diferite de protecții de distanță. Utilizarea

tranzistoarelor a permis dezvoltarea unor noi concepte de protecție pentru această perioadă, permițând realizarea de circuite comparatoare de fază, comparatoare de amplitudine, comparatoare de valori medii și efective etc. [3];

- ✓ principalul avantaj al acestor rele era reprezentat de inexistența pieselor în mișcare. Totodată viteza de operare a acestor rele este cu mult mai mare decât a celor electromecanice, timpul lor de resetare fiind mai mic decât timpul de resetare al releelor de protecție electromecanice;
- ✓ un alt avantaj important constă în posibilitatea efectuării unor reglaje cu mult mai precise decât în cazul releelor electromecanice, respectiv o creștere importantă a sensibilității [2];
- În perioada de „vârf” a utilizării releelor statice apar și primele preocupări privind o nouă generație de rele și anume a releelor digitale:
 - ✓ sfârșitul anilor 1960 corespunde primelor cercetări privind utilizarea computerelor digitale și a microprocesoarelor în scopul realizării unor rele de protecție [6];
 - ✓ primele propuneri substanțiale pentru utilizarea computerelor digitale provenind de la Rockefeller în 1969 [7] urmate la scurt timp de o serie de publicații pe acest subiect;
 - ✓ primele rele bazate pe microprocesoare oferite ca dispozitive comerciale apar doar în 1979 [8]. Au fost propuse diferite tehnici și algoritmi pentru a obține viteze cât mai mari de răspuns pentru a asigura lichidarea cât mai rapidă a defectelor;
 - ✓ la sfârșitul anilor 1980 au apărut pe piață rele digitale cu funcții multiple reducând drastic costul instalațiilor de protecție [2];
 - ✓ 1980 – realizarea primelor protecții cu microprocesoare [1];
 - ✓ 1981 – realizarea primelor protecții ale liniilor cu microprocesoare [1];
 - ✓ 1985 – introducerea protecțiilor cu microprocesor pentru motoarele electrice [1];
 - ✓ 1986 – utilizarea fibrelor optice pentru realizarea protecțiilor diferențiale ale liniilor electrice [1];
 - ✓ în 1988, Virginia Tech dezvoltă primul prototip de releu care utilizează o unitate de măsură a fazorilor (PMU - Phasor Measurement Unit) [3]. Această tehnică permite măsurarea, pe lângă amplitudinea mărimilor electrice, și a unghiurilor de fază putând oferi informații suplimentare care pot fi utilizate pentru a îmbunătăți logica funcțională a releelor de protecție;
 - ✓ 1989 – apariția protecțiilor numerice ale liniilor electrice (LZ316) [1];
 - ✓ în anii 1990, noțiunea de sistem integrat de protecție și control devine foarte populară beneficiind de avantajele tehnologiei cu microprocesoare. Astfel de rele numerice integrează, pe lângă funcții de protecție și alte funcții: de monitorizare a contactelor întrerupătoarelor, de control, de înregistrare a evenimentelor, de analiză a formelor de undă, de autotestare, de comunicare etc. Releele numerice pot să stocheze mai multe seturi de parametri de protecție, ceea ce permite schimbarea comportamentului releului pe durata protejării echipamentului la care este atașat. Una dintre cele mai atractive caracteristici a acestor rele numerice este capacitatea de comunicare care oferă noi direcții și posibilități pentru realizarea protecțiilor și dezvoltarea aplicațiilor care le apelează.

1.3. TIPURI CONSTRUCTIVE DE RELEE DE PROTECȚIE

Releele de protecție pot fi clasificate după mai multe criterii, cum ar fi:

1) *Principiul de construcție și funcționare:*

- rele electromagnetice;
- rele electrodinamice;
- rele magnetoelectrice;
- rele de inducție;
- rele magnetice (cu circuite magnetice saturabile sau cu amplificatoare magnetice);
- rele electrotermice;

- rele electronice;
- rele de gaze;
- 2) Parametrul (de natură electrică, termică etc.) supravegheat:
 - **rele de curent** – acționează la depășirea unei limite stabilite pentru curentul din circuitul protejat;
 - **rele de tensiune** – acționează la depășirea unor limite stabilite (maxime/crescătoare sau minime/descrescătoare) pentru tensiunea din circuitul protejat;
 - **rele diferențiale** – acționează la apariția unei diferențe între valorile curenților de la extremitățile zonei protejate;
 - **rele de putere** – acționează la depășirea unei limite prestabilite a puterii active (sau reactive) vehiculate în rețea;
 - **rele direcționale** – acționarea depinde de sensul circulației puterilor din circuitul protejat, deci sunt sensibile la modificarea defazajului dintre fazorii de tensiune și curent;
 - **rele de impedanță** – estimează impedanța în rețea (din măsurători de tensiune și curent) acționând ca rele minimale la scăderea ei sub valoarea reglată;
 - **rele de frecvență** – acționează atunci când frecvența în sistem ia valori înafara limitelor prestabilite;
 - **rele de gaze** – acționează la apariția gazelor în cuva cu ulei a transforma-toarelor în cazul scurtcircuitelor;
 - **rele termice** – acționează la creșterea temperaturii circuitelor electrice în timpul scurtcircuitelor sau regimurilor anormale.

1.3.1 Rele electromecanice

1.3.1.1 Rele electromagnetice

În cazul releelor electromagnetice deplasarea elementului mobil se realizează sub acțiunea forței electromagnetice, generate de fluxul magnetic produs de o bobină parcursă de curentul electric, asupra unei armături mobile feromagnetice. Aceste rele pot fi utilizate atât pentru funcționare în curent continuu cât și în curent alternativ, forța fiind proporțională cu pătratul fluxului. Cele mai întâlnite tipuri constructive de rele electromagnetice sunt cele cu armătură basculantă (Fig.1.3, a), cu armătură rotitoare (Fig.1.3, b) și cele de tip plonjor (Fig.1.3, c și d).

Condiția de acționare a unui releu electromagnetice se stabilește ținând cont de dependența dintre cuplul activ M_a și fluxul Φ :

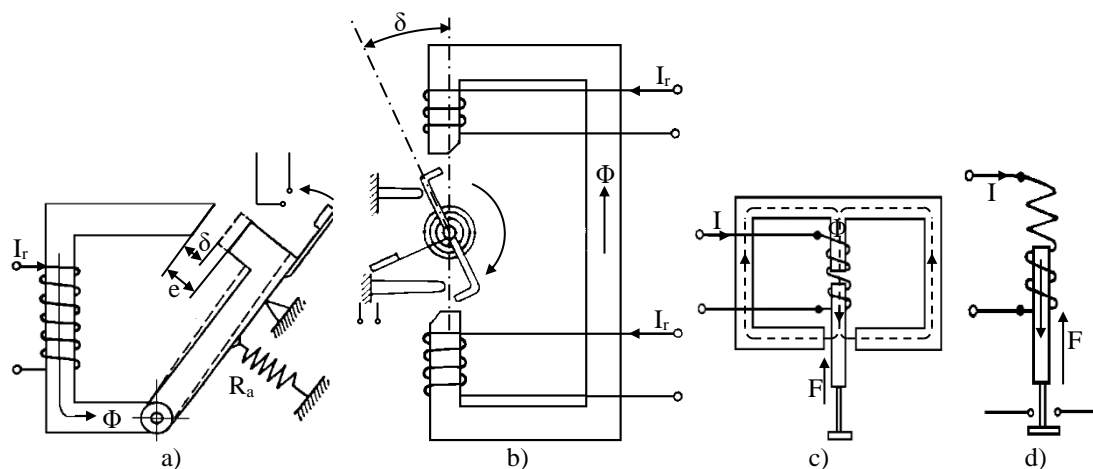


Fig.1.3 Rele electromagnetice:

a – cu armătură basculantă; b – cu armătură rotitoare; c – plonjor cu circuit magnetic închis; d - cu circuit magnetic deschis.

$$M_a = k \cdot \Phi^2. \quad (1.1)$$

Pentru releul cu armătură basculantă, neglijând reluctanța fierului, expresia fluxului Φ se scrie:

$$\Phi = k_1 \frac{I}{\delta}, \quad (1.2)$$

unde I este curentul prin bobina electromagnetului, iar δ este lungimea întrefierului.

În situația în care curentul se consideră ca fiind independent de variația reluctanței, expresia cuplului activ (de acționare), M_a , se scrie:

$$M_a = k_2 \frac{I^2}{\delta^2}. \quad (1.3)$$

La acționarea releului, deplasării armăturii mobile i se opun cuplul antagonist al resortului și cuplul datorat forțelor de frecare. Cuplul resortului antagonist are valoarea inițială M_{ri} și crește pe măsura deplasării armăturii datorită întinderii resortului. Cuplul forțelor de frecare, M_{fr} , poate fi considerat constant, iar cuplul antagonist rezultat M_{ar} este:

$$M_{ar} = M_{ri} + k_3(\delta_i - \delta) + M_{fr}, \quad (1.4)$$

unde δ_i este lungimea inițială a întrefierului.

Releul acționează dacă, pe tot parcursul deplasării armăturii mobile, este îndeplinită condiția:

$$M_a > M_{ar}. \quad (1.5)$$

La limită, condiția (1.5) este de egalitate, iar curentul corespunzător se numește curent de acționare al releului.

O soluție care conferă o capacitate de comutare ridicată și de asemenea un coeficient de revenire ridicat (0,85-0,95), o constituie relele electromagnetice cu armătură rotitoare (Fig.1.3, b). Pentru un astfel de releu energia înmagazinată în câmpul magnetic este:

$$W = \frac{L \cdot i^2}{2}, \quad (1.6)$$

iar valoarea cuplului activ:

$$M_a = \frac{dW}{d\alpha}. \quad (1.7)$$

Relele electromagnetice au o largă aplicare datorită simplității constructive și caracteristicilor lor, asigurând un compromis corespunzător între capacitatea de comutare și coeficientul de revenire (în primul rând datorită valorii ridicate a cuplului activ). Pot fi încadrate în categoria releelor rapide, pentru că timpul de răspuns este de valoare scăzută.

Relele electromagnetice, utilizate în instalațiile de protecție, pot îndeplini diferite funcții:

1) *Variantele constructive cu armătură rotitoare* se folosesc în construcția releelor de protecție (curent sau tensiune), iar cele de tip plonjor sunt utilizate pentru construcția releelor intermediare de putere și a contactoarelor.

2) *Relele de impedanță* sunt sensibile la raportul dintre tensiunea și curentul aplicat și acționează în situația în care valoarea raportului depășește valoarea de acționare. Măsurarea impedanței se poate realiza cu ajutorul a două rele electromagnetice care constituie un releu de tip balanță (Fig.1.4). Sunt realizate astfel încât asupra echipajului mobil să acționeze cuplurile produse de două sisteme magnetice și unul mecanic (M_m), sau cuplurile create de trei sisteme magnetice. În regim normal de funcționare, contactele releului sunt deschise, iar:

$$M_U + M_m > M_I. \quad (1.8)$$

La apariția scurtcircuitului tensiunea și cuplul M_U se micșorează, M_I crește și prin rotirea armăturii contactele se închid. La limită inegalitatea (1.8) devine:

$$M_U + M_m \leq M_I, \quad (1.9)$$

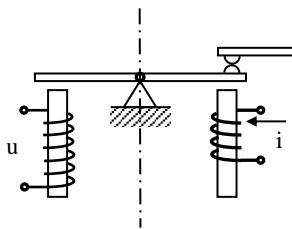


Fig.1.4 Relee de impedanță electromagnetic.

sau:

$$k_U \cdot U^2 + M_m \leq k_I \cdot I^2 \quad (1.10)$$

Prin împărțire cu I^2 , rezultă:

$$\frac{U^2}{I^2} = \frac{k_I}{k_U} - \frac{M_m}{k_U \cdot I^2} = Z^2 \quad (1.11)$$

Termenul U/I este o impedanță fictivă care caracterizează funcționarea releului. Armătura releului este acționată dacă tensiunea aplicată are valoarea U_p și curentul releului este I_p sau altfel spus impedanța are valoarea de pornire. Din relația (1.35) rezultă:

$$Z = \sqrt{\frac{k_I}{k_U} - \frac{M_m}{k_U \cdot I^2}} \quad (1.12)$$

Dacă momentul creat de sistemul mecanic este mic, iar curentul I suficient de mare, se poate scrie:

$$Z = \sqrt{\frac{k_I}{k_U}} \quad (1.13)$$

1.3.1.2. Relee electromagnetice polarizate

Releele polarizate fac parte din categoria releelor electromagnetice sau magnetoelectrice a căror element mobil se deplasează sub acțiunea unui câmp magnetic. Caracteristic din punct de vedere funcțional este existența a două fluxuri:

- fluxul de comandă - este produs de curentul de acționare al releului;
- fluxul suplimentar, de polarizare - poate fi produs de un magnet permanent sau de un electromagnet de polarizare.

Datorită fluxului de polarizare, releul acționează selectiv funcție de sensul curentului care trece prin înfășurarea de lucru și are o sensibilitate mult mai ridicată decât alte tipuri de relee electromagnetice. Datorită cursei armăturii mobile mici și valorii scăzute a constantei de timp a înfășurării, timpul de acționare este redus de circa 2 - 3 ms.

Pentru releul polarizat prezentat în figura 1.5, fluxul magnetic produs de magnetul permanent, Φ_0 se împarte în două fluxuri Φ_1 și Φ_2 . Fluxul Φ_2 are sensul fluxului Φ_3 creat de curentul din înfășurarea de magnetizare, iar celălalt este de sens contrar.

Dacă semnalul de comandă este nul ($\Phi_3=0$) armătura mobilă este în poziție verticală:

$$\Phi_1 = \Phi_2 = \frac{\Phi_0}{2}, \quad (1.14)$$

iar forțele exercitate asupra armăturii sunt:

$$F_1 = F_2 = \frac{\Phi_0^2}{8 \cdot \mu_0 \cdot A_\delta} \quad (1.15)$$

Forțele F_1 și F_2 sunt forțe antagoniste, iar rezultanta lor este nulă ($F = F_1 - F_2 = 0$) și armătura este în echilibru.

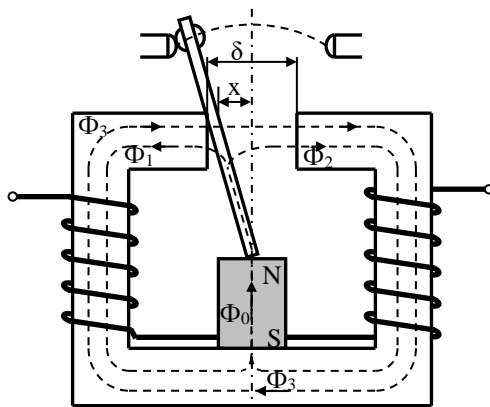


Fig.1.5 Releu polarizat.

Echilibrul armăturii în poziția de mijloc este labil, o mică deplasare din aceasta poziție va provoca anularea egalității fluxurilor Φ_1 , respectiv Φ_2 și a forțelor de atracție.

Considerând poziția armăturii din figura 1.5, fluxurile Φ_1 și Φ_2 sunt:

$$\Phi_1 = \frac{\Phi_0}{2} + \Delta\Phi \quad (1.16)$$

și

$$\Phi_2 = \frac{\Phi_0}{2} - \Delta\Phi, \quad (1.17)$$

cu

$$\Delta\Phi = \frac{\Phi_1 - \Phi_2}{2} = \Phi_0 \frac{x}{\delta}, \quad (1.18)$$

respectiv forța exercitată asupra armăturii mobile într-o poziție extremă, în lipsa semnalului de comandă, este:

$$F = F_1 - F_2 = \frac{\Phi_1^2 - \Phi_2^2}{2\mu_0 \cdot A_\delta} = \frac{\Phi_0 \cdot \Delta\Phi}{\mu_0 \cdot A_\delta} = \frac{\Phi_0^2}{\mu_0 \cdot A_\delta} \frac{x}{\delta} \quad (1.19)$$

În prezența unui semnal de comandă, circuitul magnetic exterior este străbătut de fluxul Φ_3 cu sensul indicat în figura 1.5. Dacă:

$$\Phi_3 > \Delta\Phi, \quad (1.20)$$

armătura se deplasează în cealaltă poziție extremă, iar dacă sensul semnalului de comandă se schimbă, ea va reveni în poziția inițială. În acest fel, poziția armaturii mobile este dependentă de polaritatea semnalului de comanda. Fluxurile pentru poziția din stânga a armăturii (Fig.1.5) sunt:

$$\Phi_1 = \frac{\Phi_0}{2} + \Delta\Phi - \Phi_3; \quad (1.21)$$

$$\Phi_2 = \frac{\Phi_0}{2} - \Delta\Phi + \Phi_3, \quad (1.22)$$

respectiv pentru poziția din dreapta:

$$\Phi_1 = \frac{\Phi_0}{2} - \Delta\Phi - \Phi_3; \quad (1.23)$$

$$\Phi_2 = \frac{\Phi_0}{2} + \Delta\Phi + \Phi_3, \quad (1.24)$$

Pentru cazul extrem în care $\Delta\Phi = \Phi_3$, fluxurile sunt:

$$\Phi_1 = \frac{\Phi_0}{2} - 2 \cdot \Delta\Phi; \quad (1.25)$$

$$\Phi_2 = \frac{\Phi_0}{2} + 2 \cdot \Delta\Phi, \quad (1.26)$$

Forța exercitată asupra armăturii mobile este:

$$F = \frac{\Phi_1^2 - \Phi_2^2}{2 \cdot \mu_0 \cdot A_\delta} = 2 \frac{\Phi_0 \cdot \Delta\Phi}{\mu_0 \cdot A_\delta} = 2 \frac{\Phi_0^2}{\mu_0 \cdot A_\delta} \frac{x}{\delta}. \quad (1.27)$$

Așadar forța exercitată asupra armăturii în prezența semnalului de comandă este de două ori mai mare decât în absența acestuia.

Dacă contactele fixe ale releului au poziții simetrice față de linia mediană magnetică (Fig.1.6, a), un semnal de comandă potrivit va schimba poziția contactelor mobile. Anulând semnalul, armătura se menține în noua poziție, iar readucerea armăturii în poziția inițială se realizează prin aplicarea unui semnal de polaritate schimbată. Prin poziționarea asimetrică a contactelor fixe (Fig.1.6, b) se poate, ca după deconectare, armătura să revină în poziția din figură. Armătura mobilă poate fi menținută cu ajutorul unor resorturi în poziția mediană (Fig.1.6, c). În lipsa semnalului de comandă, armătura mobilă va avea poziția din figură.

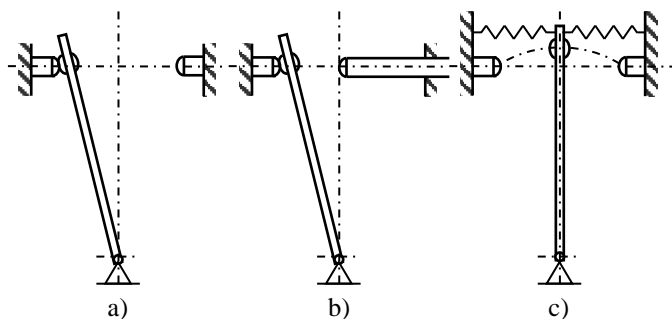


Fig.1.6 Explicativ la funcționarea releelor polarizate.

Principalele avantaje ale releelor polarizate, față de alte rele electromagnetice (magnetoelectrice), sunt:

- *sensibilitate mare* - releele polarizate acționează la puteri de ordinul 5 -10 mW, ceea ce reprezintă o performanță energetică remarcabilă, deci sensibilitate de cel puțin 10 ori mai ridicată decât în cazul releelor electromagnetice;
 - *stabilitate termică ridicată* - releele polarizate suportă supracurenți a căror valori depășesc de 20 de ori valoarea curentului minim de acționare. Această proprietate constituie un avantaj deosebit al releelor polarizate față de cele electromagnetice, electrodinamice și magnetoelectrice;
 - *constante de timp mici ale circuitului electric precum și greutate redusă a părții mobile* – acestea determină un timp propriu de acționare mic, de circa 2 ms;
 - *sensibilitate la schimbarea sensului de circulație al curentului* – oferă posibilități de utilizare în aplicații speciale (schimbarea sensului puterii, modificarea unghiului de defazaj etc.);
 - *greutate și dimensiuni de gabarit reduse.*
- Dezavantajele care limitează utilizarea releelor polarizate sunt:
- *distanța mică dintre contacte* - conduce la reducerea capacității de comutare în special la tensiuni mari, în curent alternativ și în circuite inductive;
 - *reglarea mecanică dificilă a sistemului basculant;*
 - *coeficientul de revenire relativ scăzut.*

1.3.1.3. Relee magnetoelectrice

Releele magnetoelectrice fac parte din categoria releelor polarizate și au sensibilitatea cea mai ridicată din categoria releelor electromecanice. Dacă pentru acționarea unui releu

electromagnetic sunt necesare puteri de ordinul a 500 - 800 mW, iar pentru un releu polarizat puteri de ordinul a 2 - 30 mW, în cazul releelor magnetoelectrice sunt necesare puteri de circa 0,1 - 1 mW.

Principiul de funcționare al releelor magnetoelectrice este identic cu cel al instrumentelor de măsură de același tip. Echipajul mobil al releului, pe care se află una din bobine, este situat în câmpul unui magnet permanent. Datorită forțelor care apar între curenții din bobine și câmpul magnetului permanent, se produce cuplul activ asupra echipajului mobil. O variantă constructivă cu mișcare de rotație a echipajului mobil este prezentată în figura 1.7.

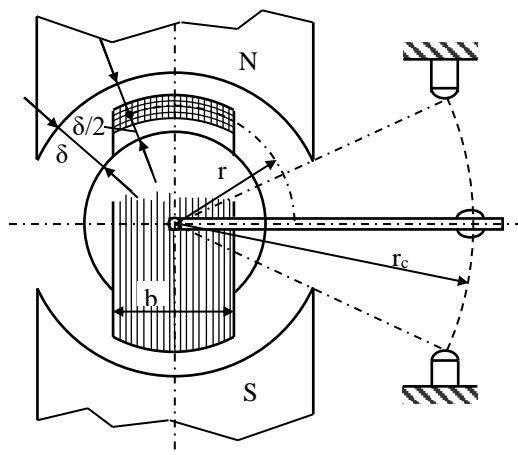


Fig.1.7 Releu magnetoelectric. Principiul constructiv.

Momentul de acționare se calculează cu relația:

$$M = F \cdot r = (B \cdot i \cdot l) \cdot (2 \cdot N \cdot r), \quad (1.28)$$

în care:

- B - este inducția în întrefier;
- N - numărul de spire al bobinei mobile;
- i - intensitatea curentului prin bobina mobilă;
- r - raza medie a bobinei mobile.

În figura 1.8 este prezentat un releu magnetoelectric cu mișcare de translație folosit în protecțiile de distanță RD-7.

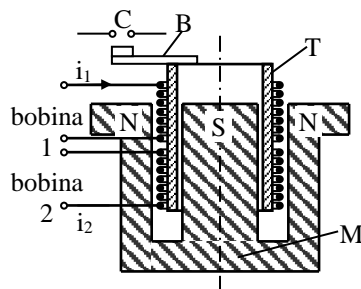


Fig.1.8 Releul magnetoelectric al protecției de distanță.

În întrefierul de lucru al magnetului permanent M este situat cilindru T, din material izolant, foarte ușor. Pe acesta sunt montate două bobine, ale căror înfășurări sunt parcurse în sensuri inverse de curenți redresați. Sub acțiunea câmpului magnetic permanent din întrefier, care este perpendicular pe conductoarele parcurse de curent, cele două bobine sunt solicitate de forțe verticale, de sensuri inverse. Notând cu:

- B_m inducția magnetică din întrefier datorată magnetului permanent;

➤ i_1 și i_2 , respectiv N_1 și N_2 , curenții și numărul de spire ale celor două bobine, forța totală F_a , care tinde să închidă contactul C, este dată de relația:

$$F_a = F_1 - F_2 = k_1 \cdot N_1 \cdot B_m \cdot i_1 - k_2 \cdot N_2 \cdot B_m \cdot i_2. \quad (1.29)$$

Dacă se neglijează frecările și greutatea proprie a cilindrului, pentru a produce acționarea trebuie satisfăcută condiția:

$$k_1 \cdot N_1 \cdot B_m \cdot i_1 > k_2 \cdot N_2 \cdot B_m \cdot i_2 \Rightarrow \frac{i_2}{i_1} < \frac{k_1 \cdot N_1}{k_2 \cdot N_2}, \quad (1.30)$$

Releul acționează în funcție de raportul celor doi curenți și de aceea releul se numește releu de balanță. Cele două bobine pot fi alimentate de la transformatoarele de tensiune sau de la cele de curent prin intermediul unor convertitoare c.a./c.c. Dacă de exemplu i_2 este proporțional cu tensiunea unei linii, iar i_1 cu curentul ei, releul acționează în funcție de raportul celor două mărimi ca un releu de impedanță.

1.3.1.4. Relee electrodinamice

Releele electrodinamice alimentate în curent continuu sau alternativ se construiesc în marea majoritate a cazurilor cu circuit feromagnetic. De aceea ele se aseamănă cu releele magnetoelectrice cu deosebirea că în locul magneților permanenți se folosesc bobine de magnetizare care produc fluxul în întrefier (Fig.1.9).

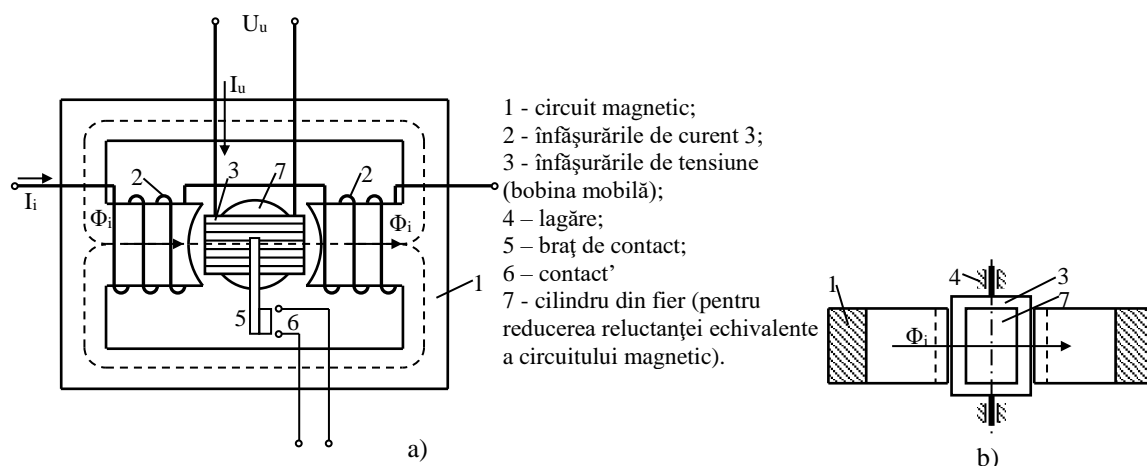


Fig.1.9 Releu electrodinamic:
 a – vedere axială; b – vedere transversală.

Releul este prevăzut cu un resort spiral legat la cadrul mobil, care produce cuplu antagonist ce tinde să mențină cadrul în poziția inițială. Pentru a mări sensibilitatea releului construcția trebuie realizată în așa fel încât tensiunea resortului sa fie minimă, iar frecările neglijabile, astfel încât momentul rezistent M_r sa fie neglijabil.

Curentul prin înfășurarea fixă I_i produce în miezul magnetic fluxul Φ_i , iar tensiunea U_u aplicată bobinei mobile dă naștere unui curent I_u . Acțiunea reciprocă dintre fluxul Φ_i și curentul I_u dă naștere unui cuplu electromagnetic M_a care rotește cadrul mobil până la închiderea contactelor, în cazul în care este respectată relația:

$$M_a > M_r. \quad (1.31)$$

Dacă curenții sinusoidali, i_i (provenind de la transformatorul de măsură de curent) și i_u (curentul prin bobina alimentată din secundarul transformatorului de măsură de tensiune), defazați cu unghiul φ , au valorile efective I_i și I_u , atunci cuplul exercitat asupra bobinei mobile este:

$$M_a = k_1 \cdot I_i \cdot I_u \cdot N_u \cdot l \cdot D \cdot \sin \omega t \cdot \sin(\omega t - \varphi) = k_2 \cdot I_i \cdot I_u \cdot [\cos \varphi - \cos(2\omega t - \varphi)], \quad (1.32)$$

unde N_u este numărul de spire al bobinei mobile și D diametrul ei.

Valoarea medie a acestui cuplu este:

$$M_{amed} = \frac{1}{T} \int_0^T M_a \cdot dt = k_2 \cdot I_1 \cdot I_u \cdot \cos \varphi = k_3 \cdot \Phi_i \cdot I_u \cdot \cos \varphi, \quad (1.33)$$

relație valabilă pentru circuite magnetice liniare.

Releele electrodinamice au câteva avantaje care asigură folosirea lor practică și anume:

- pot funcționa în c.c. și c.a.;
- funcționare simplă ca releu (aparat de măsurare) de putere activă sau reactivă;
- sensibilitate mai ridicată decât releele de inducție;
- coeficient de revenire apropiat de unitate;
- gabarit și greutate reduse.

Releul electrodinamic poate fi utilizat ca releu de maximal de curent, de tensiune, de putere (această aplicație fiind practic cea utilizată), sau de frecvență.

Diagrama fazorială și circuitele auxiliare releului de putere sunt prezentate în figura 1.10, a. Curentul I_u este decalat cu unghiul β_u în urma tensiunii U_u și este denumit unghi intern al circuitului de tensiune având o valoare de circa 5° . Fluxul Φ_i , creat de curentul din înfășurarea fixă de către curentul I_i , este decalat în urma acestuia cu unghiul β_i egal tot cu 5° . Momentul releului, conform diagramei fazoriale, este proporțional cu cosinusul decalajului dintre I_u și Φ_i , care este egal cu $\varphi + (\beta_i - \beta_u)$.

Releul electrodinamic devine releu de putere reactivă dacă:

$$\beta_i - \beta_u = \frac{\pi}{2}. \quad (1.34)$$

Valorile lui β_u și β_i se reglează cu montajul din figura 1.10, b. Condensatorul C are valoarea de 1-2 μF , iar modificarea unghiului intern β_i se realizează cu rezistența R_s . În cazul general, în care releul este utilizat ca releu direcțional de putere, se notează diferența

$$\beta_i - \beta_u = \alpha \quad (1.35)$$

și care se numește unghiul intern al releului.

Momentul mediu de acționare, M_{amed} , se scrie:

$$M_{amed} = k_4 \cdot U_u \cdot I_i \cdot \cos(\varphi + \alpha), \quad (1.36)$$

unde unghiul α , care depinde de caracteristicile constructive ale releului, se numește *unghi intern*. Sensul de rotație al cadrului mobil depinde de sensul fazorilor U_u și I_i , respectiv de unghiul φ . Rotirea cu 180° a unuia dintre fazorii U_u sau I_i schimbă sensul cuplului.

1.3.1.5. Relee de inducție

Principiul de funcționare se bazează pe interacțiunea fluxurilor magnetice variabile în timp, create de mărimile electrice aplicate releului și curenții induși în elementul mobil al releului. De aceea acest tip de rele se utilizează numai în curent alternativ.

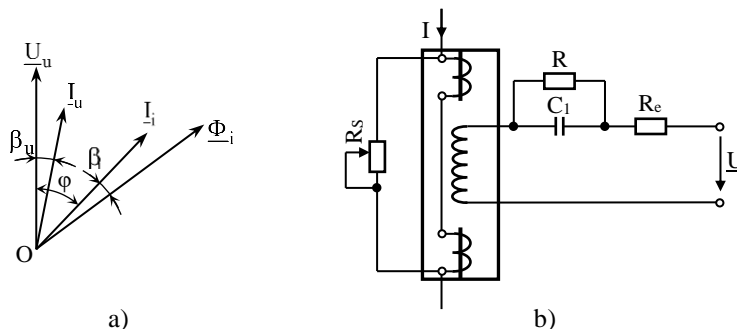


Fig.1.10 Releu electrodinamic:
a-diagrama fazorială; b-schema electrică.

A. Relee de inducție cu o înfășurare

Sunt utilizate în situațiile în care acționarea releului se realizează prin intermediul unei singure mărimi (curent sau tensiune). Al doilea flux, necesar realizării cuplului activ se realizează prin utilizarea unei spire în scurtcircuit (Fig.1.11).

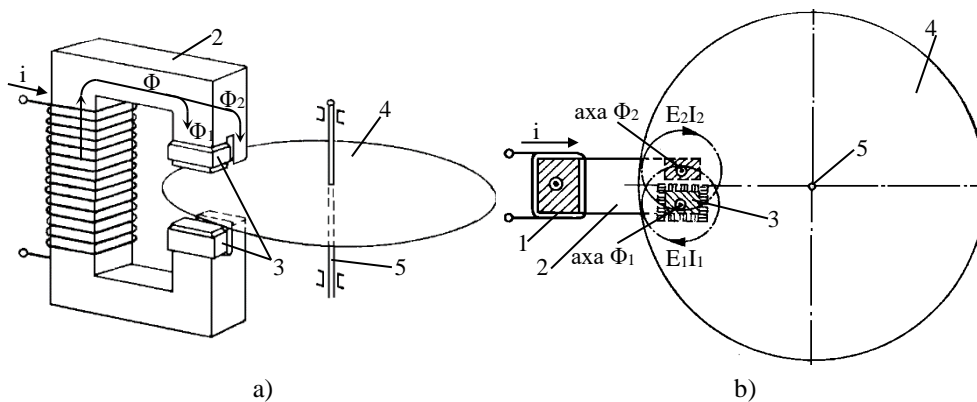


Fig.1.11 Relee de inducție cu o înfășurare:
a - vedere laterală; b - vedere în secțiune.

Fluxul magnetic principal Φ străbate circuitul magnetic 2, producând în zona ecranată fluxul de reacție Φ_1 , respectiv Φ_2 în zona neecranată. Aceste fluxuri sunt defazate în spațiu, respectiv în timp cu un defazaj φ . Discul de aluminiu 4 se rotește solidar cu axul 5, în întrefierul circuitului magnetic 2. Tensiunile electromotoare E_1 și E_2 , induse de fluxurile corespunzătoare, nu depind de viteza de rotație a discului. Ele sunt defazate cu 90° în urma fluxurilor și generează în disc curenții I_1 , respectiv I_2 . În urma interacțiunii dintre fluxuri și curenți iau naștere forțe, respectiv momente și dacă rezultanta acestora are o anumită valoare discul se pune în mișcare. Tensiunile și curenții sunt practic în fază datorită caracterului rezistiv al discului.

Expresia momentului rezultat, ca interacțiune dintre fluxuri și curenți, este:

$$M = M_1 - M_2 = k_2 (I_1 \cdot \Phi_2 + I_2 \cdot \Phi_1) \sin \varphi = k_5 \cdot I^2 \quad (1.37)$$

deoarece fluxurile Φ_1 și Φ_2 sunt proporționale cu curenții care le produc, iar frecvența f și defazajul φ sunt constante pentru un releu.

Discul de aluminiu al releului se rotește între polii unui magnet permanent, care produce un efect de frânare, cu momentul de frânare:

$$M_f = k_6 \cdot B^2 \cdot \Omega, \quad (1.38)$$

unde Ω este viteza de rotație a discului de aluminiu, iar B inducția în întrefier datorată prezenței magnetului permanent. Dacă viteza de rotație a discului este constantă, momentul activ este egal cu momentul de frânare, atunci:

$$k_6 \cdot B^2 \cdot \Omega = k_6 \cdot B^2 \left(\frac{\alpha}{t} \right) = k_5 \cdot I^2 \Rightarrow t = \frac{k_6 \cdot \alpha \cdot B^2}{k_5 \cdot I^2} = k_7 \frac{\alpha}{I^2}, \quad (1.39)$$

cu α unghiul de rotație al discului și t timpul de acționare. În consecință, temporizarea releului este proporțională cu unghiul de rotație al armăturii și invers proporțională cu pătratul intensității curentului din bobina releului.

Avantajele acestui tip de releu sunt următoarele:

- *control permanent* al stării releului datorită discului care se rotește;
- *releul nu declanșează* la variații de scurtă durată ale sarcinii;
- *viteza de rotație a discului*, dependentă de încărcarea liniei, indică încărcarea acesteia;
- *releul permite secționare de curent* fără elemente suplimentare;
- *presiunea de contact* nu depinde de valoarea curentului prin bobină;

- *coeficient de revenire* pentru sistemul de inducție convenabil (0,75-0,85).
Dintre dezavantaje pot fi amintite:
- *sistem mecanic* complicat;
- *coeficient de revenire* a sistemului electromagnetic scăzut (0,4);
- *eroare ridicată a valorii* curentului de secționare;
- *consum de putere ridicat* (cca. 30 VA).

B. Relee de inducție cu două înfășurări

Releele de inducție cu două înfășurări se caracterizează prin faptul că mișcarea elementului mobil se realizează prin acțiunea a două mărimi electrice. Elementul mobil poate fi un disc, un tambur sau un cadru mobil. Ultimele două construcții sunt preferate datorită faptului că asigură rapiditatea protecției, timpii de acționare având valori de circa 10 ms.

Curenții din înfășurările de magnetizare (Fig.1.12, a) produc fluxurile Φ_1 și Φ_2 (Fig.1.12, b), fluxuri care dau naștere în tambur, prin inducție, unor curenți proporționali cu derivatele lor. Prin interacțiunea fluxului Φ_1 cu curentul i_2 , respectiv a fluxului Φ_2 cu curentul i_1 , rezultă două momente antagoniste care acționează asupra tamburului:

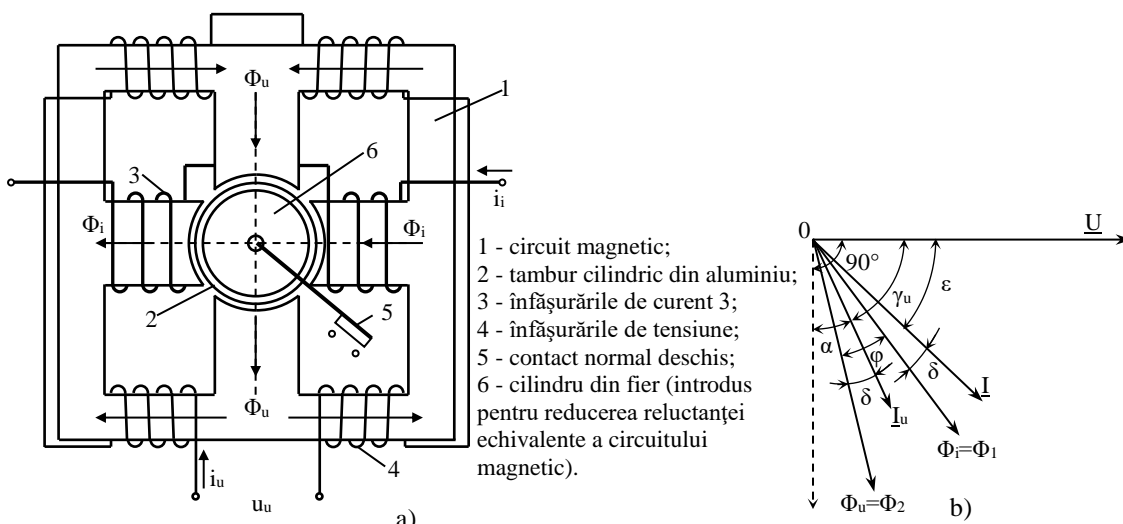


Fig.1.12 Releu de inducție cu două înfășurări:
a – schema electrică; b – diagrama fazorială.

$$M_1 = \phi_1 \cdot i_2 = (\sqrt{2}\Phi_1 \cdot \sin\omega t) [c_1 \cdot \omega \cdot \Phi_2 \cdot \cos(\omega t - \varphi)] = c_2 \cdot \omega \cdot \Phi_1 \cdot \Phi_2 \cdot \sin\omega t \cdot \cos(\omega t - \varphi); \quad (1.40)$$

$$M_2 = \phi_2 \cdot i_1 = [\sqrt{2}\Phi_2 \cdot \sin(\omega t - \varphi)] (c_1 \cdot \omega \cdot \Phi_1 \cdot \cos\omega t) = c_2 \cdot \omega \cdot \Phi_1 \cdot \Phi_2 \cdot \sin(\omega t - \varphi) \cdot \cos\omega t, \quad (1.41)$$

unde ω este pulsația, iar φ este defazajul dintre cele două fluxuri.

Astfel, momentul rezultat se scrie:

$$M = M_1 - M_2 = c_2 \cdot \omega \cdot \Phi_1 \cdot \Phi_2 \cdot [\sin\omega t \cdot \cos(\omega t - \varphi) - \cos\omega t \cdot \sin(\omega t - \varphi)] = c_2 \cdot \Phi_1 \cdot \Phi_2 \cdot \sin\varphi, \quad (1.42)$$

Releele de inducție sunt utilizate în schemele de protecție maximale de curent cu caracteristică dependentă, protecții direcționale și de asemenea în protecțiile de distanță:

- 1) *Releele de inducție cu o înfășurare* pot fi utilizate ca relee maximale temporizate de curent sau ca relee maximale de tensiune;
- 2) *Releele de inducție cu două înfășurări* sunt utilizate ca relee direcționale în situația în care acționează la schimbarea sensului de vehiculare a puterii. De obicei acestea sunt cu tambur cilindric;
- 3) *Releele de inducție pot fi utilizate ca relee de distanță* utilizând două relee de inducție sau unul cu două înfășurări (Fig.1.13, a și b), sau în montaj cu un releu electromagnetic (Fig.1.14).

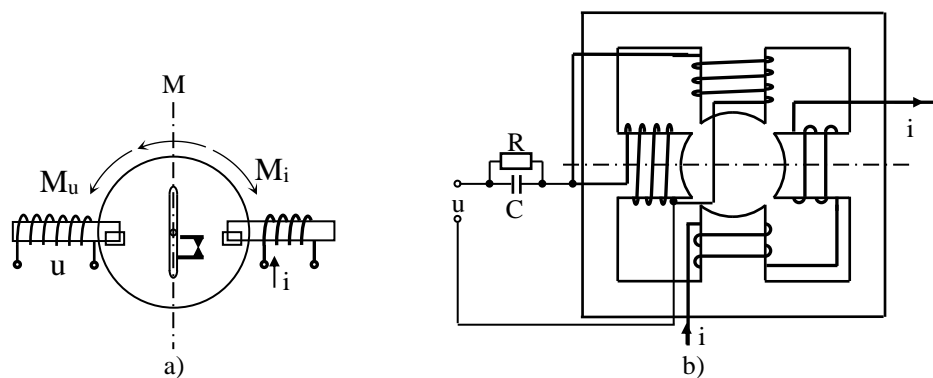


Fig.1.13 Relee de impedanță:

a – cu releu de inducție cu două înfășurări cu rotor disc; b - cu releu de inducție cu două înfășurări ncu rotor cilindric.

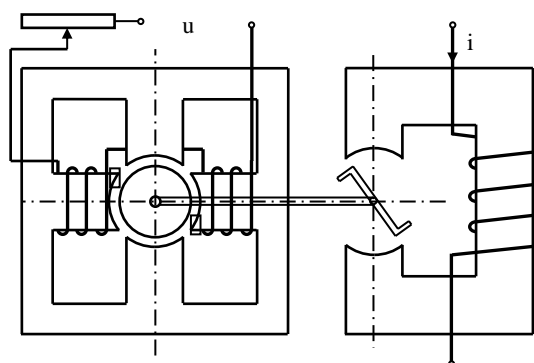


Fig.1.14 Releu de distanță cu releu electromagnetic și releu de inducție.

4) *Releele de frecvență* sesizează variația frecvenței în sistemul electroenergetic și comandă scoaterea automată de sub sarcină a acestor sisteme în cazul scăderii frecvenței datorită avariilor. Releele de frecvență pot fi rele electrodinamice (Fig.1.15, a), sau de inducție (Fig.1.15, b).

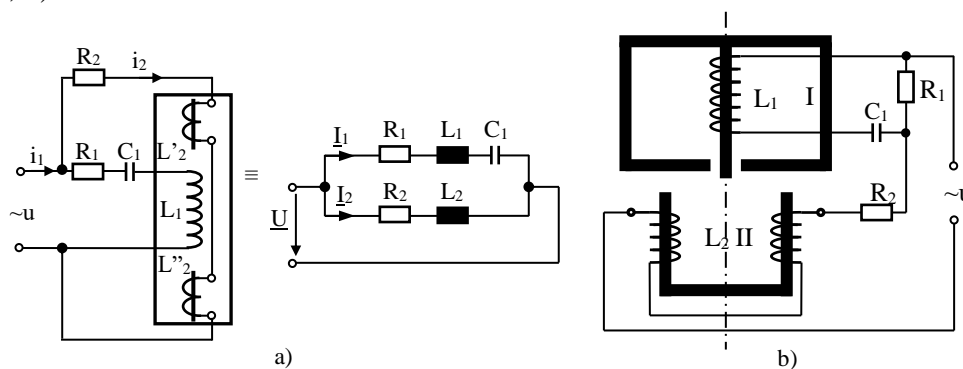


Fig.1.15 Releu de frecvență:

a – electrodinamic (cu schema echivalentă corespunzătoare); b- de inducție (cu disc).

Prin alegerea corespunzătoare a parametrilor R_1 , R_2 și C_1 (Fig.1.15,a) la frecvența nominală $f = 50$ Hz, $M = 0$, deci $\varphi = 0$. Astfel, se poate obține creșterea momentului motor în momentul scăderii frecvenței.

Releele de frecvență cu disc se construiesc cu două înfășurări (I și II) așa cum este prezentat în figura 1.15, b. Înfășurarea I, cu inductanța L_1 legată în serie cu capacitatea C este șuntată de rezistența R_1 , respectiv prin intermediul sursei u , de rezistență R_2 (neglijabilă), înseriată cu înfășurarea II de inductivitate L_2 .

Variația frecvenței modifică valorile impedanțelor și faza fluxurilor Φ_1 , respectiv Φ_2 , producând o valoare a momentului motor la care discul pornește

1.3.2. Relee statice

Releele electronice apar și se dezvoltă odată cu dezvoltarea tehnologiei semiconducătorilor. Implementarea funcțiilor de comutație propriu-zisă, protecție, temporizare etc. este realizată prin utilizarea componentelor discrete active sau pasive, tranzistoare, diode, triacuri, diacuri, punți redresoare, amplificatoare operaționale, rezistențe, condensatoare etc. Modulele componente realizează funcțiile de adaptare, comparare, amplificare, comutație. În continuare se prezintă câteva exemple de realizare a unor relee electronice din multitudinea de variante constructive existente sau posibil de implementat.

1.3.2.1. Detectoare de nivel

A. Detectoare de nivel cu diodă Zener

În figura 1.16 se prezintă schema electrică a unui astfel de modul. Funcționarea se bazează pe proprietatea diodei Zener de intrare în conducție inversă, după ce tensiunea aplicată la borne depășește un anumit nivel.

Dioda Zener poate fi plasată în baza unui tranzistor, care intră în conducție atunci când:

$$U_i \geq U_Z + U_{BE} \quad (1.43)$$

Tensiunea de prag U_p a releului reprezintă valoarea tensiunii de intrare U_i , necesară pentru îndeplinirea condiției (1.43),

$$U_p = (U_Z + U_{BE}) \frac{P}{R'} = f(R') \quad (1.44)$$

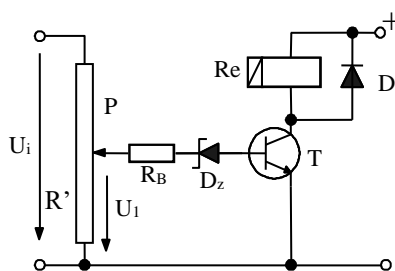


Fig.1.16 Detector de nivel cu dioda Zener conectată în baza tranzistorului.

O altă variantă de detector de nivel cu diodă Zener este prezentată în figura 1.17, unde dioda Zener este introdusă în circuitul de emitor. Rezistența R_Z se alege astfel încât să stabilească un punct optim de funcționare în gol, determinat de intersecția caracteristicii statice a diodei cu treapta de sarcină.

Schema permite o comutare mai fermă, deci o caracteristică treaptă mai aproape de cea ideală. Alegerea valorilor rezistențelor P și R_B trebuie făcută similar cu cazul anterior.

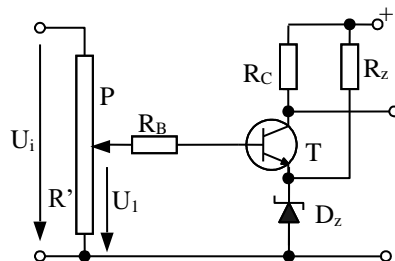


Fig.1.17 Detector de nivel cu dioda Zener conectată în emitor.

Dioda Zener poate fi utilizată în combinație și cu alte dispozitive semiconductoare. Ea poate fi conectată în catodul unui tiristor sau a unui tranzistor unijonțiune programabil (TUP), considerentele de proiectare și funcționare fiind asemănătoare.

B. Detectoare de nivel bazate pe amplificatoare cu reacție pozitivă

Caracteristicile tip releu pot fi obținute cu ajutorul amplificatoarelor cu reacție pozitivă. În acest caz se știe că amplificarea totală:

$$A_0 = \frac{\Delta X_0}{\Delta X_i} = \frac{A}{1 - \beta \cdot A} \quad (1.45)$$

Dacă factorul de reacție β are valoarea critică $1/A$, atunci factorul de amplificare devine infinit, adică variații mici ale mărimii de comandă, duc la variații teoretic infinite ale mărimii de de ieșire U_o . Practic aceasta ia valoarea limită superioară impusă de saturația amplificatorului. Dacă $\beta > 1/A$ se ajunge la coeficienți de amplificare negativi, ceea ce corespunde unui histerezis.

Detectoare de nivel de calitate se obțin cu amplificatoare operaționale. Amplificatorul din figura 1.18, a, amplifică semnalul diferențial aplicat între intrările neinverse (+) și inverse (-).

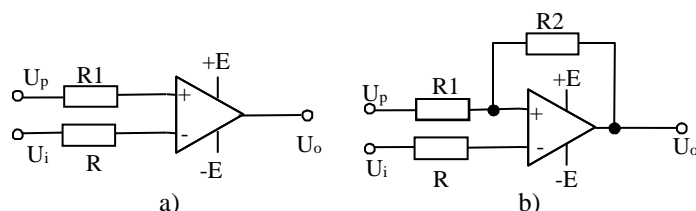


Fig.1.18 Detectoare de nivel bazate pe amplificatoare cu reacție pozitivă:
a – fără reacție negativă; b – cu reacție negativă.

Dacă reacția negativă lipsește atunci amplificarea este infinită, practic obținându-se limita superioară sau inferioară a semnalului de ieșire, după cum semnalul diferențial $U_+ - U_-$ este pozitiv sau negativ. Se obține o caracteristică treaptă descrisă de relațiile:

$$\begin{cases} U_o = E \cdot \text{sign}(U_+) \text{daca } U_+ > U_- ; \\ U_o = -E \cdot \text{sign}(U_-) \text{daca } U_- > U_+ , \end{cases} \quad (1.46)$$

E fiind tensiunea de alimentare a amplificatorului operațional.

Caracteristica statică cu histerezis se obține introducând o reacție pozitivă (Fig.1.16, b), caz în care montajul are o funcție trigger Schmitt. Prin aplicarea tensiunilor de intrare U_i și de prag U_p cu diferite polarități, la bornele de intrare U_+ și U_- , se pot obține caracteristici de releu de diferite forme. Pentru circuitul din figura 1.18, b valorile tensiunilor de acționare și revenire sunt date de relațiile:

$$\begin{cases} U_a = U_p + \frac{R_1}{R_1 + R_2} (U_{OH} - U_p); \\ U_r = U_p + \frac{R_1}{R_1 + R_2} (U_{OL} - U_p). \end{cases} \quad (1.47)$$

1.3.2.2. Circuite electronice cu rol de temporizare

Cel mai simplu circuit utilizat ca temporizator este circuitul RC prezentat în figura 1.19, a. Considerând momentul inițial, momentul deconectării unui comutator mecanic sau electronic K, variația tensiunii pe condensatorul C este descrisă de relația:

$$U_c = E(1 - e^{-t/RC}). \quad (1.48)$$

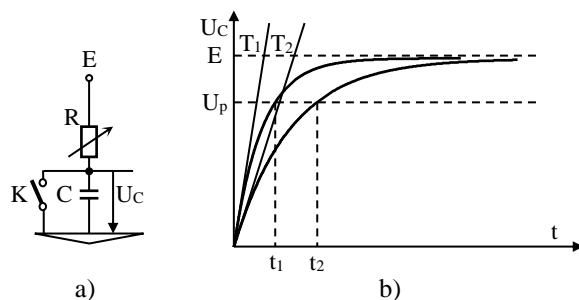


Fig.1.19 Circuit de temporizare RC:
a - grup RC; b – variația tensiunii U_C în timp.

Temporizarea Δt reprezintă timpul în care tensiunea pe condensator ajunge la valoarea de prag U_p și are expresia:

$$\Delta t = R \cdot C \cdot \ln \frac{E}{E - U_p} \quad (1.49)$$

În figura 1.19, b se prezintă forma de undă a tensiunii pe condensator, U_C, pentru diferite constante de timp T=R·C.

Circuite simple de temporizare, cu dependență liniară, se obțin cu amplificatoare operaționale cu reacție negativă (Fig.1.20, a). Curentul absorbit la intrarea amplificatorului este neglijabil, amplificarea este foarte mare, caz în care este valabilă relația:

$$\Delta t = - \frac{(U_p - U_0) R \cdot C}{E} \quad (1.50)$$

unde U₀ reprezintă încărcarea inițială a condensatorului.

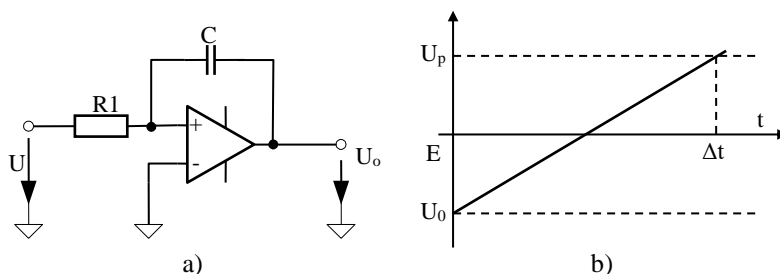


Fig.1.20 Circuite de temporizare cu amplificatoare operaționale cu reacție negativă:
a- temporizator cu AO; b – forme de undă.

1.3.2.3. Releu electronic cu temporizare la acționare

Releul prezentat (Fig.1.21) este un releu cu un coeficient de amplificare a puterii de acționare mai mare, datorită etajului cu tiristor Th. Alimentarea și comanda se realizează prin aplicarea unei tensiuni alternative la bornele de intrare (I_n). Semnalul este redresat și filtrat. Protecția la supratensiune este asigurată de varistorul R10.

Temporizarea este realizată cu un TUP și elementele de polarizare R6, R7, R9 și C2. După aplicarea tensiunii de comandă, TUP amorsează după un interval de timp dependent de constanta de timp (R9+R12)C2. Are loc comanda tiristorului Th, care prin intrarea în conducție permite excitarea releului K1. Astfel, modificarea ieșirii releului (contactele normal deschise ale releului K1) are loc după un interval de timp dependent de constanta de timp a circuitului de polarizare a TUP, de unde rezultă caracterul de releu cu temporizare la acționare.

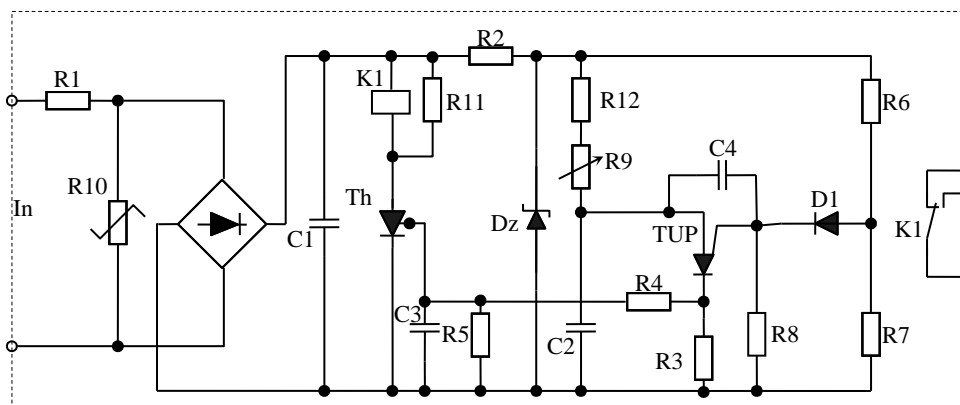


Fig.1.21 Releu electronic cu temporizare la acționare.

1.3.2.4. Releu electronic cu temporizare la revenire

Un releu electronic cu temporizare la deschidere este prezentat în figura 1.22. Ca în cazul anterior semnalul de comandă este în curent alternativ. Elementul de execuție este releul polarizat K1. Releul este comandat în impulsuri sau continuu și păstrează o stare sau alta în funcție de sensul semnalului de comandă.

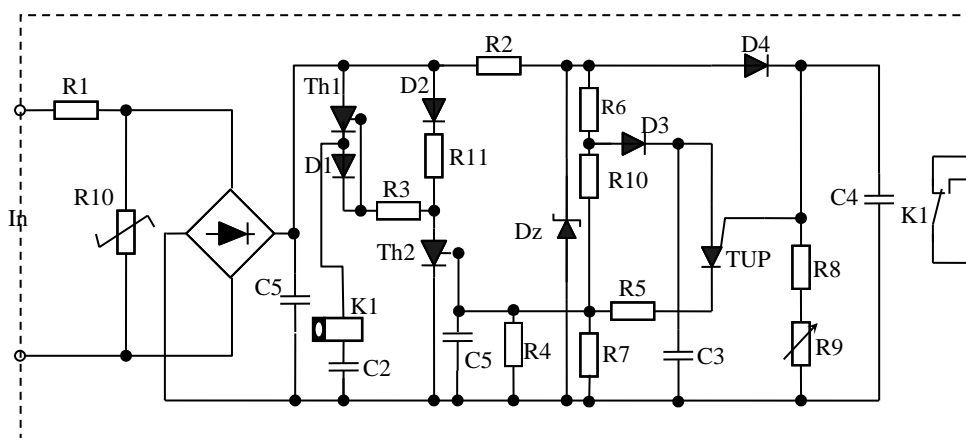


Fig.1.22 Releu electronic cu temporizare la revenire.

Grupul cu rol de temporizare este format din tranzistorul TUP și condensatoarele C4, C3. La aplicarea tensiunii de comandă, tiristorul Th1 conduce, sensul curentului fiind de la borna superioară înspre cea inferioară. Contactul lui K1 ocupă o anumită poziție. După ce condensatorul C2 se încarcă, la o valoare aproximativ egală cu tensiunea de alimentare, Th1 se blochează, dar poziția contactului lui K1 rămâne neschimbată. C4 și C3 se încarcă la tensiuni aproximativ egale cu tensiunea diodei Zener, Dz, respectiv cu cea a divizorului R7, R10, R6. Tensiunea pe grilă fiind mai mare decât cea pe anod, tranzistorul TUP este blocat.

La deconectarea tensiunii de comandă, C4 se descarcă prin R8 și R9. După un interval de timp, dependent de constanta de timp $(R8+R9)C4$, tensiunea pe grilă devine inferioară celei de pe anodul TUP și acesta intră în conducție. C3 se descarcă prin TUP, care transmite un impuls de comandă tiristorului Th2. Astfel, după un anumit interval de timp, Th2 intră în conducție descărcând condensatorul C2 prin releul K1. Impulsul de descărcare, fiind de semn contrar celui inițial, produce bascularea contactului lui K1. Temporizarea poate fi reglată din potențiometrul R9. Temporizările obținute sunt cuprinse în gama 0,05-15 secunde.

1.3.2.5. Releu electronic temporizat de curent sau tensiune

Din varietatea foarte mare de relee electronice de protecție (de curent sau de tensiune) se prezintă în continuare un releu cu amplificatoare operaționale (Fig.1.23).

Acest releu conține un element cu prag variabil, realizat în jurul amplificatorului AO1. Pragul de acționare poate fi reglat din potențiometrul P1. Circuitul de temporizare este format din generatorul de curent cu tranzistorul T și amplificatorul operațional AO2. Temporizarea Δt se poate regla cu potențiometrul P2.

Când $U_i > U_{p1}$ tensiunea de ieșire U_1 își schimbă polaritatea inițială negativă, dioda D se blochează și permite încărcarea condensatorului C (variația tensiunii este liniară datorită generatorului de curent). Când tensiunea U_3 depășește pragul U_{p2} , tensiunea de ieșire U_o își schimbă polaritatea devenind pozitivă.

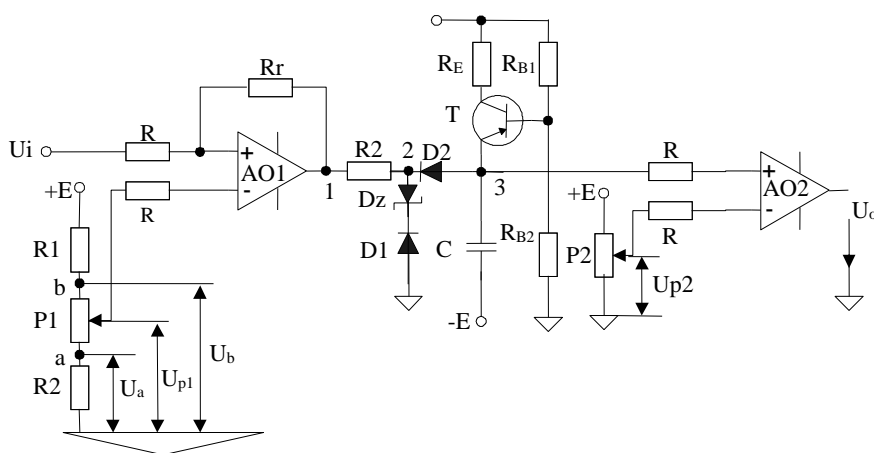


Fig.1.23 Releu electronic temporizat de tensiune.

1.3.3. Relee digitale

Tehnicile digitale furnizează o soluție atractivă pentru implementarea funcțiilor tuturor tipurilor de relee, funcții ce pot fi reduse la o serie de algoritmi logici.

Semnalele analogice, tensiunea și curentul, pot fi convertite în semnale digitale cu ajutorul convertoarelor analog-digitale (ADC). Semnalul digital astfel rezultat poate fi procesat fie prin circuite logice discrete, fie cu ajutorul microprocesoarelor. Circuitele logice discrete pot executa un număr mare de operații simple în paralel, în timp ce un microprocesor poate executa operații logice de mare complexitate.

Se poate vorbi despre relee digitale de generația I, care utilizează o logică secvențială cu numărătoare programabile sau memorii, respectiv din generația actuală, care utilizează microprocesoarele ca elemente centrale.

Microprocesoarele sunt extrem de atractive pentru utilizarea în scheme de protecție, pentru a înlocui logica cablată, mai ales acolo unde este necesar un număr mare de variabile în secvența logică.

Dacă se iau în considerare funcțiile pe care trebuie să le îndeplinească un releu, respectiv conexiunile la sistemul supravegheat (mărimi de intrare și de ieșire) și legăturile cu alte sisteme de protecție sau de conducere, se poate spune că un astfel de releu poate fi comparat ca structură hard cu un automat programabil (PLC – Programmable Logic Controller) sau cu un calculator de proces.

O funcție nouă se poate programa, pe un hardware standard, prin folosirea unei console de programare sau prin inscripționarea unei memorii non-volatile. Un releu poate realiza mai multe funcții, atât de protecție cât și suplimentare, cum ar fi autotestarea.

Ca soluție generală sistemele de protecție digitală folosesc încă transformatoare de măsură de protecție convenționale (ca traductoare/reductoare) și acționează asupra întreruptoarelor

prin contactele de ieșire ale unor relee de declanșare.

Principala lor componentă, un sistem cu microprocesor în timp real, folosește date provenite în flux continuu din rețea. Cu aceste date, eșantionate, prelucrate și filtrate digital sunt efectuate apoi calculele numerice necesare protecției. Programele, algoritmi și reglaje stabilite sunt stocate într-o memorie cu care este dotat microprocesorul. Asigurarea unei disponibilități ridicate a sistemului de protecție este obținută prin autoverificarea și autocalibrarea continuă atât pe partea de hard cât și pe partea de soft a releului.

1.3.4. Relee numerice

La ora actuală sunt oferite echipamente care permit implementarea unui sistem integrat, modular, ierarhizat, deschis spre nivelurile superioare, care permite o exploatare eficientă bazată pe calculator și asistată de acesta, prezentând o serie de avantaje tehnice și economice:

- securitate și eficiență a exploatării, cu prezentare clară pe display, a datelor din instalație;
- posibilitatea analizării secvențiale a evenimentelor, în scopul reconstituirii unui eveniment și a stabilirii cauzei avariilor;
- posibilitatea analizei sintetice, statistice ale evenimentelor;
- reducerea numărului de aparate, concentrarea și extinderea funcțiilor acestora;
- reducerea numărului de cabluri de transmisiuni și creșterea fiabilității legăturilor prin utilizarea cablurilor optice;
- creșterea gradului de utilizare a instalațiilor și reducerea daunelor provocate de incidente și avarii.

Sistemul de protecție numerică este compus în principal din subansamble cu funcții distincte și anume:

- transformatoare intermediare de curent și tensiune care preiau mărimile respective de la transformatoarele de măsură ale liniei;
- modul de achiziție de date;
- modulul procesor (rulează algoritmul de calcul și supraveghează mărimile de intrare);
- modulul procesor central controlează secvențele logice ale protecției și asigură transmiterea semnalelor către interfețe;
- module de interfață (intrări, ieșiri, circuitele de declanșare);
- modulul de operare frontal;
- modul de comunicație

Partea de hard a sistemelor de protecție numerică are o structură modulară, ceea ce dă sistemului un înalt grad de flexibilitate.

Partea de soft, cu o structură de asemenea modulară, dispune de o bibliotecă cuprinzătoare, care conține programe, algoritmi și parametri pentru reglarea protecțiilor. În acest fel, se pot alege din bibliotecă funcțiile de protecție necesare, în concordanță cu caracteristicile și importanța echipamentului care trebuie protejat, cu schema electrică a stației la care este racordat echipamentul primar, cu topologia rețelei și, de asemenea, cu cerințele utilizatorului.

De regulă, un sistem de protecție numerică realizează, prin procedee specifice tehnicii numerice, toate tipurile de protecții necesare unei instalații electrice.

Deci, distincția (diferența) dintre un releu digital de protecție și un releu numeric de protecție se bazează pe detalii tehnice. Releele numerice (protecțiile numerice) sunt rezultatul progresului tehnologic în domeniul releelor digitale. Există mai multe tipuri de relee numerice de protecție diferite, cu arhitecturi similare, permițând astfel proiectanților să dezvolte soluții, întregi sisteme de protecții (protecții multifuncționale) bazate pe un număr relativ redus de componente flexibile. Releele numerice folosesc procesoare de mare viteză și algoritmi adecvați, fiind totodată multifuncționale, permițând adesea zeci sau sute de setări.

În prezent, există multe tehnici avansate de comunicare care pot fi utilizate pentru îmbunătățirea protecției, controlului, vitezei de restaurare după întrerupere, analizei de

funcționare, funcțiilor de întreținere și planificare [2]. Aceste facilități de comunicare permit accesare unor informații în timp real, sau deja stocate, ale altor instalații de protecție, necesare operării, testării, întreținerii etc. [2].

Releele moderne digitale se bazează pe experiența și resursele tehnice ale seriilor anterioare, fiind mai compacte cu un consum redus de energie, permițând operarea la distanță pe baza funcțiilor de comunicare mult îmbunătățite (utilizarea sistemului global de poziționare – GPS - pentru măsurarea digitală, în special pentru protecția liniilor aeriene, oferind rezultate încurajatoare) [2].

Cu toate acestea, releele electromecanice sunt încă cele mai predominante rele utilizate aproape în toate sistemele electroenergetice naționale (SEN), inclusiv în SUA și Rusia, în special pentru rețele de înaltă și foarte înaltă tensiune. Practica a demonstrat, fără îndoială, eficacitatea acestei generații de rele de protecție. În ultimii 15-20 de ani, a existat o înlocuire pe scară largă a releelor electromagnetice de către dispozitivele de protecție digitale, tranziție care poate fi justificată de avantajele și caracteristicile releelor digitale prezentate anterior.

Pe de altă parte, unii specialiști și experți au exprimat rezerve cu privire la fiabilitatea și durata de viață noilor tipuri de rele. Astfel, durata de viață a releelor electromecanice poate depăși 40 de ani, unele dintre ele fiind în serviciu de peste 50 de ani, în timp pentru un releu numeric durata de viață estimată este între 10 și 15 ani [9]. Acesta este un rezultat al îmbătrânirii componentelor lor electronice, aducând modificări ale parametrilor componentelor lor, pe tot parcursul vieții lor. De exemplu, durata de viață a condensatoarelor electrolitice, care sunt utilizate pe scară largă în rele pe bază de microprocesoare, nu depășește 7-10 ani [10] în condiții favorabile de temperatură și umiditate.

Din punctul de vedere al fiabilității, un studiu statistic efectuat între anii 2000 și 2009, de către Departamentul de Protecție prin Relee al Serviciului Central de Dispecerizare din Rusia, a arătat că fiabilitatea uni releu pe bază de microprocesor este cu aproximativ 60% mai mică decât a uni releu electromecanic [2].

În tabelul 1.1 se prezintă, comparativ, câteva din caracteristicile principale ale diferitelor generații de rele.

Releele digitale, respectiv numerice, constituind obiectul acestui curs, o serie de aspecte legate de structura și de funcționarea lor vor fi detaliate în capitolele următoare.

Tabelul 1.1 Comparație între diferitele generații de rele de protecție [2]

Caracteristica releului	Electromecanic	Static	Digital
Precizie și sensibilitate	Bună	Foarte bună	Excelentă
Durată	Lungă	Scurtă	Scurtă
Funcționare improprie	Aproape niciodată	Posibil	Posibil
Fiabilitate	Foarte bună	Bună	Moderată
Capacitate de discriminare	Nivel scăzut	Bună	Excelentă
Monitorizarea stării	Nu	Nu	Da
Multifuncționalitate	Nu	Limitată	Da
Comunicație	Nu	Nu	Da
Operare la distanță	Nu	Nu	Da
Imunitate la perturbații	Ridicată	Foarte scăzută	Foarte scăzută
Încarcare TC	Mare	Scăzută	Scăzută
Setarea parametrilor	Dificil	Ușor	Foarte ușor
Domeniul de setări	Limitat	Larg	Foarte larg
Auto-diagnoza	Nu	Nu	Da
Măsurare	Nu	Nu	Da
Arhivare evenimente	Nu	Nu	Da
Gabarit	Voluminos	Mic	Compact

BIBLIOGRAFIE

- [1]. Cornelia Elena Ivașcu, Automatizări și protecții prin relee în sistemele electroenergetice, vol. I, U.T. Timișoara, 1990.
- [2]. Abdelkader Abdelmoumene, Hamid Bentarzi, A review on protective relays' developments and trends, *Journal of Energy in Southern Africa*, Vol 25 No 2, May 2014, pp. 91 – 95.
- [3]. Vajira Pathirana, A Power system Protection Scheme Combining Impedance Measurement and travelling Waves: Software and hardware Implementation, A dissertation submitted to the Faculty of Graduate Studies in partial fulfillment of the requirements for the degree of Doctor of Philosophy, The Department of Electrical and Computer Engineering, The University of Manitoba, Winnipeg, Manitoba, Canada, April 2004.
- [4]. Lundqvist, B., 100 years of relay protection, the Swedish ABB relay history. ABB Automation Products, Substation Automation Division (Sweden), 2001.
- [5]. Rebizant, W., Szafran, J., & Wiszniewski, A., Digital signal processing in power system protection and control, Springer, 2011.
- [6]. Singh, L. P., Digital Protection: Protective Relaying from Electromechanical to Microprocessor, New Delhi: New age international Ltd., 2004.
- [7]. Rockefeller, G. D., Fault protection with a digital computer, *IEEE Trans. Power App. and Syst.*, 88(4), 1969, pp. 438-464.
- [8]. Sachdev, M. S., Computer relaying, IEEE Tutorial course text pub. 79EH0148-7-PWR, 1979.
- [9]. Gurevich, V., Technological Advance in Relay Protection: Dangerous Tendencies. *Electrical Engineering and Electromechanics*, 2, 2012, pp. 33-37.
- [10]. Gurevich, V., Reliability of Microprocessor Based Protective Devices. *Journal of Electrical Engineering*, 60 (5), 2009, pp.295-300.

2. PRINCIPII DE PROTECȚIE ÎN SISTEMELE ELECTROENERGETICE

Protecția prin relee contribuie în mod direct în primul rând la asigurarea continuității alimentării normale cu energie electrică a consumatorilor, iar în al doilea rând la menajarea instalațiilor electroenergetice, care pot fi suprasolicitate sau chiar avariate în cazul apariției unor regimuri anormale de funcționare.

2.1. CLASIFICAREA SISTEMELOR DE PROTECȚIE

Sistemele de protecție prin relee pot fi clasificate după mai multe criterii [1]:

1) **Dacă se urmăresc variațiile mărimilor electrice din rețea** se constată că la apariția defectului (sau a funcționării anormale) acestea suferă modificări substanțiale care conduc la:

- creșterea curenților supravegheați și micșorarea unor tensiuni de fază (ca și consecință reducerea impedanței măsurate între punctul de măsură și locul de defect, $Z=U_f/I$);
- creșterea unor tensiuni pe fază la apariția unor comutații în instalație;
- variații ale frecvenței;
- creșterea temperaturii etc.

Astfel, protecțiile pot fi clasificate din acest punct de vedere în *protecții maximale*, respectiv *protecții minimale*.

2) **După mărimea controlată:**

- *protecția de curent* – acționează la depășirea unei limite stabilite pentru curentul din circuitul protejat;
- *protecția direcțională* – acționează la schimbarea sensului circulației de puteri prin elementul protejat;
- *protecția de distanță* – acționează la micșorarea sensibilă a impedanței circuitului protejat;
- *protecția diferențială* – acționează la apariția unei diferențe între valorile curenților de la extremitățile zonei protejate;
- *protecția homopolară* – acționează la apariția componentelor homopolare de curent sau tensiune în cazul punerilor la pământ;
- *protecția de tensiune* – acționează la depășirea unei limite stabilite pentru tensiunea circuitului protejat;
- *protecția cu relee de gaze* – acționează la apariția gazelor în cuva cu ulei a transformatoarelor în cazul scurtcircuitelor;
- *protecția termică* – acționează la creșterea temperaturii circuitelor electrice în timpul scurtcircuitelor sau regimurilor anormale.

3) **După rolul pe care îl au în sistem:**

- *protecții de bază* – acționează la defectele care apar în limitele zonei protejate prin declanșarea întreruptoarelor celor mai apropiate de elementele respective avariate;
- *protecții de rezervă* – acționează în locul protecțiilor de bază, în cazul în care aceasta refuză să acționeze;
- *protecții auxiliare* – acționează în cazul defectelor care apar în zone în care protecția de bază nu poate acționa (nu întotdeauna protecția de bază acoperă întreaga zonă a elementului protejat);

4) **În funcție de elementul protejat:**

- *pentru generatoare sincrone;*
- *pentru transformatoare și autotransformatoare de putere;*
- *pentru sisteme de bare;*
- *pentru linii electrice;*

➤ pentru motoare electrice;

5) **În funcție de principiul constructiv:**

➤ *protecții cu relee clasice* (electromagnetice, electrodinamice, de inducție etc.);

➤ *protecții cu relee electronice* (realizate cu componente discrete – tranzistoare, tiristoare, triacuri, diode, rezistențe, condensatoare etc.);

➤ *protecții cu microprocesoare/relee digitale* (protecții numerice de generația I);

➤ *protecții numerice* (protecții numerice de generația II).

2.2. CERINȚE IMPUSE SISTEMELOR DE PROTECȚIE

Pentru lichidarea optimă a defectelor protecțiile prin relee trebuie să satisfacă o serie de condiții care pot fi exprimate prin următorii parametri:

➤ *rapiditatea* - adică necesitatea unei acționări rapide, rezultată din pericolul pe care îl prezintă întârzierea lichidării scurtcircuitelor apărute în sistemele electrice. Rapiditatea se impune tot mai mult, odată cu dezvoltarea sistemelor energetice, având în vedere că trebuie să asigure menținerea stabilității funcționării în paralel a generatoarelor legate la sistem, reducerea timpului cât consumatorii sunt alimentați cu tensiune scăzută etc.

➤ *selectivitatea (discriminarea)*, reprezintă proprietatea protecțiilor de a comanda deconectarea numai a elementului în care a apărut defectul, toate celelalte părți componente ale SEE rămânând în funcțiune. O protecție poate avea selectivitate absolută (folosind informații de la două sau mai multe extremități ale zonei protejate), sau selectivitate relativă (folosind informații doar de la o extremitate a zonei protejate);

➤ *siguranța* - adică protecțiile trebuie să aibă proprietatea de a acționa corect în toate cazurile când este necesar (de a nu avea refuzuri în funcționare) și de a nu acționa atunci când nu este necesar (de a nu avea acționări false). Prin urmare, o protecție este sigură dacă acționează întotdeauna când este necesar și numai când este necesar;

➤ *sensibilitatea* - respectiv protecțiile trebuie să acționeze în cazul unor abateri cât mai mici de la valoarea normală a mărimii fizice controlate și se apreciază cantitativ printr-un coeficient de sensibilitate, K_{sens} ;

➤ *independența față de condițiile exploataării* - protecția unei instalații trebuie să acționeze corect, independent de schema de conexiuni a sistemului electric în momentul respectiv, de numărul centralelor și al generatoarelor în funcțiune;

➤ *simplitatea* – reprezintă rezultatul unei proiectări optime ceea ce presupune un număr minim de echipamente și circuite;

➤ *compatibilitatea electromagnetică* – proprietatea echipamentului protecției de a nu fi perturbat în funcțiune de influența diverselor câmpuri electromagnetice și de a nu genera perturbații electromagnetice în mediul înconjurător;

➤ *eficacitatea economică* - condiție care se referă nu numai la cheltuielile ce reprezintă costul echipamentelor de protecție și al montării acestora, ci și la cheltuielile de întreținere și de revizie care în unele cazuri pot avea valori importante.

2.3. PRINCIPIUL PROTECȚIILOR DE CURENT

Acest principiu, care constă în protejarea instalațiilor electrice împotriva depășirii valorilor admisibile ale curentului, a stat la baza realizării primelor sisteme de protecție. Pornind de la acest principiu de bază au fost dezvoltate sistemele de protecție maximale de curent în trepte.

Pentru utilizarea corectă a protecțiilor de curent este necesară cunoașterea curenților de defect în fiecare element al rețelei, astfel încât să se realizeze o setare corectă a curenților de pornire a protecției, respectându-se cerințele privind selectivitatea.

Se definesc următoarele valori caracteristice reglajului unei protecții de curent maximale:

➤ I_{pp} , curentul de pornire a protecției, reprezintă valoarea curentului din primarul TC de la care protecția începe să acționeze (valoare reglată, de prag pentru funcționarea protecției);

➤ I_{pr} , curentul de pornire al releului, reprezintă valoarea curentului de pornire a protecției raportată la secundarul TC, $I_{pr} = I_{pp}/n_{TC}$, cu $n_{TC} = I_{primar}/I_{secundar}$, raportul de transformare al TC.

Datele necesare pentru reglajul releelor (stabilirea curenților de pornire a protecției) presupune analiza posibilelor regimuri de funcționare ale rețelei electrice supravegheate, ținând cont de [1]:

- *diagrama monofilară* a sistemului de protejat în care apar relele de protecție și transformatoarele de măsură de curent asociate;
- *impedanțele elementelor de sistem* (generatoare, transformatoare, linii electrice etc.);
- *curentul nominal* (I_n), prin care se înțelege curentul admisibil pentru care este prevăzută instalația electrică;
- *curenții de pornire* a motoarelor electrice;
- *curentul de sarcină maxim* ($I_{sarc.max.}$), definit în legătură cu puterea maximă absorbită de un consumator, adică cea mai mare valoare a puterii medii de durată într-o perioadă considerată și într-un interval de timp (15 - 60 minute) în funcție de caracteristicile sarcinii. Se determină pentru fiecare punct de amplasare a protecțiilor;
- *curentul de suprasarcină*, prin care se înțelege orice curent superior celui nominal, produs într-un circuit electric fără defect, în regim anormal de funcționare;
- *curentul de scurtcircuit* - curentul produs de apariția unui scurtcircuit. Pentru o rețea trebuie avute în vedere situațiile extreme reprezentate prin *regimul minim de scurtcircuit* (desemnat prin valoarea curentului de scurtcircuit I''_{Kmin}), respectiv *regimul maxim de scurtcircuit* (desemnat prin valoarea curentului de scurtcircuit I''_{Kmax}). Se determină pentru fiecare loc de amplasare a protecțiilor;
- *curbele de scădere a curentului* de defect alimentat de generatoare;
- *caracteristicile transformatoarelor de curent*.

2.3.1 Principiul protecției maxime de curent instantanee (cu secționare)

Schema de principiu monofilară, a unei protecții maxime de curent aplicată unei rețele radiale, este prezentată în figura 2.1 în care notațiile utilizate au următoarele semnificații:

- SB și SL separatoarele de bară, respectiv de linie;
- Q întreruptor;
- TC transformator de curent;
- simbolul $I >$ denumește releul (protecția) maximal de curent;
- I_p curentul primar (din circuitul de supravegheat), respectiv care parcurge înfășurarea primară a TC;
- i_s curentul din secundarul TC

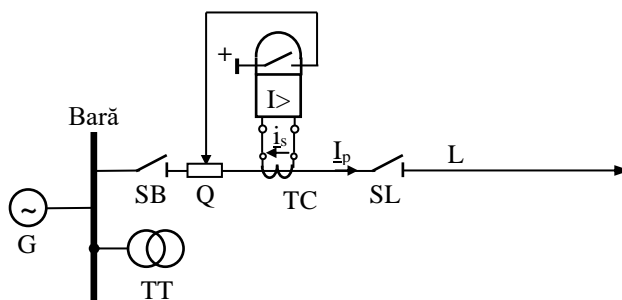


Fig.2.1 Principiul protecției de curent [1].

Trebuie remarcat faptul că această modalitate de implementare a protecției acționează instantaneu, timpul de răspuns în cazul apariției unui regim anormal de funcționare sau de defect depinzând numai de timpii proprii de acționare a componentelor lanțului de protecție (releu de curent, releu intermediar, întreruptor etc.).

Condiția de acționare a releului de curent este îndeplinită în cazul în care valoarea efectivă a curentului din circuitul primar, I_p , depășește valoarea efectivă a curentului de pornire al protecției, I_{pp} :

$$I_p > I_{pp} \quad (2.1)$$

Dacă se are în vedere caracteristica de protecție a releului de curent, caracteristică cu histereză, între valorile de pornire și revenire ale releului (protecției) există următoarele relații:

$$K_{rev} = \frac{I_{pr}}{I_{rp}} = \frac{I_{pp}/n_{TC}}{I_{rp}/n_{TC}} = \frac{I_{pp}}{I_{rp}} \Rightarrow I_{pp} = \frac{I_{rp}}{K_{rev}}, \quad (2.2)$$

unde I_{rr} reprezintă curentul de revenire al releului, iar I_{rp} curentul de revenire al protecției.

Condiția de sensibilitate a protecției impune un coeficient K_{rev} cât mai apropiat de unitate, iar siguranța în funcționare impune să fie subunitar. Releele maximele electromagnetice de curent au un coeficient de revenire mediu $K_{rev} = 0,85$, în timp ce relele electronice (numerice) prezintă un coeficient de revenire apropiat de unitate ($K_{rev} > 0,99$).

Reglarea protecției trebuie să aibă în vedere și modalitatea de conectare a transformatoarelor de curent (Fig.2.2, a, b și c) prin intermediul coeficientului de schemă K_{sch} . În cazul legării secundarelor TC în stea coeficientul de schemă are valoarea $K_{sch} = 1$, respectiv $K_{sch} = \sqrt{3}$ pentru conectarea în triunghi a secundarelor TC. Astfel, relația (2.2) devine:

$$I_{pp} = \frac{K_{sch}}{K_{rev}} I_{rp} \quad (2.3)$$

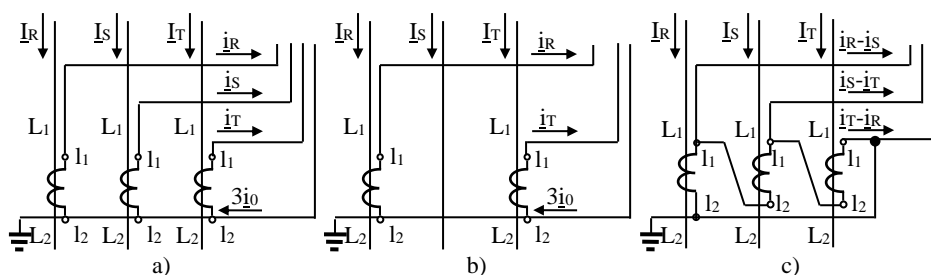


Fig.2.2 Scheme de conexiuni ale transformatoarelor de curent:
 a) stea completă; b) stea incompletă; c) triunghi.

Curentul de defect variază invers proporțional cu impedanța liniei electrice. Deoarece această impedanță depinde de lungimea liniei electrice, rezultă că și valoarea curentului de defect depinde de lungimea liniei parcursă de el. Asigurarea selectivității protecției are în vedere acest aspect („discriminare în curent”) și anume faptul că valoarea curentului de defect depinde de distanța dintre locul de defect (poziția locului de defect) și sursă.

Exemplificarea modului de aplicare a acestei metode este prezentată în figura 2.3. Pentru evitarea deconectărilor neselective (funcționarea protecției în cazul unui defect produs pe un element vecin, în aval) este necesară respectarea condiției $I_{rp} \geq I''_{Kmax}$, unde curentul de scurtcircuit inițial maxim este cel de la capătul zonei supravegheate.

Astfel, curentul de pornire al protecției se determină cu relația:

$$I_{pp} = \frac{K_{sch}}{K_{rev}} I_{rp} = K_{sig} \frac{K_{sch}}{K_{rev}} I''_{Kmax}, \quad (2.4)$$

unde $K_{sig}=1,2...1,5$ un coeficient de siguranță care depinde de tipul releului utilizat.

Această protecție mai poartă numele de „protecție cu secționare de curent” sau „protecție cu tăiere de curent”, deoarece există o porțiune a zonei supravegheate unde protecția

acționează instantaneu și o zonă moartă (de blocare) unde dacă apare un scurtcircuit acesta nu este sesizat de protecție, și ca urmare aceasta nu acționează.

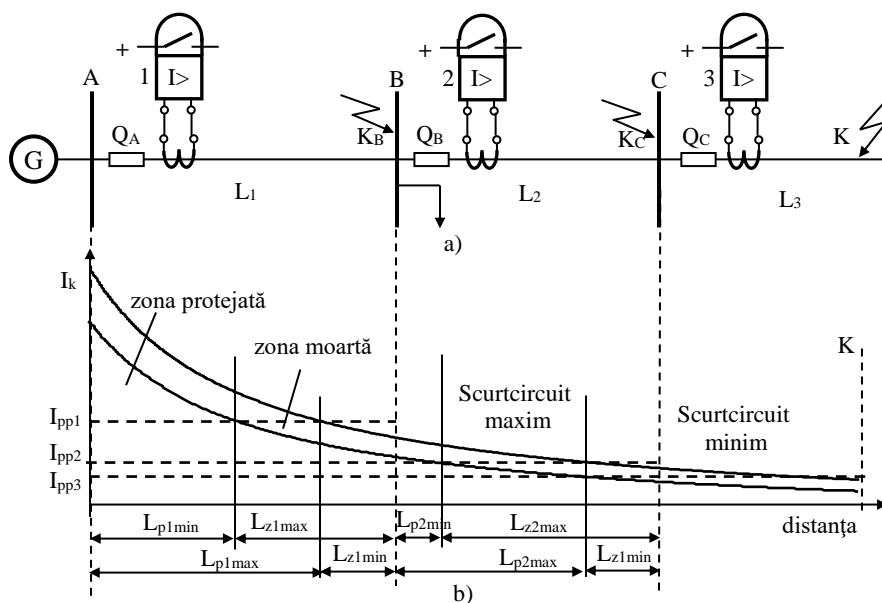


Fig.2.3 Principiul protecției de curent cu secționare:

a) schema monofilară; b) curentul de scurtcircuit funcție de severitatea scurtcircuitului și de distanță, respectiv reglajul curentului de pornire a protecției.

În cazul utilizării protecției prin secționare de curent, suplimentar va trebui prevăzută și o protecție de rezervă, cum ar fi protecția maximală de curent temporizată, când se obține o „protecție maximală de curent în două trepte”.

Această metodă de discriminare are aplicații la protejarea liniilor radiale de joasă, medie și înaltă tensiune. Totodată, împreună cu protecțiile direcționale, ea poate fi aplicată și la liniile alimentate de la două capete. Este o metodă simplă, ieftină și eficientă.

2.3.2. Principiul protecției maxime de curent temporizată

O funcționare cu secționare (instantanee) nu satisface totalitatea situațiilor care apar în funcționarea rețelelor electrice, mai ales în ceea ce privește discriminarea situațiilor de defect pasager față de cele persistente, discriminarea situației de suprasarcină față de cea de scurtcircuit, respectiv asigurarea selectivității în distanță (legată de coordonarea protecțiilor). Din acest motiv s-au dezvoltat protecții de curent temporizate, cu secționare de curent temporizată, respectiv protecții maxime de curent temporizate cu cele două variante: cu *caracteristică de timp independentă*, respectiv cu *caracteristică de timp dependentă*.

2.3.2.1. Secționarea de curent temporizată

Metodele de discriminare numai în curent (cu secționare), sau numai în timp, prezintă anumite dezavantaje. Chiar dacă sunt metode relativ simple de implementat, ieftine, ele nu pot rezolva în mod unilateral multe din problemele legate de protecția sistemelor electroenergetice.

Aceste limitări, impuse de utilizarea separată a celor două metode, pot fi depășite prin utilizarea metodei de discriminare în timp și curent - *secționarea de curent temporizată*. Această metodă combină posibilitățile oferite de discriminarea în timp, respectiv în curent, contribuind la obținerea unor soluții de realizare a protecției superioare.

Protecția cu secționare de curent temporizată (Fig.2.4) se folosește când secționarea rapidă nu protejează cel puțin 20% din linie.

Curentul de pornire a protecției, I_{pp} , se alege în funcție de curentul de scurtcircuit exterior maxim de la capătul tronsonului din aval:

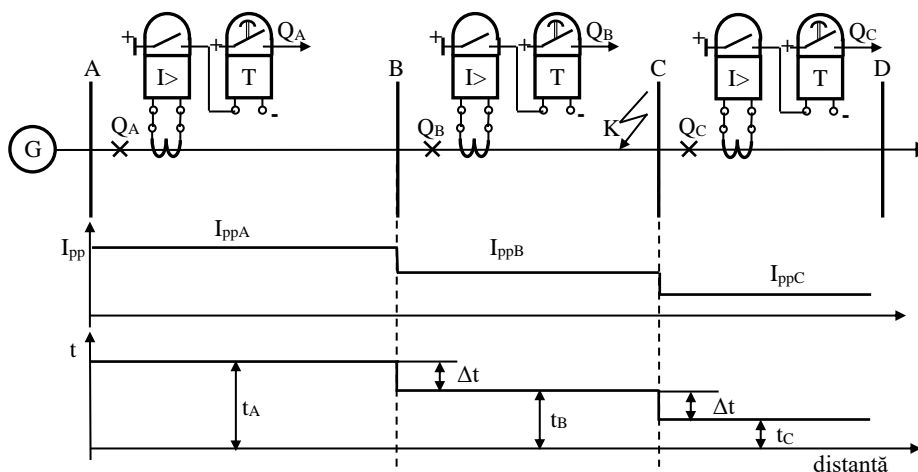


Fig.2.4 Aplicarea metodei de discriminare în timp și în curent (secționarea de curent temporizată).

$$I_{ppA} = K_{sig} \cdot I''_{KCmax}, \quad (2.5)$$

iar temporizarea corespunzătoare se reglează la valoarea:

$$t_A = t_B + \Delta t = t_C + 2\Delta t. \quad (2.6)$$

Realizarea selectivității între diferitele tronsoane ale liniei prin discriminarea în timp presupune ca *timpul de acționare a protecțiilor să descrească dinspre sursă înspre consumatori* [1]. Timpul de acționare minim va corespunde tronsonului de linie cel mai depărtat față de sursă (în avalul liniei).

Valoarea prescrisă a decalajului (a treptei de timp Δt) dintre temporizările a două protecții maxime, corespunzătoare la două tronsoane de rețea adiacente, implică următoarele:

- valoarea minimă a treptei timp, Δt , trebuie să permită acționarea releelor aferente și acționarea întreruptorului, corespunzător tronsonului supravegheat, înainte ca un alt întreruptor din amonte să primească comanda de declanșare;
- Δt se determină pentru situația cea mai defavorabilă, care apare atunci când două elemente de temporizare adiacente au erorile maxime de temporizare de semn opus, cu relația următoare:

$$\Delta t = \frac{2\varepsilon_T}{100} t_{max} + t_{ai} + t_{sig}, \quad (2.7)$$

cu:

- ✓ ε_T - eroarea relativă a releului de timp [%];
- ✓ t_{max} este temporizarea maximă realizabilă de către releul de timp;
- ✓ t_{ai} – timpul de acționare a întreruptorului;
- t_{sig} – timp de siguranță (margine de siguranță).

Dezavantajul acestei metode constă în faptul că defectele cele mai apropiate de sursă (cu cele mai mari valori ale curentului de scurtcircuit), care sunt și cele mai severe, sunt eliminate în timpul cel mai lung. Acest lucru presupune solicitări mai mari ale instalațiilor electrice atât din punct de vedere termic cât și electrodinamic. Din acest motiv, eficiența acestei protecții va crește prin utilizarea împreună cu secționarea de curent. Totodată, creșterea eficienței protecțiilor de curent prin utilizarea combinată a protecțiilor instantanee și a celor temporizate, este și unul dintre motivele care a dus dezvoltarea protecțiilor maxime de curent temporizate, cu cele două variante: cu *caracteristică de timp independentă*, respectiv cu *caracteristică de timp dependentă*.

2.3.2.2. Protecția maximală de curent temporizată cu caracteristică independentă

În cazul acestei variante, intervalul de timp (temporizarea) după după care are loc acțiunea protecției (semnalizare, comandă de declanșare a întreruptoarelor etc.) nu depinde de valoarea I_p a curentului din circuitul supravegheat (Fig.2.5, a). Protecția presupune prezența unui releu maximal de curent, ca element de pornire, și existența unui releu de timp (sau element de

temporizare) pentru realizarea temporizării (Fig.2.5, b). Contactele celor două relee, releul maximal de curent $I >$ și releul de timp, realizează funcția logică ȘI (&).

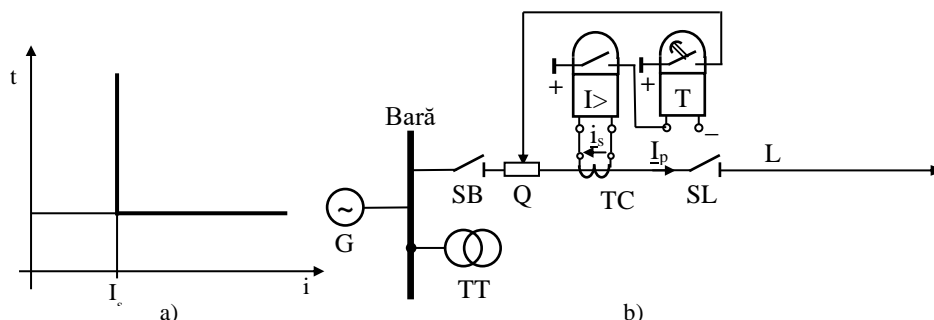


Fig.2.5 Protecția maximală de curent temporizată cu caracteristică independentă [protf]:
 a) caracteristici timp/curent a releului maximal de curent cu caracteristică independentă; b) schema de principiu.

Relația care definește funcționarea protecției ține cont de cele două elemente și se scrie astfel:

$$(I_p > I_{pp}) \& (t_p > T_{pp}), \tag{2.8}$$

adică, acțiunea de declanșare a întreruptorului are loc numai în cazul în care curentul din circuit depășește valoare reglată I_{pp} și durata t_p lui este mai mare decât temporizarea prescrisă T_{pp} .

Valoarea prescrisă a diferenței dintre temporizările a două protecții adiacente, treapta de timp Δt , se calculează cu relația (2.7).

În acest caz, pentru evitarea deconectărilor neselective (funcționarea protecției în cazul unui defect produs pe un element vecin – în aval) este necesară respectarea condiției:

$$I_{tp} \geq I_{sarc.max.}, \tag{2.9}$$

unde curentul de sarcină maxim este același pentru toată rețeaua fără ramificații, sau egal cu suma curenților din ramificații pentru fiecare nod de derivație în parte.

Astfel, curentul de pornire al protecției, conform relației (2.3), este:

$$I_{pp} = K_{sig} \frac{K_{sch}}{K_{rev}} I_{sarc.max.}, \tag{2.10}$$

iar $K_{sig}=1,1 \dots 1,25$ un coeficient de siguranță care depinde de tipul releului utilizat.

Exemplificarea aplicării acestei metode de discriminare, aplicată în cazul protecției maxime de curent a unei linii radiale, este prezentată în figura 2.6, unde cu:

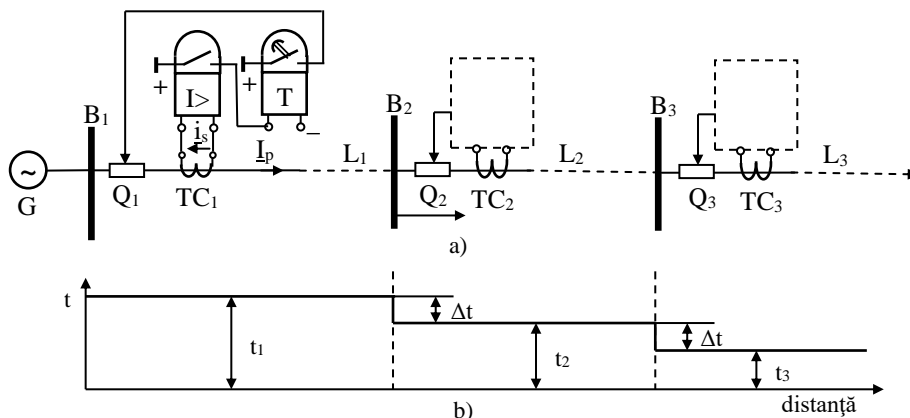


Fig.2.6 Aplicarea metodei de discriminare în timp:
 a) schema de principiu a protecției maxime de curent temporizate de curent pentru o rețea radială; b) setarea temporizărilor.

- B₁, B₂, B₃ s-au notat barele corespunzătoare stațiilor 1, 2, 3;
- L₁, L₂, L₃ se identifică cele trei tronsoane ale liniei luată în discuție.

De precizat că temporizarea protecției celui de-al treilea tronson, t₃, este impusă ca dată inițială de către celelate protecții din aval sau de către elementul protejat.

2.3.2.3. Protecția maximală de curent temporizată cu caracteristică dependentă (inversă)

Releele maximale de curent cu caracteristică dependentă sunt relee pentru care timpul de acționare depinde de valoarea curentului din circuitul supravegheat (multiplul curentului reglat).

Introducerea releelor cu caracteristică inversă, IDMT, („Inverse Definite Minimum Time Overcurrent Relay”) oferă o mai mare flexibilitate aplicării metodei discriminării în timp și curent [1], [3]. La acest tip de relee, cu caracteristică inversă, durata de timp după care are loc acționarea scade față de valoarea reglată T_{pp} odată cu creșterea valorii curentului din circuitul supravegheat (Fig.2.7).

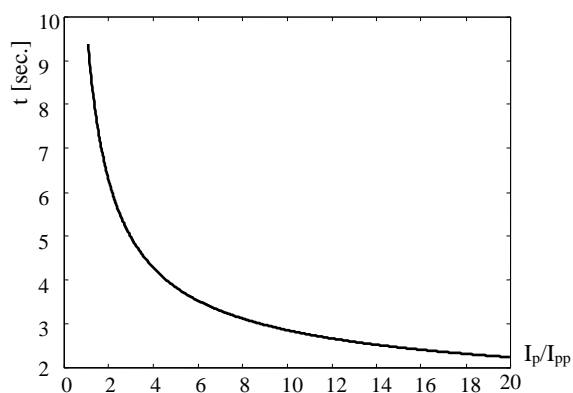


Fig.2.7 Caracteristică timp-curent inversă.

Conform IEC 60255, expresia matematică a acestei dependențe, timp de acționare/curent (curba de declanșare), este de forma [3]:

$$t(I) = \frac{k \cdot \beta}{\left(\frac{I_p}{I_{pp}}\right)^\alpha - 1}, \tag{2.11}$$

unde:

- k reprezintă multiplul timpului setat – TMS („Time Multiplier Setting”);
- I_p/I_{pp} este multiplul curentului reglat PMS („Plug Multiplier Setting”);
- α și β sunt coeficienți care determină alura caracteristicii timp-curent. Acești coeficienți, cu valori standardizate conform IEC 60255 (tabelul 2.1), determină tipul caracteristicii releului.

Caracteristicile de timp astfel obținute, reprezentate în coordonate logaritmice, sunt ilustrate în figura 2.8,a în timp ce în figura 2.8,b este reprezentată o familie de caracteristici standard (SI) obținută prin decrementarea TMS-ului între limitele 1 și 0,1.

Tabelul 2.1 Constantele releelor cu caracteristică inversă conform IEC 60255

Nr.crt.	Tipul caracteristicii releului	α	β
1.	Inversă standard („Standard Inverse” - SI)	0,02	0,14
2.	Foarte inversă („Very Inverse” - VI)	1,00	13,50
3.	Extrem de inversă („Extremely Inverse” - EI)	2,00	80,00
4.	Cu temporizare mare („Long Time Invers” - LTI)	1,00	120,00

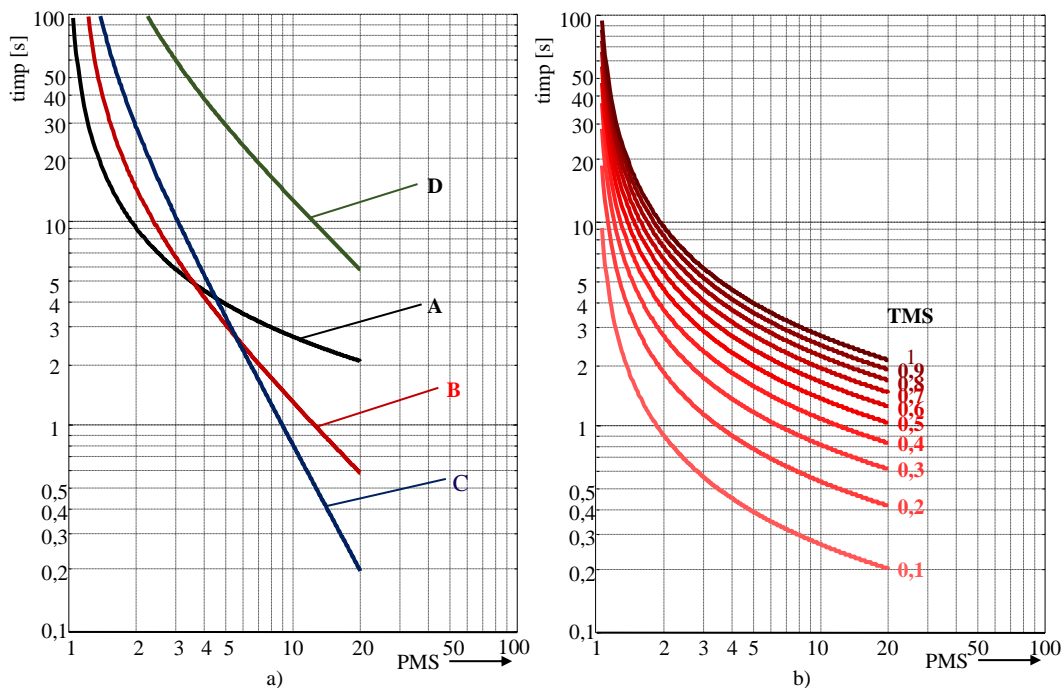


Fig.2.8 Caracteristici de protecție proprii IDMT (IEC 60255):
 a) A – standard, B – foarte inversă, C – extrem de inversă, D – cu durată mare; b) familie tipică de caracteristici inverse standard.

În conformitate cu standardul IEEE C37.112-1996, dependența dintre durata temporizării și intensitatea curentului din circuitul supravegheat („trip curve” – curba de declanșare) se exprimă prin relația:

$$t(I_p) = k \left[\frac{\beta}{(I_p/I_{pp})^\alpha - 1} + \gamma \right], \tag{2.12}$$

unde:

- k reprezintă multiplul timpului setat – TD („Time Dial”);
- I_p/I_{pp} este multiplul curentului reglat PMS („Plug Multiplier Setting”);
- α , β și γ sunt coeficienți care determină alura caracteristicii timp-curent. Acești coeficienți, având valori standardizate conform IEEE C37.112-1996, determină tipul caracteristicii releului (tabelul 2.2).

Caracteristicile de timp astfel obținute, reprezentate în coordonate logaritmice, sunt ilustrate în figura 2.9,a în timp ce în figura 2.9,b este reprezentată o familie de caracteristici MI obținută dând valori TD-ului între limitele 1 și 0,1.

Tabelul 2.2 Constantele releelor cu caracteristică inversă conform IEEE C37.112-1996

Nr.crt.	Tipul caracteristicii releului	α	β	γ
1.	Inversă moderat („Moderately Inverse” - MI)	0,02	0,0515	0,114
2.	Foarte inversă („Very Inverse” - VI)	2,0	19,61	0,491
3.	Extrem de inversă („Extremely Inverse” - EI)	2,0	28,2	0,1217

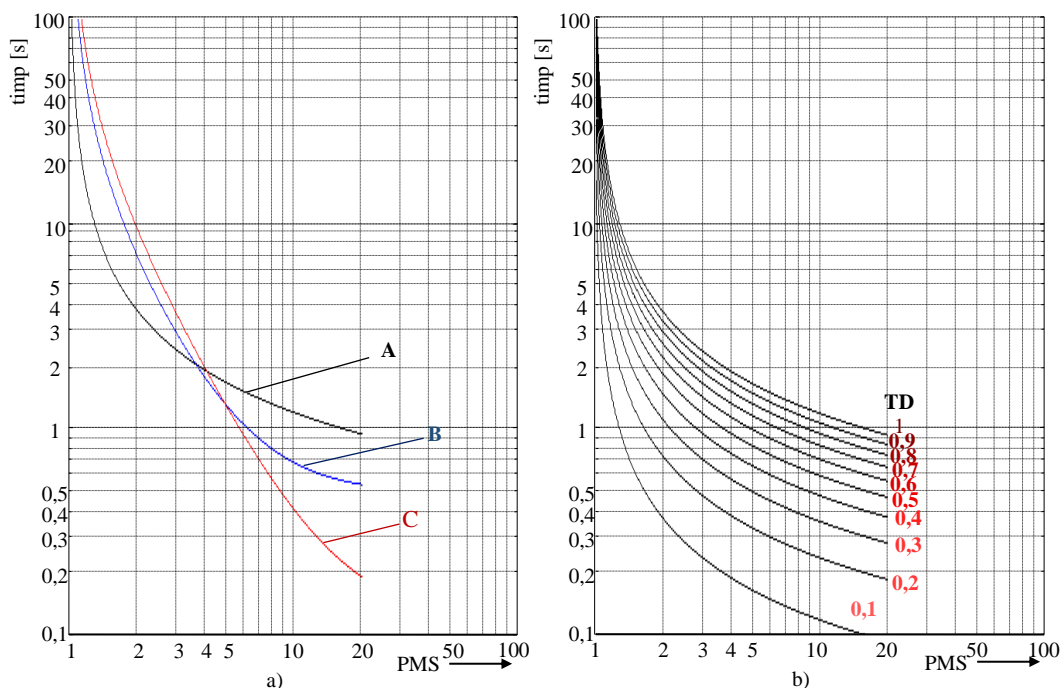


Fig.2.9 Caracteristici de protecție proprii IDMT (IEEE C37.112-1996):
 a) A – MI, B – VI, C – EI; b) familie tipică de caracteristici MI.

În conformitate cu relația (2.11), reglajul unui astfel de releu presupune setarea a doi parametri. Acești parametri sunt:

- valoarea curentului de pornire a protecției, I_{pp} - de obicei curentul setat al acestor relee se alege între 50% și 200% din valoarea curentului nominal al transformatorului de curent din secundarul căruia se prelevează semnalul de curent;
- multiplul timpului setat, TMS (k) - determină curba de protecție caracteristică aparținând familiei de caracteristici proprii releului (Fig.2.8, b).

Reglajul unei astfel de protecții, cu caracteristică de timp inversă, presupune parcurgerea următorilor pași:

1) **Calculul regimului permanent și de scurtcircuit (minim și maxim)** – se determină curenții de sarcină maximă pentru fiecare element în parte, respectiv curenții de scurtcircuit pe fiecare bară;

2) **Alegerea TC** pentru fiecare element pe baza următoarelor criterii:

2.1) *tensiunea nominală* a transformatoarelor U_{nTC} să fie mai mare sau cel puțin egală cu tensiunea de serviciu maximă a elementului protejat, U_{smax} :

$$U_{nTC} \geq U_{smax} ; \tag{2.13}$$

2.2) *curentul nominal* I_{nTC} (primar) al TC să fie mai mare sau cel puțin egal cu cel de sarcină maximă:

$$I_{nTC} \geq I_{sarc.max} , \tag{2.14}$$

de exemplu pentru TC_{q-1} , corespunzător schemei din figura 2.10, a:

$$I_{sarc.max,q-1} = |I_{s,q} + I_{s,q+1}| ;$$

2.3) *verificarea TC la stabilitate termică*, adică curentul limită termic al TC (I_{lt}) să fie mai mare decât valoarea curentului echivalent termic din regim de scurtcircuit maxim, I_{et} :

$$I_{lt} \geq I_{et} = I_k'' (\sqrt{m+n}) t , \tag{2.15}$$

unde I''_K este curentul inițial de scurtcircuit, m este un factor de corecție pentru componenta aperiodică, n - factor de corecție pentru componenta periodică, iar t este timpul real de durată a scurtcircuitului;

2.4) *verificarea TC la stabilitate dinamică*, adică curentul limită dinamic înscris pe plăcuță să fie mai mare decât valoarea de șoc a curentului de scurtcircuit:

$$I_{ld} \geq i_{\text{șoc}} = \sqrt{2}K_{\text{șoc}} \cdot I''_K ; \quad (2.16)$$

3) **Alegerea valorilor curenților setați** pentru pragul de curent - de obicei se consideră o încărcare de 100% ceea ce înseamnă că acești curenți au valori egale cu curenții nominali ai TC;

4) **Se impune treapta de timp Δt** – impunerea treptei de temporizare se face conform relației (2.7);

5) **Se impune timpul de acționare, $t_{a,q}$** , a releului R_q (protecția cea mai depărtată de sursă) la curentul de scurtcircuit corespunzător capătului tronsonului supravegheat (Fig.2.10,a). Se va ține seama de coordonarea protecției cu protecțiile din aval;

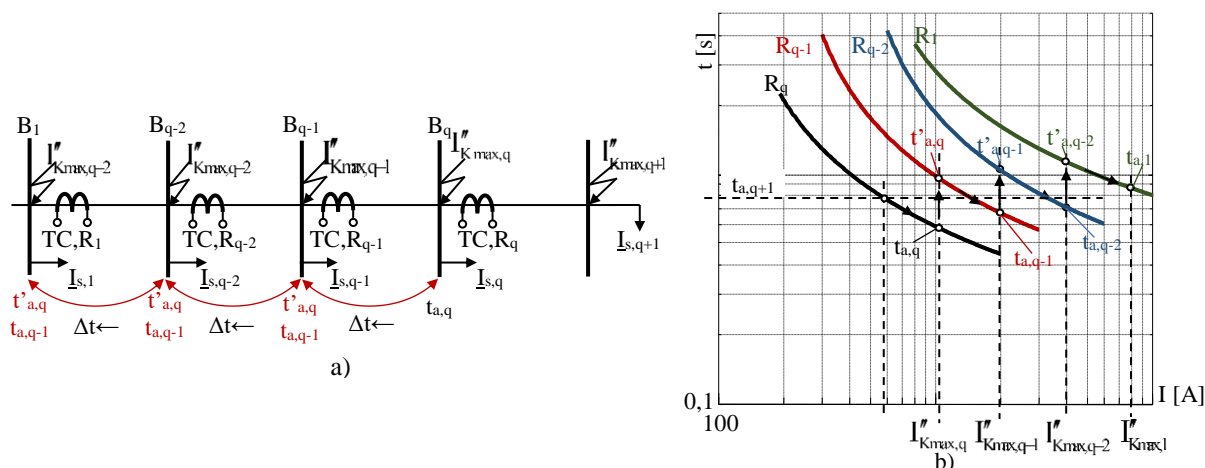


Fig.2.10 Explicativ la reglajul protecției maxime de curent cu caracteristică inversă:
 a) chema electrică monofilară a rețelei protejate; b) curbele de protecție ale protecțiilor de curent cu caracteristică inversă corespunzătoare fiecărui releu din stații.

6) **Se începe cu releul cel mai depărtat de sursă, q** , și se determină TMS_q astfel:

6.1) *se determină multiplul curentului reglat PMS_q astfel:*

$$PMS_q = \frac{I''_{K_{max,q}}}{I_{pp,q}} ; \quad (2.17)$$

6.2) *cu această valoare, din diagrama din figura 2.8, b - sau pe baza relației de definiție (2.11) - se determină de pe caracteristica pentru $TMS=1$ timpul normal de acționare $t_{c,q}$ al releului. Putem calcula valoarea de reglaj a multiplului timpului:*

$$TMS_q = \frac{t_{a,q}}{t_{c,q}} , \quad (2.18)$$

timpul de acționare $t_{a,q}$ fiind impus de protecția din aval;

7) **Se trece la următorul releu (din amonte)** și se fac următoarele operații:

7.1) *calculul timpului propriu de acționare $t'_{a,q-1}$ la $I''_{K_{max,q}}$:*

$$t'_{a,q-1} = t_{a,q} + \Delta t ; \quad (2.19)$$

7.2) *se determină PMS'_{q-1} cu relația (2.17) în care de data aceasta la numitor apare curentul setat corespunzător releului $q-1$:*

$$PMS'_{q-1} = \frac{I''_{Kmax..q}}{I_{pp,q-1}}; \quad (2.20)$$

7.3) din caracteristica din figura 2.8, a - sau pe baza relației de definiție (2.11) - se determină $t_{c,q-1}$ și cu relația (2.18), scrisă pentru $t'_{a,q-1}$ se determină TMS_{q-1} , respectiv caracteristica corespunzătoare acestui releu;

7.4) se determină PMS_{q-1} pentru curentul inițial de scurtcircuit pe bară, $I''_{Kmax..q-1}$

$$PMS_{q-1} = \frac{I''_{Kmax..q-1}}{I_{pp,q-1}}, \quad (2.21)$$

valoare cu care, ținând cont de TMS_{q-1} , de pe caracteristica proprie se determină $t_{a,q-1}$;

8) **Se trece la releul q-2** și se repetă operațiunile de la punctul 7 etc.

2.3.3. Principiul protecțiilor de curent de secvență

Pentru identificarea unor defecte nesimetrice se folosesc protecții de curent de secvență zero sau homopolară (împotriva defectelor monofazate) și protecții de curent de secvență negativă sau inversă (împotriva defectelor bifazate).

Filtrele pentru componente simetrice pot fi simple sau compuse. Realizarea filtrelor simple de curent sau de tensiune presupune utilizarea curenților de fază, respectiv a tensiunilor de linie. Alegerea filtrelor trebuie să țină seama de următoarele elemente:

- sensibilitate maximă la valoarea minimă a curenților sau a tensiunilor de o anumită secvență aplicate la bornele filtrului și la care schema filtru-releu acționează;
- consum minim la sarcină nominală a transformatoarelor de măsură;
- valoare minimă a tensiunii sau a curentului de dezechilibru.

2.3.3.1. Protecția de curent de secvență zero (homopolară)

Cele mai frecvente defecte care apar în rețelele electrice constau în puneri la pământ. Acestea pot fi detectate de protecțiile maxime de curent, dar nu întotdeauna sau nu cu suficientă sensibilitate.

Necesitatea utilizării unei protecții mai sensibile față de punerile la pământ este impusă de următoarele considerente:

- curentul de punere la pământ în multe cazuri este limitat valoric;
- sensibilitatea și viteza de răspuns impuse protecțiilor nu pot fi obținute prin utilizarea protecțiilor clasice maxime de curent.

Aceste tipuri de protecții sunt sensibile numai la curentul de punere la pământ („residual current”) atâta timp cât există un defect care conduce la apariția unei componente de secvență zero a curentului. În consecință o astfel de protecție nu va fi influențată de curentul de sarcină, indiferent dacă sistemul este echilibrat sau nu. Deci curentul de pornire al protecției va fi determinat numai de caracteristicile echipamentelor utilizate. Totuși această afirmație este adevărată numai dacă nu există curenți capacitivi sau de scurgere la pământ ale căror valori să fie apropiate de valoarea de pornire a protecției.

Dealtfel, posibilitatea unui reglaj foarte „jos” (la un nivel de curent redus) este foarte utilă atâta timp cât punerile la pământ ar produce efecte apropiate de cele produse de celelalte avarii.

În general valoarea curenților de punere la pământ este limitată de impedanța legată în neutrul rețelei sau de rezistența de punere la pământ.

Măsurarea componentei de secvență zero poate fi realizată prin legarea în paralel a secundarelor TC de pe fiecare fază (Fig.2.11), în cazul unei linii electrice cu trei conductoare, respectiv în figura 2.12 pentru o linie cu patru conductoare [1].

Ideea care stă la baza acestor moduri de conectare este faptul că suma curenților de fază este egală cu de trei ori componenta de secvență zero:

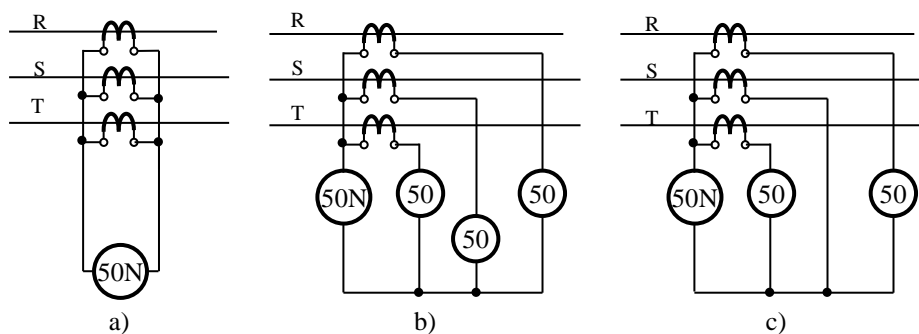


Fig.2.11 Conectarea TC pentru secvența homopolară (linie cu trei conductoare), unde conform simbolizărilor ANSI/IEEE: 50(51) reprezintă un releu maximal de curent (cu caracteristică de timp inversă), 50N(51N) - releu maximal de curent homopolar (cu caracteristică inversă), releul este conectat în secundarul filtrelor de curent de secvență zero.

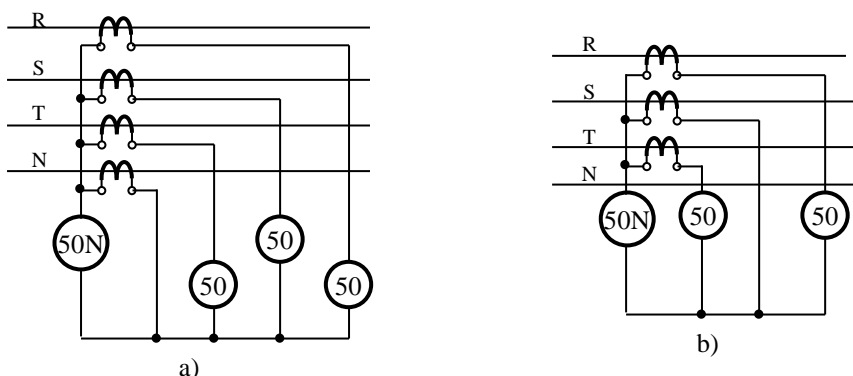


Fig.2.12 Conectarea TC pentru secvența homopolară (linie cu patru conductoare).

$$\underline{I}_r = \underline{I}_{sR} + \underline{I}_{sS} + \underline{I}_{sT} = \frac{\underline{I}_{pR} + \underline{I}_{pS} + \underline{I}_{pT}}{n_{TC}} = \frac{3 \cdot \underline{I}_0}{n_{TC}} \quad (2.22)$$

De fapt, aceste conexiuni realizează un filtru pentru componenta homopolară. Conexiunea cea mai simplă, cea din figura 2.11, a (montaj Holngreen) poate fi extinsă prin introducerea unor releu maximale de curent pe fiecare fază (pentru identificarea fazei defecte cu punere la pământ) și conectarea releului pentru componenta homopolară între neutrul TC și acestea (Fig.2.11, b), în timp ce în figura 2.11, c (2.12, b) este prezentată o variantă economică care utilizează numai două releu maximale de curent.

Curentul de pornire al protecției menționate trebuie să îndeplinească condiția:

$$I_{pp} > I_{dez.max} \quad (2.23)$$

unde $I_{dez.max}$ reprezintă curentul de dezechilibru maxim determinat de suma fazorială a curenților de magnetizare ale celor trei transformatoare de măsură de curent montate pe fazele elementului protejat așa cum rezultă din figura 2.11.

Alte moduri de detectare a componentei homopolare de curent sunt prezentate în figura 2.13, a și b. Aceste variante pot fi aplicate acolo unde există posibilitatea amplasării TC pe conductorul de legătură dintre neutrul rețelei și priza de pământ.

Același filtru de secvență homopolară poate fi realizat prin utilizarea transformatoarelor pentru secvență homopolară (filtru Ferranti) în cazul cablurilor trifazate (Fig.2.14, a, b și c).

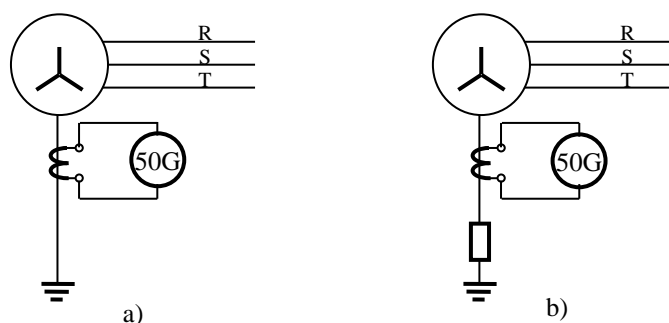


Fig.2.13 Conectarea protecției de secvență zero pe conductorul de legătură dintre neutrul rețelei și priza de pământ, unde conform simbolizărilor ANSI/IEEE: 50N(51N) - relee maximal de curent homopolar (cu caracteristică inversă), releele este conectat în secundarul transformatorului de curent montat pe conductorul de legătură la pământ dintre neutrul înfășurărilor mașinii electrice și prize de pământ.

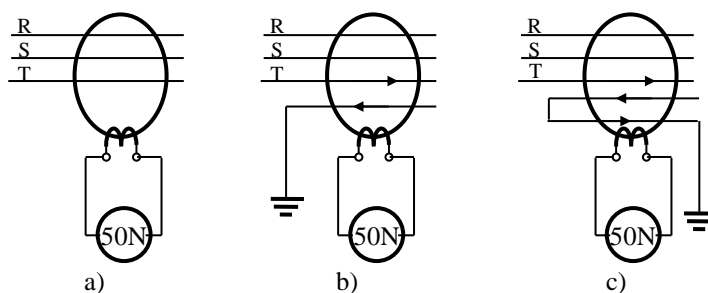


Fig.2.14 Filtru Ferranti:

a) cablu cu trei conductoare; b) cablu cu patru conductoare, montare incorectă; c) cablu cu patru conductoare, montare corectă.

2.3.3.2. Protecția de curent de secvență negativă (inversă)

Protecția de curent de secvență inversă este constituită din transformatoare de măsură de curent, filtru de curent de secvență inversă și relee de curent așa cum se prezintă în figura 2.15.

Curentul de excitație al releului, I_r , trebuie să fie proporțional cu curentul de secvență negativă (inversă):

$$I_r \approx I_R + a^2 I_S + a I_T = I_R - \frac{1}{2} I_S - j \frac{\sqrt{3}}{2} I_S + \frac{1}{2} I_T - j \frac{\sqrt{3}}{2} I_T. \quad (2.24)$$

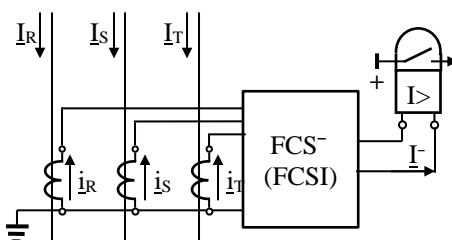


Fig.2.15 Protecția maximală de curent de secvență inversă.

2.3.4. Principiul protecției maxime de curent direcțională

Protecția direcțională este utilizată acolo unde este necesară protejarea sistemului împotriva curenților de defect, care pot circula spre locul de defect din mai multe direcții, iar utilizarea numai a protecției maxime de curent ar produce deconectări nedorite [1].

2.3.4.1. Principiul protecției maxime de curent direcțională cu secționare

Protecțiile de curent direcționale sunt constituite din două unități: o unitate de protecție maximală de curent și una care poate determina sensul de circulație a puterii prin elementul protejat.

În figura 2.16 este prezentată schema monofilară de principiu a unei astfel de protecții cu secționare, utilizate la o rețea simplu buclată (o linie alimentată de la două capete). Se observă că în acest funcția realizată de protecție este funcția logică ȘI. Protecția acționează numai dacă *direcția normală de setare a protecției este dinspre sistemul de bare înspre linia electrică*.

Condiția de acționare a protecției se poate scrie astfel:

$$I_p > I_{pp} \text{ ȘI (sensul de circulație a curentului să corespundă cu cel reglat),} \quad (2.25)$$

cu I_{pp} conform (2.4).

2.3.4.2. Protecția maximală de curent direcțională temporizată

O astfel de protecție trebuie să îndeplinească următoarele condiții:

- trebuie să acționeze asupra întreruptoarelor aflate cel mai aproape de locul defectului;
- trebuie să acționeze numai în cazul în care curentul de scurtcircuit circulă dinspre sistemul de bare înspre linie, sens care coincide cu direcționarea releului direcționat;
- curentul reglat al tuturor releelor maxime de curent are aceeași valoare;
- timpul de acționare al protecțiilor descrește dinspre sursele de alimentare, treapta de timp fiind notată cu Δt ;
- protecțiile vor comanda declanșarea întreruptoarelor corespunzătoare numai dacă curentul din circuit a depășit valoarea de prag reglată, sensul circulației de putere în circuit este cel prestabilit și durata defectului depășește temporizarea reglată:

$$I_p > I_{pp} \text{ ȘI (sensul de circulație a curentului să corespundă cu cel reglat) ȘI (} t_p > T_{pp} \text{),} \quad (2.26)$$

cu I_{pp} conform (2.10).

În figura 2.17 se prezintă conexiunea principalelor elemente (relee) care intră în componența unei astfel de protecții cu care se poate aplica metoda discriminării în direcție și timp (releu maximal de curent, releu direcțional, releu de timp).

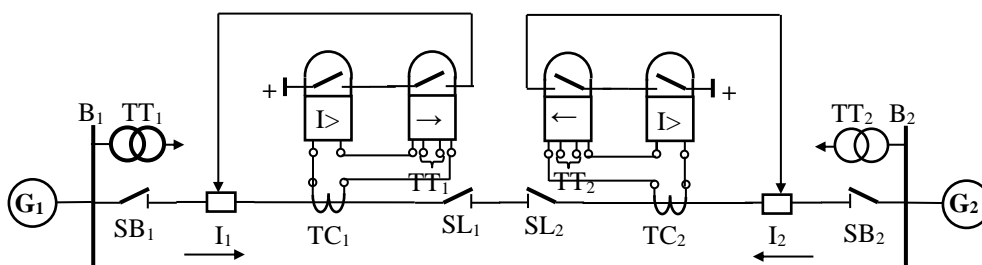


Fig.2.16 Principiul protecției maxime de curent direcționate – schema monofilară.

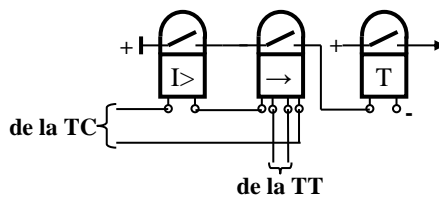


Fig.2.17 Protecția direcționată temporizată.

Aplicarea acestei metode poate fi urmărită în figura 2.18, a și b, unde se prezintă cazul unei rețele alimentate la două capete cu: G_1 și G_2 cele două surse de alimentare; A, B și C sisteme de bare.

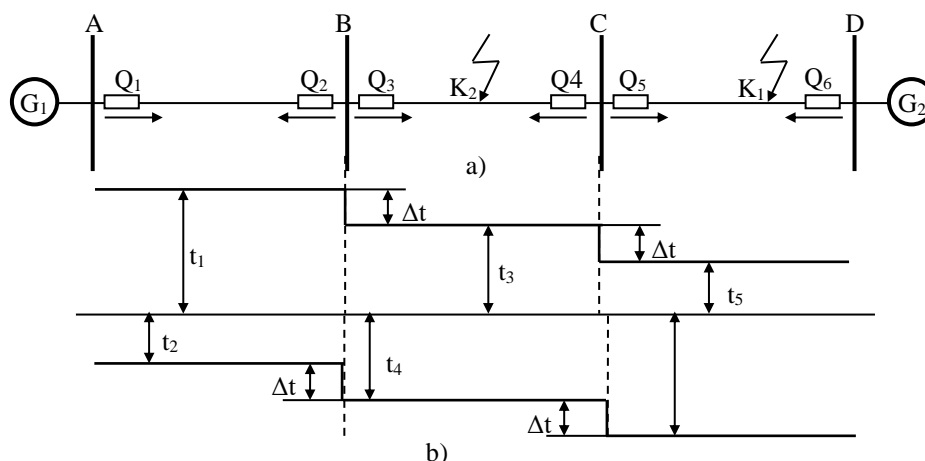


Fig.2.18 Aplicarea metodei de discriminare în timp și în direcție:

a) schema monofilară de principiu a rețelei în studiu cu direcționarea protecțiilor; b) setarea temporizărilor.

Notațiile pentru întreruptoare au ținut cont de direcționarea protecțiilor corespunzătoare fiecărui element:

- cu 1, 3, 5 s-au marcat întreruptoarele ale căror protecții sunt direcționate dinspre stânga înspre dreapta;
- cu 2, 4, 6 s-au identificat întreruptoarele ale căror protecții sunt direcționate dinspre dreapta înspre stânga.

Analizând schema din figura 2.18 se constată următoarele:

- direcționarea asigură selectivitatea între sistemele de protecție poziționate la aceeași bară;
- temporizarea asigură selectivitatea între sistemele de protecție care au aceeași direcționare.

Astfel, dacă apare un defect în K_1 , pornesc protecțiile corespunzătoare întreruptoarelor 1, 3, 5 și 6, care sunt direcționate corespunzător. Protecția 5 acționează înaintea celor din 1 și 3 având timpul de acționare cel mai mic. Astfel prin declanșarea întreruptoarelor 5 și 6 este izolat tronsonul defect. Consumatorii de pe tronsoanele neavariate rămân alimentați fie de la G_1 fie de către G_2 . În cazul producerii unui defect în K_2 , vor porni protecțiile 1, și 3, respectiv 4 și 6 (pentru 5 și 2 sensul curentului de scurtcircuit nu corespunde cu direcționarea). Protecțiile corespunzătoare întreruptoarelor 3 și 4 acționează primele având direcționarea corespunzătoare și temporizările cele mai mici.

2.4. PRINCIPIUL PROTECȚIILOR DE TENSIUNE

Apariția defectelor în rețelele electrice sunt însoțite de obicei de modificări ale tensiunilor. Scurtcircuitele polifazate sunt însoțite de scăderea tensiunii între fazele pe care s-a produs defectul, iar scurtcircuitul monofazat conduce la reducerea tensiunii fazei avariate. Aceste

consecințe asupra sistemului de tensiuni pot fi utilizate ca informații suplimentare în cazul apariției scurtcircuitelor, respectiv pentru discriminarea situației de defect față de cea de suprasarcină când modificările tensiunilor nu sunt importante.

Pe de altă parte scurtcircuiturile nesimetrice sunt însoțite de apariția componentei de secvență negativă a tensiunii (scurtcircuite bifazate) și a componentei de secvență zero care însoțesc defectele la pământ, componente care pot fi sesizate de către protecția maximală de tensiune de secvență negativă sau de cea de secvență zero.

2.4.1. Protecția de minimă tensiune

Această protecție se realizează cu relele de minimă tensiune conectate în secundarul transformatorului de măsură de tensiune, așa cum se indică în schema din figura 2.19.

Protecția de minimă tensiune își revine (releul de tensiune își deschide contactul) atunci când tensiunea din circuitul supravegheat, U_p , crește atingând valoarea U_{Tp} (tensiunea de revenire a protecției), respectiv:

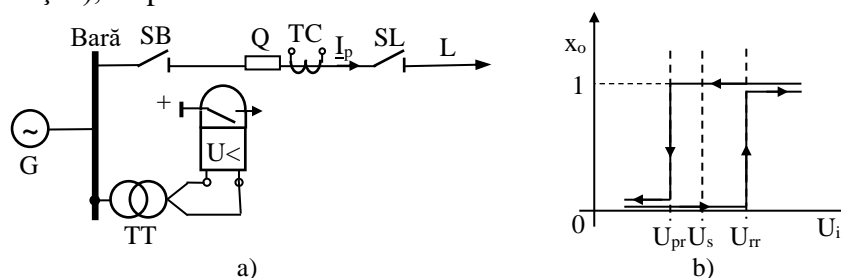


Fig.2.19 Schema de principiu a protecției de minimă tensiune:

a) schema monofilară; b) caracteristica de acționare a releului de minimă tensiune cu contact normal închis.

$$U_p > U_{Tp}. \quad (2.27)$$

Tensiunii de revenire a protecției îi corespunde tensiunea de revenire a releului, U_{Tr} , a cărei valoare este dată de relația:

$$U_{Tr} = \frac{U_{Tp}}{n_{TT}}, \quad (2.28)$$

cu $n_{TT} = U_{primar}/U_{secundar}$ raportul de transformare al transformatorului de măsură de tensiune.

Ținând cont de coeficientul de revenire al releelor minimale de tensiune, K_{rev} :

$$K_{rev} = \frac{U_{Tr}}{U_{Tp}} = \frac{U_{Tp}}{U_{pp}} > 1, \quad (2.29)$$

se poate scrie următoarea relație:

$$U_{pp} = \frac{U_{Tp}}{K_{rev}}, \quad (2.30)$$

unde valoarea uzuală a coeficientului de revenire pentru relele electromagnetice este $K_{rev}=1,15$, iar pentru cele electronice $K_{rev} = 1,01$.

Reglajul tensiunii de pornire a protecției rezultă:

$$U_{pp} = \frac{U_{Tp}}{K_{rev}} = \frac{U_{smin}}{K_{sig} \cdot K_{rev}}, \quad (2.31)$$

unde $K_{sig} > 1$ și $U_{smin} = 0,9 U_{nL}$ este tensiunea de serviciu minimă a liniei.

2.4.2. Protecția maximală de tensiune

Permite identificarea unor defecte nesimetrice, cum ar fi punerile monofazate la pământ în rețelele de medie tensiune cu neutrul izolat sau tratat prin bobină de stingere, în care releul maximal de tensiune (în figura 2.20, a este prezentată caracteristica de acționare a acestui releu)

este activat de către componenta de secvență zero sau de secvență negativă a tensiunii de pe bare. Componenta de secvență zero se obține prin conectarea secundarului transformatorului de măsură de tensiune al barei respective în triunghi deschis, având rol de filtru de tensiune de secvență homopolară (Fig.2.20, b). Componenta de secvență negativă se obține prin utilizarea filtrelor de secvență negativă (Fig.2.20, c).

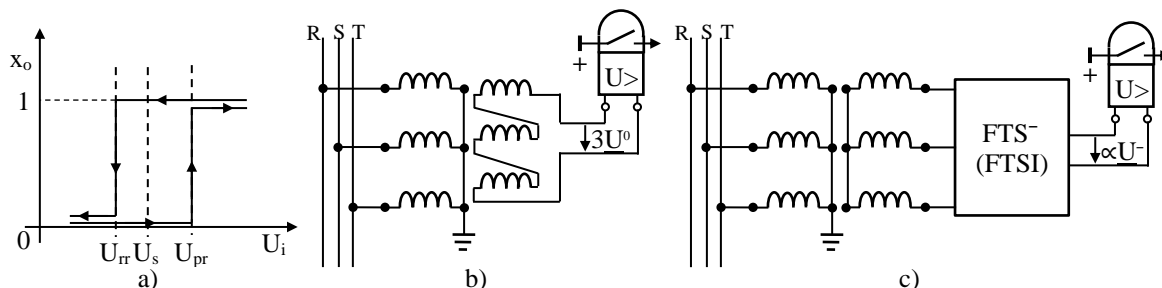


Fig.2.20 Protecția de maximală de tensiune de secvență:

a) caracteristica de acționare a releului maximal de tensiune cu contact normal deschis; b) schema de principiu a protecției de tensiune de secvență zero; c) schema de principiu a protecției de tensiune de secvență negativă.

Pentru a obține scheme cât mai simple, filtrele de tensiune inversă sunt alimentate cu tensiunile dintre faze care nu conțin componenta de secvență homopolară. Filtrul trebuie să suprimă componenta de secvență directă (pozitivă) și să identifice componenta de secvență negativă (inversă).

În cazul protecțiilor maxime de tensiune pentru a fi îndeplinite condițiile de selectivitate trebuie îndeplinite condițiile:

$$U_{rp} \leq U_{pp} \text{ sau } U_{rp} \geq U_{dez,max}; \quad (2.32)$$

cu $U_{dez,max}$ tensiunea de dezechilibru maximă a filtrului în condiții normale de funcționare.

Prin luarea în considerare a relației (2.28) și (2.30) tensiunea de pornire a protecției se determină cu:

$$U_{pp} = \frac{U_{rp}}{K_{rev}} = \frac{K_{sig}}{K_{rev}} \cdot U_{dez,max}, \quad (2.33)$$

unde $K_{sig} > 1$.

Releele maxime de tensiune se pot realiza pe aceleași principii ca și cele maxime de curent. Pentru relele maxime de tensiune electromagnetice, $K_{rev} = 0,85$, iar pentru cele electronice $K_{rev} = 0,99$.

2.5. PROTECȚII DIFERENȚIALE

2.5.1. Principiul protecției diferențiale longitudinale

Pentru a asigura o selectivitate absolută și a asigura deconectarea zonei defecte individual, indiferent de complexitatea rețelei electrice, s-a propus metoda protecției individuale pentru fiecare secțiune a sistemului electroenergetic (*unit protection*). Ca forme de protecție individuală se pot enumera: *protecția diferențială* și *protecția cu comparare de fază*.

Protecțiile, a căror funcționare au la bază principiul protecției diferențiale, au drept scop protecția elementului supravegheat împotriva defectelor care pot să apară între două puncte diferite de măsură, înainte și după elementul protejat (în zona protejată).

Mărimile electrice, curent sau tensiune, sunt mărimi fazoriale. Suma a doi fazori, \underline{A} și \underline{B} , se scrie:

$$\underline{A} + \underline{B} = A \cdot \cos(\varphi_A) + B \cdot \cos(\varphi_B) + j[A \cdot \sin(\varphi_A) + B \cdot \sin(\varphi_B)]. \quad (2.34)$$

Condiția de anulare a relației (2.29) conduce la următorul sistem de ecuații:

$$\begin{cases} A \cdot \sin(\varphi_A) = -B \cdot \sin(\varphi_B) \\ A \cdot \cos(\varphi_A) = -B \cdot \cos(\varphi_B) \end{cases} \quad (2.35)$$

Se împart cele două ecuații, rezultând relațiile:

$$\frac{\sin(\varphi_A)}{\cos(\varphi_A)} = \frac{\sin(\varphi_B)}{\cos(\varphi_B)} \Rightarrow \tan(\varphi_A) = \tan(\varphi_B), \quad (2.36)$$

sau

$$\varphi_B = \varphi_A + k\pi, k \in Z, \quad (2.37)$$

deci

$$\sin(\varphi_B) = \pm \sin(\varphi_A). \quad (2.38)$$

Ținând cont de ecuațiile (2.30) și relația (2.32) se poate scrie:

$$A \cdot \sin(\varphi_A) \pm B \cdot \sin(\varphi_A) = 0 \Rightarrow A = \mp B. \quad (2.39)$$

În concluzie, pentru anularea sumei celor doi fazori trebuie să îndeplinite două condiții: una care se referă la fază, (2.37) și o alta care se referă la egalitatea modulelor celor doi fazori (2.39).

O astfel de protecție acționează în cazul în care diferența (sau suma) a două sau a mai multor mărimi electrice fazoriale de același tip, este mai mare decât mărimea reglată (setată). Aproape orice tip de releu poate funcționa într-o astfel de schemă diferențială, important fiind modul de conectare a acestora în circuitul protejat.

Pentru realizarea comparației, dintre mărimile de la începutul zonei protejate și cele de la sfârșitul ei, este necesară realizarea unei legături între capetele zonei protejate prin conductoare auxiliare de legătură sau în cazul distanțelor mari prin intermediul unor canale pilot (canale utilizate pentru transmiterea semnalelor la distanță – cabluri telefonice, fibre optice, canale radio, semnale în înaltă frecvență).

De cele mai multe ori protecțiile diferențiale sunt protecții de curent, dar pot fi implementate și ca protecții în tensiune. Astfel, vor exista două variante:

1. cu curenți de circulație, caz în care se compară curenții de la capetele zonei protejate;
2. cu echilibrarea tensiunilor, caz în care se compară căderile de tensiune pe șunturi legate în secundarele transformatoarelor de curent amplasate la capetele zonei protejate.

Elementele de sistem, la care se utilizează protecții bazate pe acest principiu, sunt: generatoarele, transformatoarele de putere, sistemele de bare, liniile electrice.

Protecțiile diferențiale prezintă următoarele avantaje:

- sunt protecții rapide și selective;
- selectivitatea nu depinde de configurația rețelei;
- sunt ușor de reglat;
- nu prezintă constrângeri legate de timpul de acționare.

Principiul protecției diferențiale longitudinale cu curenți de circulație este exemplificat în figura 2.21. Transformatoarele de curent sunt amplasate în toate punctele de conectare ale elementului protejat la sistem, iar secundarele transformatoarelor de curent sunt conectate în paralel cu înfășurarea de excitație a releului de curent. Secundarele transformatoarelor de curent trebuie să fie conectate diferențial.

Notațiile din figura 2.21 au următoarele semnificații:

- K, L - bornele de început și de sfârșit ale înfășurării primare a TC;
- k și l - bornele de început și de sfârșit ale înfășurării secundare a TC;
- I_{p1} , I_{p2} - curenții din circuitul primar (supravegheat);
- I_{s1} și I_{s2} - curenții din circuitul secundar.

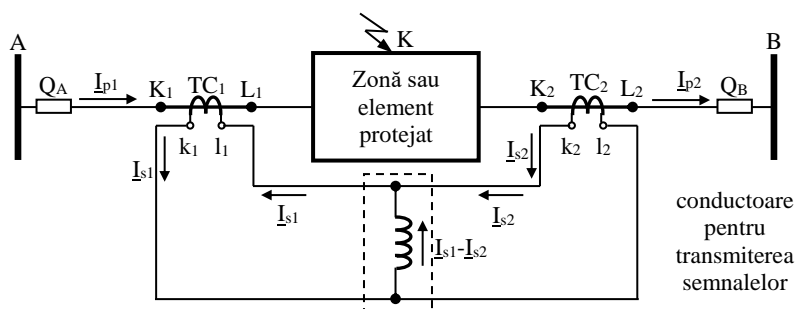


Fig.2.21 Schema principală monofilară a protecției diferențiale cu curenți de circulație.

Este evident că între curenții mășurați, în amonte și în aval de elementul protejat, există o relație de proporționalitate:

$$I_{p1} = K \cdot I_{p2} \quad (2.40)$$

Dacă elementul protejat este reprezentat de un generator, un sistem de bare sau o linie electrică, atunci $K=1$, în timp ce în cazul transformatoarelor și a autotransformatoarelor de putere (în cazul ideal) $K=N_2/N_1$ (inversul raportului de transformare).

Prin bobina releului va circula diferența curenților din circuitele secundare ale TC:

$$I_{s1} - I_{s2} = I_{dez} \quad (2.41)$$

Transformatoarele de curent se aleg astfel încât să aibă aceleași caracteristici, deci va exista și o egalitate (cel puțin teoretică) a rapoartelor de transformare $n_{TC1}=n_{TC2}$. În acest caz, în regim normal de funcționare sau în cazul unui defect exterior zonei protejate, curenții secundari vor fi egali, iar prin înfășurarea de excitație a releului de curent curentul este nul și releul nu acționează.

Dacă defectul este în interiorul zonei protejate atunci între curenții mășurați în amonte, respectiv în avalul zonei protejate, va exista o relație de inegalitate. Inegalitatea este menținută și între curenții din circuitul secundar (defazați cu 180°), ceea ce înseamnă că prin bobina de excitație a releului circulă un curent de dezechilibru diferit de zero. Dacă valoarea în modul al acestuia este mai mare decât valoarea de pornire a releului (valoarea de acționare reglată):

$$|I_{s1} - I_{s2}| = |I_{dez}| > |I_{pr}| \quad (2.42)$$

atunci releul este acționat și va comanda declanșarea întreruptoarelor.

Protecția trebuie desensibilizată față de curentul de dezechilibru în regim normal de funcționare apare datorită erorilor transformatoarelor de măsură de curent, curenților de magnetizare (în cazul transformatoarelor de putere, scurtcircuitelor exterioare zonei etc.).

2.5.2. Protecția diferențială transversală

Protecția diferențială se mai poate utiliza și la capetele de intrare sau de ieșire a două laturi identice ale unui element primar, care funcționează în paralel, de exemplu cazul unei linii duble (Fig.2.22). Dacă pe una dintre laturi se produce un defect (scurtcircuit), apare o diferență între curenții pe linii și deci, un curent diferențial diferit de zero prin releul $I >$. Pentru a deconecta numai elementul (linia) defect este necesar și un element (releu) direcțional cu contact basculant (dublu sens), fiecare contact fiind asigurat uneia dintre linii.

Comparația se poate face pentru toate fazele sau pentru un singur curent. În primul caz numărul aparatelor utilizate este de trei ori mai mare decât în cel de al doilea caz.

Dacă comparația este făcută pentru un singur curent, acesta se obține ca o combinație a celor trei curenți de fază sau a componentelor de secvență a curentului unei faze.

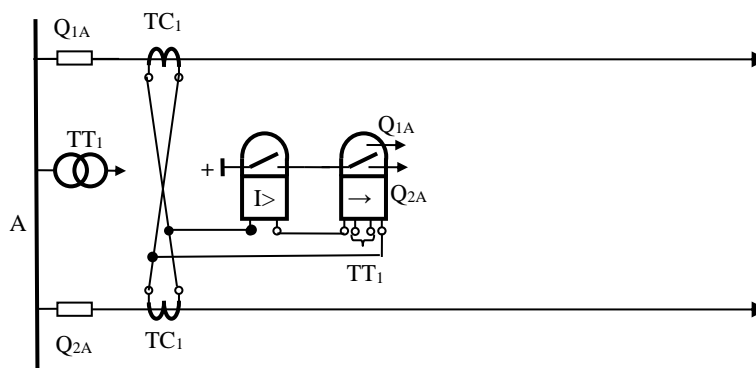


Fig.2.22 Protecția diferențială transversală a liniilor duble.

2.6. PROTECȚII DE DISTANȚĂ (IMPEDANȚĂ)

2.6.1. Principiul protecției de distanță

Într-un sistem electroenergetic este esențial ca avariile care apar să fie eliminate cât mai rapid, altfel pot să apară întreruperi ale alimentării consumatorilor cu energie electrică sau chiar pierderea stabilității sistemului și apariția unor avarii grave ale echipamentelor și instalațiilor din sistemul electroenergetic. Totodată, localizarea locului unde s-a produs defectul constituie un mijloc important pentru revenirea cât mai rapidă la o situație normală de funcționare a instalațiilor electrice. Singura posibilitate de a depista cu precizie locul defectului este aceea de a se utiliza protecții complexe. Acestea trebuie să asigure măsurarea judicioasă a mărimilor fundamentale aplicate și realizarea unor funcții complexe. Mijloacele de depistare a locului în care s-a produs un defect apelează la următoarele categorii de metode:

- metode care folosesc fie efecte secundare ale curenților sau puterilor la locul defectului, fie mărimi electrice, altele decât cele ce caracterizează funcționarea sistemului energetic. Aceste efecte sau mărimi sunt introduse în mod artificial, fără a perturba funcționarea sistemului, ci numai pentru a permite măsura exactă a distanțelor până la locul defectului;
- metode bazate pe măsurarea convențională a mărimilor electrice care circulă în elementele electrice ale sistemului energetic și care pot caracteriza distanța electrică până la locul defectului.

Cea mai evidentă posibilitate de a se determina precis locul defectului este calculul impedanței dintre locul unde este montată protecția și locul defectului. Impedanța este un parametru fizic al elementelor de rețea funcție de distanța geografică sau electrică. Trebuie menționat că pot exista măsurători eronate, întrucât la măsurarea impedanței Z se includ, înafara impedanțelor elementelor care sunt conectate direct între locul amplasării protecției și punctul de defect, și impedanța restului sistemului energetic, cu o valoare aleatorie funcție de configurație.

Protecția de distanță, sau de impedanță, nu este o protecție specifică unui element din sistem („non-unit protection”), putând asigura selectivitatea între defecte ce apar în diferite părți ale sistemului. În principiu această protecție realizează o comparație între tensiunea și curentul din rețelele electrice pentru a putea determina valoarea impedanței până la locul de defect. Ea va acționa atunci când raportul dintre tensiune și curent este mai mic decât o valoare impusă. Deci, protecția de distanță este o **protecție minimală** iar mărimea de acționare este o funcție de impedanța zonei protejate. Principiul de funcționare, pentru o linie electrică, este exemplificat în figura 2.23.

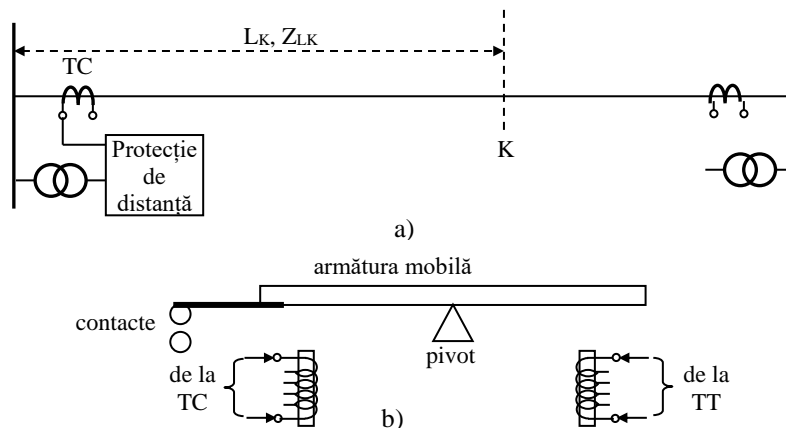


Fig.2.23 Principiul protecției de distanță:
a-aplicație asupra unei linii electrice; b-releu balanță electromagnetică.

Așa cum se prezintă în figura 2.23, a, zona protejată este cuprinsă între TC și punctul K. Se notează cu V valoarea efectivă a căderii de tensiune pe fază, iar cu I valoarea efectivă a curentului. Se pot face următoarele considerații:

- pentru un defect produs între releu și punctul K, curentul I va fi mai mare decât cel corespunzător producerii unui defect în K, iar căderea de tensiune scade sau rămâne aproximativ egală cu cea corespunzătoare punctului K. Creșterea curentului determină rotirea armăturii spre stânga ceea ce produce închiderea contactelor;
- în cazul unui defect exterior, produs la dreapta punctului K, curentul este mai mic decât cel corespunzător producerii defectului în punctul K iar căderea de tensiune pe linie crește. Rezultă că forța corespunzătoare electromagnetului „de tensiune” este mai mare decât cea al celui „de curent” și împiedică acționarea releului (Fig.2.23,b).

În cazul producerii unui scurtcircuit trifazat în punctul K tensiunea în acest punct va fi nulă. Tensiunea care se aplică releului este căderea de tensiune în lungul circuitului până în punctul K. Se consideră că impedanța pe unitatea de lungime a circuitului este Z_L , lungimea zonei protejate L (până în punctul K), iar curentul de scurtcircuit I . Se poate scrie următoarea relație:

$$V = I \cdot L \cdot Z_L . \tag{2.43}$$

Relația (14.32) permite determinarea valorii impedanței de setare a releului:

$$Z_R = \frac{I \cdot L \cdot z_L}{I} . \tag{2.44}$$

2.6.2. Caracteristicile de protecție ale releelor de distanță

Releele de distanță sunt clasificate în funcție de tipul caracteristicii în planul complex al impedanțelor, $X = f(R)$, numărul semnalelor de intrare și metodele utilizate pentru realizarea comparării mărimilor de interes. Denumirile unor relee de distanță sunt consacrate după tipul caracteristicii: relee de impedanță pură cu caracteristica de funcționare circulară, relee de rezistență - caracteristica o dreaptă paralelă cu axa ordonatelor, relee de reactanță - caracteristica o dreaptă paralelă cu axa absciselor, relee de impedanță mixtă, relee de conductanță, relee de admitanță mixtă etc.

În continuare vom considera că mărimile electrice aduse la releu (proporționale cu mărimile electrice din sistem) sunt curentul I_r și tensiunea V_r , mărimi proporționale cu mărimile corespondente din rețea (Fig.2.24).

Prin intermediul releului de distanță se compară amplitudinile a două mărimi, M_1 și M_2 , care pot fi funcții atât de tensiune cât și de curent:

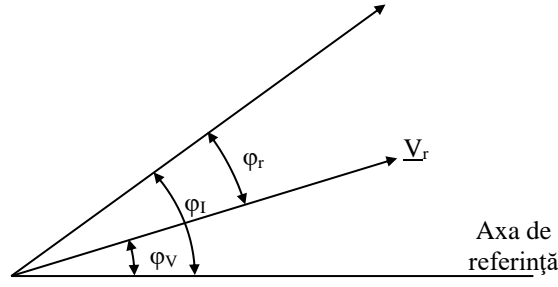


Fig.2.24 Diagrama fazorială a mărimilor aduse la releu.

$$\begin{cases} \underline{M}_1 = \underline{a}_{11} \underline{V}_r + \underline{a}_{12} \underline{I}_r \\ \underline{M}_2 = \underline{a}_{21} \underline{V}_r + \underline{a}_{22} \underline{I}_r \end{cases}, \quad (2.45)$$

cu:

$$\begin{cases} \underline{a}_{11} = a_{11} e^{j\alpha_{11}}; \underline{a}_{12} = a_{12} e^{j\alpha_{12}}; \underline{a}_{21} = a_{21} e^{j\alpha_{21}}; \underline{a}_{22} = a_{22} e^{j\alpha_{22}} \\ \gamma_1 = \alpha_{11} - \alpha_{21}; \gamma_2 = \alpha_{12} - \alpha_{22} \\ \underline{V}_r = V_r e^{j\varphi_V}; \underline{I}_r = I_r e^{j\varphi_I}; \varphi_r = \varphi_V - \varphi_I \end{cases}. \quad (2.46)$$

Condiția de pornire a releului este $|\underline{M}_1| = |\underline{M}_2|$ și ținând cont de relațiile (2.45, 46) rezultă:

$$\left| a_{11} V_r e^{j(\alpha_{11} + \varphi_V)} + a_{12} I_r e^{j(\alpha_{12} + \varphi_I)} \right| = \left| a_{21} V_r e^{j(\alpha_{21} + \varphi_V)} + a_{22} I_r e^{j(\alpha_{22} + \varphi_I)} \right|. \quad (2.47)$$

Se pot scrie următoarele expresii:

$$\begin{aligned} M_1^2 &= a_{11}^2 V_r^2 + a_{12}^2 I_r^2 + 2a_{11}a_{12} V_r I_r \cos(\alpha_{11} + \varphi_U) \cos(\alpha_{12} + \varphi_U) + 2a_{11}a_{12} V_r I_r \sin(\alpha_{11} + \varphi_I) \sin(\alpha_{12} + \varphi_I) = \\ &= a_{11}^2 V_r^2 + a_{12}^2 I_r^2 + 2a_{11}a_{12} V_r I_r \cos(\alpha_{11} - \alpha_{12} + \varphi_U - \varphi_I) = a_{11}^2 V_r^2 + a_{12}^2 I_r^2 + 2a_{11}a_{12} V_r I_r \cos(\gamma_1 + \varphi_r) \end{aligned} \quad (2.48)$$

$$\begin{aligned} M_2^2 &= a_{21}^2 V_r^2 + a_{22}^2 I_r^2 + 2a_{21}a_{22} V_r I_r \cos(\alpha_{21} + \varphi_U) \cos(\alpha_{22} + \varphi_U) + 2a_{21}a_{22} V_r I_r \sin(\alpha_{21} + \varphi_I) \sin(\alpha_{22} + \varphi_I) = \\ &= a_{21}^2 V_r^2 + a_{22}^2 I_r^2 + 2a_{21}a_{22} V_r I_r \cos(\alpha_{21} - \alpha_{22} + \varphi_U - \varphi_I) = a_{21}^2 V_r^2 + a_{22}^2 I_r^2 + 2a_{21}a_{22} V_r I_r \cos(\gamma_2 + \varphi_r) \end{aligned} \quad (2.49)$$

Din egalitatea relațiilor (2.48) și (2.49) rezultă:

$$(a_{11}^2 - a_{21}^2) V_r^2 + (a_{12}^2 - a_{22}^2) I_r^2 + 2a_{11}a_{12} V_r I_r \cos(\gamma_1 + \varphi_r) - 2a_{21}a_{22} V_r I_r \cos(\gamma_2 + \varphi_r) = 0, \quad (2.50)$$

sau

$$\begin{aligned} (a_{11}^2 - a_{21}^2) V_r^2 + (a_{12}^2 - a_{22}^2) I_r^2 + V_r I_r \cos \varphi_r (2a_{11}a_{12} \cos \gamma_1) + V_r I_r \cos \varphi_r (-2a_{11}a_{12} \cos \gamma_2) + \\ + V_r I_r \sin \varphi_r (-2a_{11}a_{12} \sin \gamma_1 + 2a_{11}a_{12} \sin \gamma_2) = 0 \end{aligned} \quad (2.51)$$

Se fac următoarele notații:

$$\begin{cases} K_V = -(a_{11}^2 - a_{21}^2); K_I = (a_{12}^2 - a_{22}^2) \\ K_P = (2a_{11}a_{12} \cos \gamma_1 - 2a_{11}a_{12} \cos \gamma_2) \\ K_Q = (-2a_{11}a_{12} \sin \gamma_1 + 2a_{11}a_{12} \sin \gamma_2) \\ P = V_r I_r \cos \varphi_r; Q = V_r I_r \sin \varphi_r \end{cases}. \quad (2.52)$$

Cu notațiile din (2.51), relația (2.52) devine:

$$-K_V V_r^2 + K_I I_r^2 + K_P P + K_Q Q = 0. \quad (2.53)$$

Ecuția (2.51), *numită ecuația cuplurilor pentru releul de impedanță generalizată*, reprezintă condiția de pornire a releelor de distanță.

Dacă ecuația se divide cu pătratul curentului releului, se obține:

$$-K_V Z_r^2 + K_I + K_P Z_r \cos \varphi_r + K_Q Z_r \sin \varphi_r = 0, \quad (2.54)$$

sau

$$\begin{aligned} & (R_r^2 + X_r^2) - K_P / K_V R_r - K_Q / K_V X_r - K_I / K_V = \\ & = (R_r - K_P / 2K_V)^2 + (X_r - K_Q / 2K_V)^2 - \frac{K_P^2 + K_Q^2 + 4K_I K_V}{4K_V^2} = 0. \end{aligned} \quad (2.55)$$

Se constată că ecuația (2.55) reprezintă ecuația unui cerc în planul complex al impedanțelor, cu următoarele caracteristici:

➤ coordonatele centrului cercului

$$R_0 = K_P / 2K_V; X_0 = K_Q / 2K_V; \quad (2.56)$$

➤ raza cercului

$$r = \sqrt{\frac{K_P^2 + K_Q^2 + 4K_I K_V}{4K_V^2}}. \quad (2.57)$$

În planul complex al impedanțelor, centrul cercului poate fi marcat prin impedanță Z_0 :

$$Z_0 = R_0 + jX_0 = Z_0 e^{j\theta}, \quad (2.58)$$

cu

$$\theta = \arctan \frac{K_Q}{K_P}. \quad (2.59)$$

Caracteristica releului de impedanță generalizată este reprezentată în figura 2.25. Originea sistemului de coordonate poate fi situată fie în interiorul cercului, fie în exteriorul său, sau chiar pe cerc, după cum Z_0 are valoarea mai mică, mai mare sau egală cu raza r . Cu notațiile din figura 2.25 se pot scrie următoarele egalități: $Z_0 = r - K$; $R_0 = (r - K) \cos \theta$; $X_0 = (r - K) \sin \theta$. Se definește excentricitatea cercului prin raportul $\eta = K/r$.

Impedanța de pornire $|Z_{pr}|$ nu mai este constantă, depinzând de argumentul φ_r al vectorului Z_{pr} :

$$Z_{pr} = r \left[(1 - \eta) \cos(\varphi_r - \theta) + \sqrt{1 - (1 - \eta)^2 \sin^2(\varphi_r - \theta)} \right]. \quad (2.60)$$

Unghiul θ , definit de vectorul complex al centrului, reprezintă unghiul sensibilității maxime, deoarece pentru $\varphi_r = \theta$ rezultă o valoare maximă pentru $|Z_{pr}|$, deci o lungime maximă a zonei protejate.

Împărțind relația (2.53) cu pătratul tensiunii, obținem ecuația caracteristică a releelor de admitanță generalizată:

$$G_r^2 + B_r^2 + (K_P / K_I) G_r + (K_Q / K_I) B_r - K_V / K_I = 0, \quad (2.61)$$

unde s-a ținut cont de relația admitanței $Y_r = G_r - jB_r$, G_r și B_r fiind conductanța, respectiv susceptanța rețelei aduse la releu.

Caracteristica releului de admitanță generalizată în planul complex al admitanțelor este prezentată în figura 2.26. Zona de acționare a releului se află înafara caracteristicii circulare.

Diversitatea caracteristicilor de funcționare ale releelor de distanță este impusă de cerințele pe care trebuie să le satisfacă o astfel de protecție:

- lichidarea corectă a defectelor prin arc electric;
- sesizarea defectelor de la capătul zonei protejate;
- desensibilizarea față de suprasarcini chiar dacă valorile impedanței măsurate Z_r , în regim de avarie și în regim de suprasarcină, au valori apropiate;
- sensibilitate cât mai redusă la pendulări pentru evitarea acționărilor false ale protecției la apariția acestora.

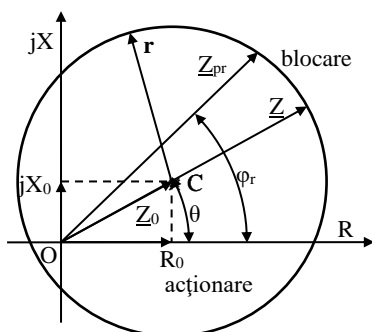


Fig.2.25 Caracteristica de funcționare a releului de impedanță generalizată.

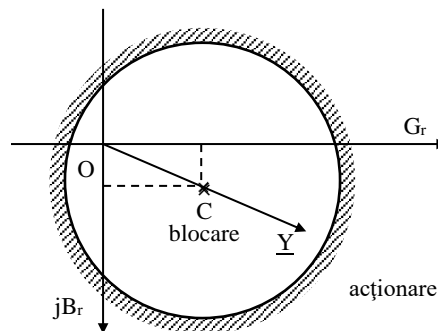


Fig.2.26 Caracteristica de funcționare a releului de impedanță generalizată în planul admitanțelor.

Caracteristicile releelor de impedanță se deduc din caracteristica releului de impedanță generalizată.

1) În cazul *releului de impedanță pură* ($R_0=0$; $X_0=0$) aceasta este de forma [2]:

$$K_I I_r^2 - K_V V_r^2 = 0, \tag{2.62}$$

fiind un cerc cu cercul în origine așa cum este arătat în figura 2.27. În condițiile de mai sus $K_P=0$ și $K_Q=0$, raza cercului, r , este egală cu valoarea impedanței de pornire.

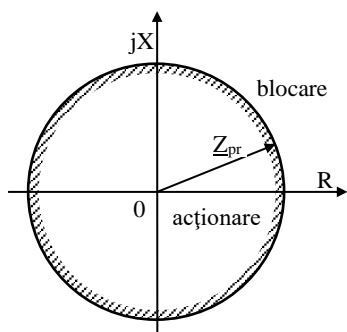


Fig.2.27 Caracteristica de funcționare a releului de impedanță pură.

Așadar, se poate scrie că:

$$\frac{V_r^2}{I_r^2} = \frac{K_I}{K_V} \Rightarrow Z_{pr} = \sqrt{\frac{K_I}{K_V}}, \tag{2.63}$$

iar condiția de acționare este $Z_r \leq Z_{pr}$.

Principalele dezavantaje ale acestui tip de releu de distanță sunt următoarele:

- nu este direcțional - acționează la defecte produse atât în fața cât și în spatele protecției, necesitând utilizarea unui element direcțional pentru obținerea unei selectivități corecte. Pentru aceasta se utilizează un releu direcțional, care blochează acționarea releului de distanță când sensul de vehiculare puterii nu este spre zona de protejat;
- funcționarea sa este influențată de arcul electric;
- este afectat de pendulările din sistem.

2) *Releul de distanță de rezistență* măsoară rezistența dintre locul de montare al protecției și locul de defect, acționând atunci când $R_r \leq R_{pr}$. Caracteristica de funcționare este paralelă cu axa imaginară (Fig.2.28) și analitic se obține din caracteristica generalizată punând condițiile: $X_0=0$ și $r \rightarrow \infty$. Rezultă $K_V=0$ și $K_Q=0$ astfel încât ecuația de funcționare se scrie [2]:

$$K_I I_r^2 + K_P P_r = 0, \tag{2.64}$$

cu valoarea rezistenței de pornire:

$$R_{pr} = -\frac{K_I}{K_P}. \tag{2.65}$$

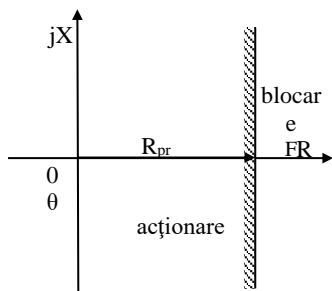


Fig.2.28 Caracteristica releului de rezistență.

3) *Releul de distanță de reactanță* măsoară reactanța de la locul de montare a releului la locul de defect, el acționând atunci când $X_r \leq X_{pr}$. Caracteristica este paralelă cu axa reală (Fig.2.29). Coeficienții $K_P=0$ și $K_U=0$ conduc la ecuația de funcționare [2]:

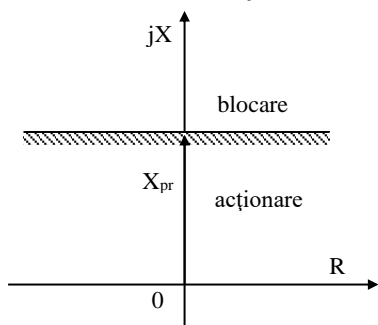


Fig.2.29 Caracteristica releului de reactanță.

$$K_I I_r^2 + K_Q Q_r = 0, \tag{2.66}$$

cu valoarea reactanței de pornire:

$$X_{pr} = -\frac{K_I}{K_Q}. \tag{2.67}$$

Reactanța de pornire a releului nu va fi influențată de existența arcului electric deoarece releul este proiectat să măsoare reactanțe.

Impedanța de punere la pământ are un caracter aproape întotdeauna rezistiv, deci nu influențează releul. Acest lucru este adevărat în cazul rețelelor radiale, dar nu este întotdeauna valabil în cazul în care defectul este alimentat din mai multe puncte și rezistența de punere la pământ este mare. Prin aceasta va circula suma curenților din circuit la locul de defect, curent total de punere la pământ care nu mai este în fază cu curentul adus la releu. Astfel, căderea de tensiune pe rezistența R_F (Fig.2.30) este văzută de releu ca o cădere de tensiune cu componentă reactivă (inductivă sau capacitivă). Acest lucru conduce la o funcționare eronată a protecției [2].

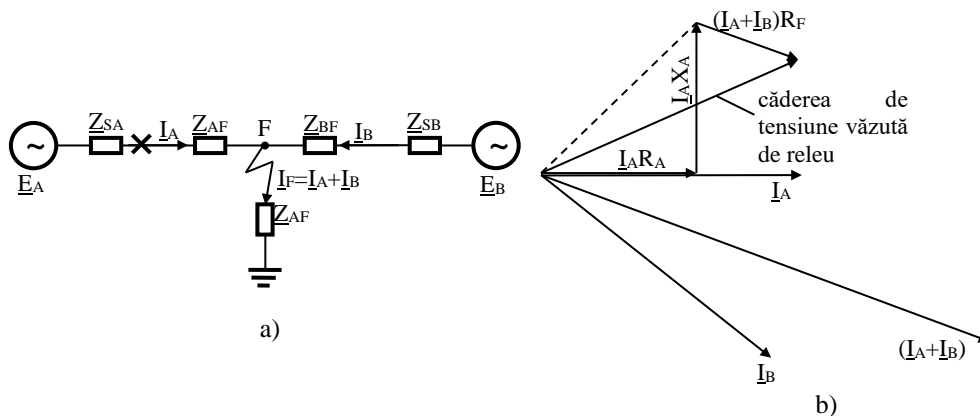


Fig.2.30 Efectul arcului electric asupra mărimilor văzute de releul de reactanță: a) schema monofază a rețelei; b) diagrama fazorială a mărilor aduse la releu.

4) *Releul de impedanță mixtă sau releul „ohm”*, numit și releu de rezistență generalizată (Fig.2.31) reprezintă un cerc deplasat pe axa reală, interiorul cercului reprezentând zona de acționare.

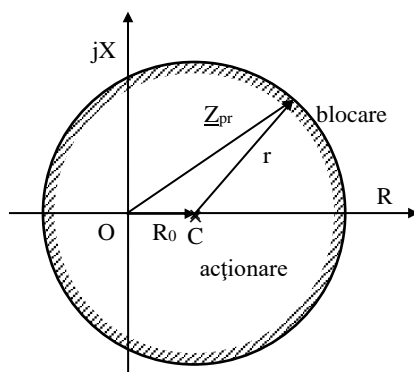


Fig.2.31 Caracteristica de funcționare a releului de impedanță mixtă (ohm).

Caracteristica se obține din cea a releului de impedanță generalizată, dacă se impune condiția $K_Q=0$, rezultând [2]:

$$-K_V V_r^2 + K_I I_r^2 + K_P P_r = 0, \tag{2.68}$$

sau cu notațiile din figura 2.31 și în conformitate cu (2.59) și (2.60) se poate scrie că:

$$Z_{pr} = R_0 \cdot \cos \varphi_r + \sqrt{r^2 - R_0^2 \sin^2 \varphi_r}. \tag{2.69}$$

Reprezintă soluția cea mai utilizată pentru compensarea influenței arcului electric. Raza și centrul cercului se aleg astfel încât acesta să deconecteze la un defect net pe linie căruia îi corespunde impedanța Z_r și de asemenea la un defect cu apariție de arc electric în care $R_a=0,6 \cdot Z_r$. Această valoare este stabilită prin experiența în exploatare. În cazul unui defect net, produs de o impedanță mai mare decât Z_r , releul nu acționează, astfel rezistența arcului nu mai determină secționări incorecte.

5) *Releul de distanță de admitanță mixtă (mho)*, numit și releu de impedanță direcțional are caracteristica un cerc care trece prin origine (Fig.2.32). Releul „mho”, este cunoscut în general ca releu „mho autopolarizat”, deoarece caracteristica sa este o linie dreaptă într-o diagramă de admitanță.

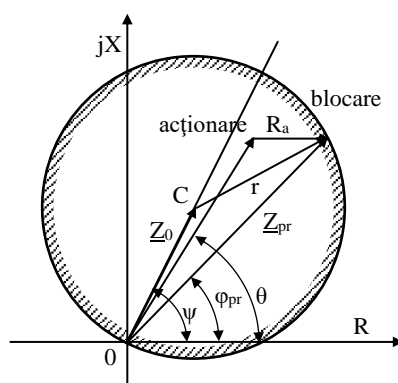


Fig.2.32 Caracteristica de funcționare a releului de admitanță mixtă (mho).

Impunând $K_I=0$ și $|Z_0|=r$, respectiv $r^2=R_0^2+X_0^2$, se obține [2]:

$$-K_V V_r^2 + K_P P_r + K_Q Q_r = 0. \tag{2.70}$$

Caracteristica se ajustează prin modificarea impedanței Z_0 și a unghiului caracteristic ψ . Caracteristica releului mho autopolarizat se poate obține prin utilizarea unui circuit comparator de fază, care compară faza a două semnale de intrare de forma:

$$\begin{cases} \underline{M}_2 = \underline{V} - \underline{I} \cdot (2Z_0) \\ \underline{M}_1 = \underline{V} \end{cases} \quad (2.71)$$

Releul acționează atunci când \underline{M}_2 este defazat în urma lui \underline{M}_1 cu un unghi cuprins între 90° și 270° . De remarcat că impedanța adusă la releu variază cu unghiul de defect. Astfel, rezistența arcului electric, prin însumare cu impedanța de scurtcircuit, poate plasa impedanța măsurată de releu în exteriorul caracteristicii, ceea ce produce funcționarea eronată a releului.

6) *Caracteristica releului de conductanță* este un cerc care trece prin origine (Fig.2.33) cu centrul pe axa absciselor. Se impun condițiile $K_I=0$ și $K_Q=0$. Ecuația de funcționare este [2]:

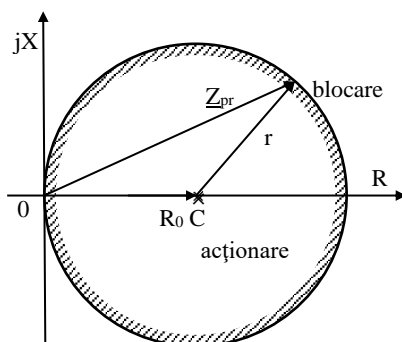


Fig.2.33 Caracteristica de funcționare a unui releu de conductanță.

$$-K_V V_r^2 + K_P P_r = 0 \quad (2.72)$$

7) *Caracteristica releului de susceptanță* este un cerc care trece prin origine (Fig.2.34) cu centrul pe axa ordonatelor. Se impun condițiile $K_I=0$ și $K_P=0$. Ecuația de funcționare este [2]:

$$-K_V V_r^2 + K_Q Q_r = 0 \quad (2.73)$$

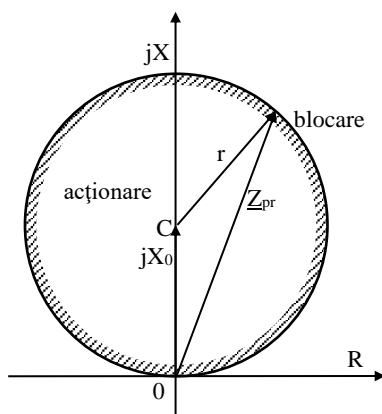


Fig.2.34 Caracteristica de funcționare a unui releu de susceptanță.

8) *Releul „mho” cu offset* este mai puțin sensibil la suprasarcini și rezistența arcului electric și poate fi desensibilizat față de pendulări prin deplasarea caracteristicii circulare. În acest fel se micșorează valoarea unghiului θ care determină comportarea la pendulări.

Un releu autopolarizat va funcționa eronat în cazul în care tensiunea scade către zero. Un releu mho cu caracteristica deplasată („offset mho characteristic”) poate funcționa mult mai bine în acest caz. Caracteristica este deplasată în lungul axei caracteristice, astfel încât să includă și originea, elementul de măsurare funcționând pentru defecte în ambele direcții [2].

Aranjamentul în care funcționează un astfel de releu este ilustrat în figura 2.35. Locul geometric al vectorului impedanței în timpul pendulărilor taie atât caracteristica de blocare (caracteristica deplasată) cât și caracteristica de măsurare.

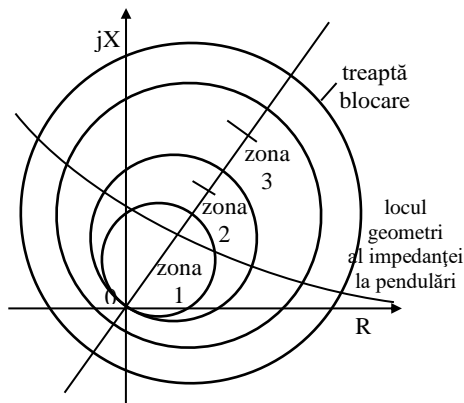


Fig.2.35 Aplicație cu releul mho offset.

Dacă treapta de protecție începe să funcționeze după ce a acționat treapta de blocare este permisă acționarea protecției. Dacă treapta de protecție nu acționează după un timp prestabilit, atunci se blochează declanșarea întreruptorului. În condițiile apariției defectului treapta de blocare și cea de protecție acționează simultan și este permisă declanșarea.

9) *Releul de distanță cu caracteristica lenticulară* (Fig.2.36) este util pentru protecția liniilor electrice cu impedanță mică unde are loc un transfer de putere mare [2]. În aceste condiții impedanța liniei văzută de releu, V^2/S , este redusă și se apropie ca valoare de impedanța de pornire a releului, în special în zona 3 de protecție. Astfel această caracteristică, oarecum asemănătoare cu caracteristica cu offset a releului mho, oferă o acuratețe mult mai bună de funcționare a protecției de distanță.

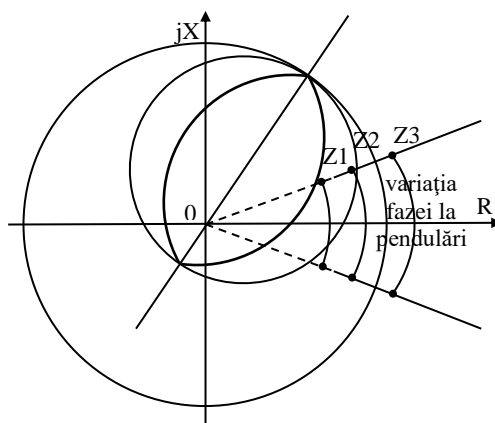


Fig.2.36 Caracteristica lenticulară cu offset.

Asigură o funcționare mai bună la pendulări decât releele de impedanță sau releele mho cu caracteristica deplasată, deoarece permit variații mai mari ale unghiului de sarcină.

10) *Caracteristica poligonală* a unui releu de distanță poate fi descrisă plecând de la o caracteristică lineară. Orice caracteristică lineară din planul complex poate fi definită printr-un vector complex trasat din origine, $R_0 e^{-j\alpha}$, perpendicular pe aceasta (Fig.2.37, a). Astfel, ecuația

$$|Z_r - R_0 e^{-j\alpha} + R' e^{-j\alpha}| = |Z_r - R_0 e^{-j\alpha} - R' e^{-j\alpha}|, \quad (2.74)$$

poate descrie o astfel de caracteristică, unde R' este o mărime oarecare, reală [3, 6].

Dacă $R' = R_0$ atunci:

$$|Z_r| = |Z_r - 2R_0 e^{-j\alpha}|, \quad (2.75)$$

și caracteristica releului are forma ilustrată în figura 2.37,b. Această caracteristică este mai avantajoasă prin simplitatea sa și se poate implementa practic. Modificând R_0 caracteristica se deplasează paralel cu ea însăși în planul Z , iar prin modificarea lui R_0 și a lui α ea se poate deplasa după orice direcție.

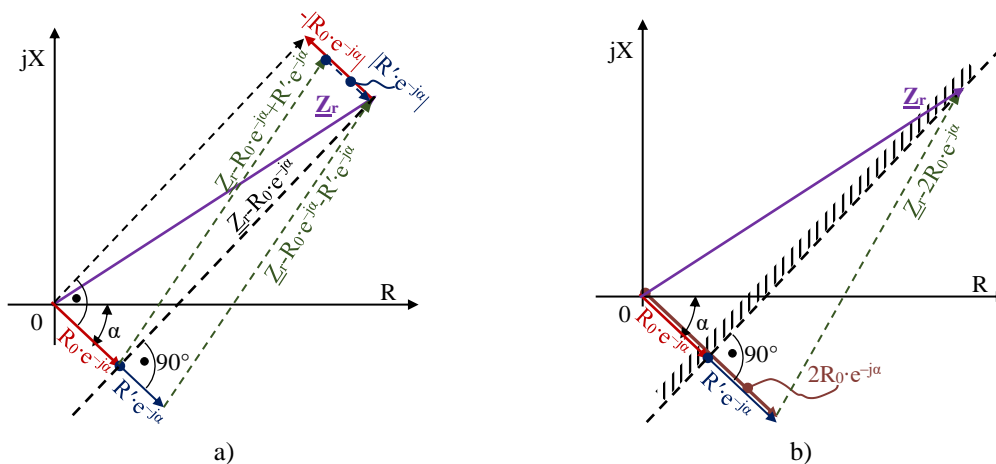


Fig.3.37 Caracteristica de funcționare poligonală a unui releu de distanță:
 a) paralelogram oarecare; b) paralelogram $R'=R_0$.

Pentru acționarea releului, vectorul complex al impedanței trebuie să fie în zona hașurată cea ce conduce la:

$$|Z_r| \leq |Z_r - 2R_0 e^{-j\alpha}|. \tag{2.76}$$

11) Există și *relee cu caracteristici combinate*, cele mai răspândite caracteristici combinate sunt formate din caracteristici liniare și unghiulare (Fig.2.38). Caracteristica din figura 2.38,a este descrisă de ecuațiile [2]:

$$\begin{cases} (R - R_0)^2 + (X - X_0)^2 - r^2 = 0 \\ X = X_a \end{cases}, \tag{2.77}$$

punctele de intersecție fiind:

$$\begin{cases} R_1 = R_0 + \sqrt{r^2 - (X_a - X_0)^2} \\ R_2 = R_0 - \sqrt{r^2 - (X_a - X_0)^2} \end{cases}. \tag{2.78}$$

Pentru $R_1 > R \geq R_2$ și $X = X_a$, conturul caracteristicii este o dreaptă, iar pentru celelalte valori un cerc.

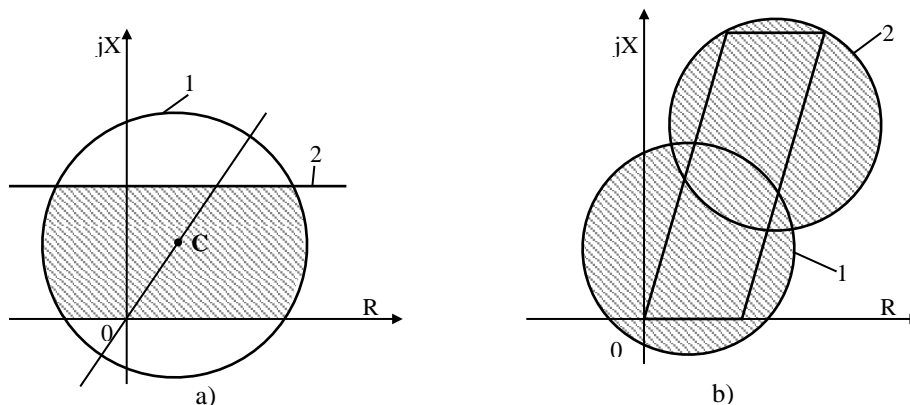


Fig.2 38 Caracteristici combinate ale releelor de distanță.

În figura 2.39 se prezintă alte tipuri de caracteristici combinate ale releelor de distanță. Releele cu caracteristici combinate se utilizează preponderent pentru protecția rețelelor electrice complex buclate.

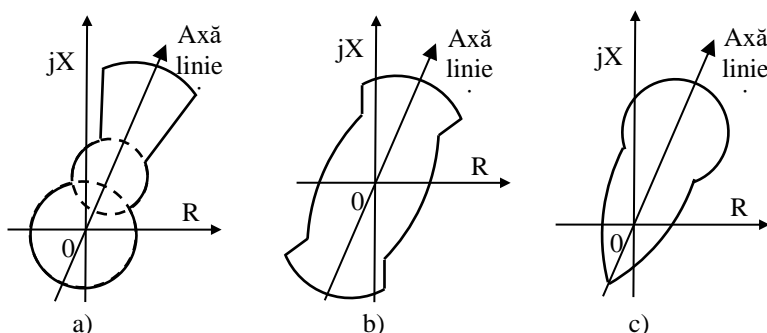


Fig.2.39 Caracteristici de funcționare complexe ale releelor de distanță:
a) gaură de cheie; b) elice; c) cornet de înghețată.

2.6.3. Influența arcului electric la locul de scurtcircuit asupra funcționării releelor de distanță

Caracteristica de funcționare a releelor de distanță este determinată de distanța dintre locul de instalare a protecției de distanță și locul defectului în cazul unui scurtcircuit net. Dacă la locul de defect apare arcul electric, rezistența acestuia variabilă în funcție de lungimea coloanei de arc și de valoarea curentului de scurtcircuit, influențează semnificativ funcționarea releului de distanță (Fig.2.40).

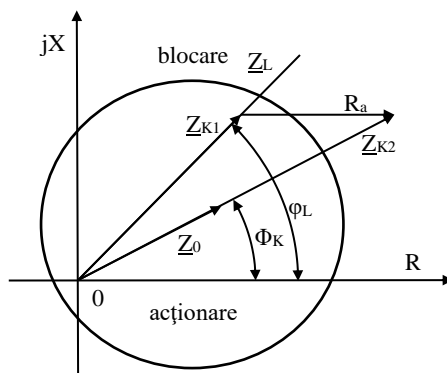


Fig.2.40 Referitor la influența rezistenței arcului electric.

În cazul liniilor electrice, în special a celor aeriene, majoritatea scurtcircuitelor care se produc nu sunt metalice ci prin arc electric. Așadar, în majoritatea cazurilor determinarea impedanței este eronată datorită rezistenței suplimentare la locul de defect introdusă de coloana de arc. În cazul unui scurtcircuit net, o valoare a impedanței mai mică decât Z_{K1} provoacă declanșarea. La apariția arcului la locul de defect (impedanța rezultantă Z_{K2}) acest lucru nu are loc, extremitatea finală a vectorului Z_{K2} fiind în afara zonei de declanșare. Prin urmare arcul electric are ca efect o micșorare a zonei de acționare a releului de impedanță, aceasta depinzând de rezistența arcului. În cazul unor defecte prin arc, pe o linie care folosește protecția de distanță, locul geometric al vectorului complex Z_r (reprezentând în planul complex impedanța „văzută” de releu în cazul în care variază distanța dintre releu și locul de defect are aspectul unui patrulater numit „patrulater de defect” așa cum este ilustrat în figura 2.41.

Elementul de măsurare al protecției de distanță trebuie să îndeplinească următoarele cerințe:

1. **Patrulaterul de defect** trebuie să fie încadrat în interiorul caracteristicii releului (pentru

asigurarea sensibilității în funcționare a releului);

2. **Diferențele dintre aria zonei de acțiune și cea a patrulaterului de defect** să fie cât mai mici (pentru selectivitate și pentru evitarea acționării greșite la pendulări sau suprasarcini).

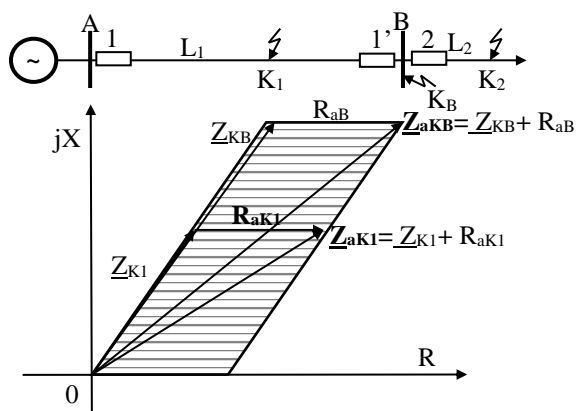


Fig.2.41 Patrulaterul de defect.

Rezistența de legare la pământ este inclusă în impedanța sursei situată înaintea releului și are drept rezultat modificarea fazei acesteia, respectiv a raportului Z_s/Z_L în cazul unor defecte cu punere la pământ. Rezistența arcului electric apare ca și componentă a impedanței liniei aflată în aval față de protecție.

Rezistența arcului electric poate fi determinată cu o relație empirică determinată de C.Warrington:

$$R_a = \frac{28,710 \cdot I}{I^{1,4}}, \quad (2.79)$$

unde:

- R_a este rezistența arcului electric;
- I – intensitatea curentului prin arcul electric;
- l reprezintă lungimea coloanei arcului electric. Efectul rezistenței arcului electric este mai pregnant în cazul liniilor scurte, la intensități ale curentului sub 2000 A. În cazul liniilor lungi pe stâlpi metalici, cu conductoare de gardă, efectul arcului electric poate fi neglijat.

2.6.4. Comportarea protecției de distanță la suprasarcini

În cazul suprasarcinilor caracterizate de factor de putere ridicat, vectorul corespunzător Z_{rs} este în apropierea axei reale așa cum se arată în figura 2.42.

Pentru linii relative scurte, curentul de scurtcircuit la capătul zonei protejate, în regim minim de funcționare $I_{sc,min}$ este sensibil mai mare decât curentul de sarcină, deci:

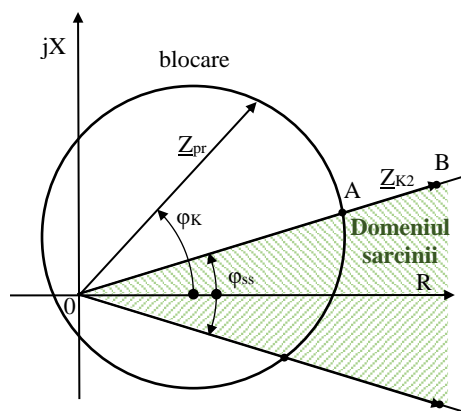


Fig.2.42 Referitor la influența suprsarcinii.

$$|Z_{ss}| > Z_{pr}, \quad (2.80)$$

și protecția nu acționează.

La liniile lungi și puternic încărcate, poate exista relația $I_{K.min} \leq I_{ss}$, rezultând $Z_{ss} \leq Z_{pr}$, protecția acționând fals la suprasarcini. Pentru a se evita aceste acționări, protecția se realizează cu relele a căror acționare să depindă și de argumentul nu numai de modulul vectorului impedanței, lucru imposibil de realizat de către relele de impedanță pură. Comportarea corectă la suprasarcini este importantă pentru elementele de impedanță minimă care îndeplinesc funcția de element de pornire a protecției. În practică pentru LEA de înaltă tensiune $\varphi_{ss} \approx 0^\circ$ iar φ_{sc} tinde spre $60^\circ \div 80^\circ$.

2.6.5. Comportarea protecțiilor de distanță în cazul pendulărilor în sistem

Fenomenul de pendulare este strâns legat de noțiunea de stabilitate (regim stabil – definit prin invarianța mărimilor de stare) a sistemelor electroenergetice. El se referă la regimurile tranzitorii de funcționare care pot să apară în sistem la variații ale sarcinilor, modificări ale topologiei sistemului prin manevre voite, apariția unor avarii (scurtcircuite, manevre greșite, puneri la pământ etc.). În astfel de regimuri, unghiul intern δ al generatoarelor variază în timp periodic amortizat, dacă după dispariția perturbației sau izolarea defectului se atinge un regim (același sau unul nou) de funcționare stabil.

Fenomenul de pendulare a rotoarelor generatoarelor sincrone dintr-un sistem electroenergetic interconectat, prin șocurile de putere, poate provoca acționarea falsă a protecției de distanță, deconectând linii fără defecte reale și în acest mod contribuind la extinderea avariilor [4].

2.6.6. Reglajul protecțiilor de distanță

Se întâlnesc două variante de protecții de distanță cunoscute sub denumirile de *protecții de distanță cu comutare*, respectiv *protecții de distanță cu canale multiple de măsură*.

Elementele componente ale unei protecții de distanță cu comutare (electromecanice sau statice) trebuie să îndeplinească următoarele funcții:

- selectarea fazelor – deoarece aceste protecții conțin un singur releu de măsură de distanță ele conțin un dispozitiv selector de fază care comută fazele defecte la dispozitivul de măsură. Dispozitivul este comandat de modulul de demarare al protecției. Dispozitivele sunt alimentate între fază și nul, în cazul posibilității apariției unor defecte cu componentă homopolară, sau între două faze pentru circuitele în care pot exista numai scurtcircuite trifazate sau monofazate izolate;
- funcția de demarare a protecției – de obicei această funcție este asigurată de trei relele de impedanță minimă (câte unul pe fiecare fază), numite și relele de demarare. Această funcție defapt realizează de cele mai multe ori o funcție de siguranță (declanșare cu o temporizare mare) în cazul în care la apariția unui defect releul de măsură de distanță sau alte protecții ale elementului protejat nu funcționează. Nu trebuie să acționeze la apariția unor suprasarcini. Cele trei relele de impedanță minimă pot fi asociate cu trei relele maximale de curent, care asigură în cazul unor defecte severe o acționare mult mai rapidă;
- funcția de măsură de distanță – este realizată în principiu tot de relele de impedanță minimă dar cu eroare mai mică decât a releelor de demarare (cca 5% față de 15%);
- funcția de direcționare – poate fi asigurată independent prin utilizarea unor relele direcționale. În general relele de distanță a căror caracteristică trece prin origine asigură și această funcție;
- funcția anti-pendulare – este asigurată de un releu anti-pendulare care blochează declanșarea releelor de distanță în cazul apariției unor fenomene oscilatorii importante în sistem;

- funcția de supraveghere a tensiunii – protecția poate declanșa în cazul în care tensiunea pe una dintre faze dispare de exemplu datorită funcționării unei siguranțe fuzibile din circuitul de protecție. Această funcție poate fi realizată prin utilizarea unor relee de tensiune care compară tensiunile aduse la releu cu trei tensiuni prelevate din altă parte sau de la un alt reductor de tensiune. Acționarea ei determină blocarea declanșării protecției de distanță;
- declanșarea rapidă – acționează în cazul unei manevre greșite în sistem (închiderea unui aparat de comutație pe o linie defectă). Compară starea întreruptorului (anclanșat) cu starea dispozitivelor de demarare (demarare protecție) și comandă instantaneu declanșarea trifazată;
- detectarea defectelor rezistive – aceste defecte sunt greu detectate de releele de impedanță minimă. Ele pun în pericol siguranța persoanelor și trebuie eliminate rapid. Modulele care asigură această funcție sunt constituite dintr-un releu homopolar de curent cu caracteristică inversă;
- funcția de reanclanșare – este opțională;
- funcții logice – principalele funcții logice sunt:
 - ✓ selectarea fazelor de către releele de demarare;
 - ✓ tratarea (emiterea și recepționarea) semnalelor între protecțiile de la extremitatea liniei;
 - ✓ logica de declanșare pentru a da o comandă de declanșare monofazată, în cazul unui defect monofazat, sau o declanșare trifazată în cazul unui defect polifazat.

Protecțiile de distanță, cu mai multe canale de măsură de distanță, nu utilizează dispozitive pentru comutarea fazelor. Sunt dotate cu mai multe canale de măsură (unul sau mai multe relee) care pot să aibă funcții independente. Principiul de funcționare este similar cu protecțiile de distanță cu comutare singura diferență apărând în ceea ce privește funcțiile logice. Față de protecția cu comutarea fazelor prezintă următoarele avantaje:

- selecție exactă a fazei defecte și o măsură mult mai precisă a distanței. Acest lucru este posibil datorită măsurării de distanță simultane, între faze și între faze și nul, fapt care conduce la obținerea unor informații care permit luarea unei decizii mult mai bune;
- posibilitatea declanșării selective monofazate pe liniile dublu circuit pe același support în cazul unui defect monofazat dublu care afectează două faze diferite a fiecărui circuit ;
- defectele care evoluează de la o fază la alta pot fi eliminate corect;
- crește numărul posibilităților de transmitere a unor comenzi sau informații;
- este mult mai rapidă decât protecția cu comutație.

Această variantă de protecție de distanță se utilizează la protecția liniilor de transport în FIT ($U_N \geq 400$ kV).

În cazul protecțiilor digitale majoritatea acestor funcții sunt implementate prin programare.

2.6.6.1. Zonarea protecțiilor de distanță

Realizarea unei coordonării între protecțiile de distanță într-un sistem electroenergetic, presupune setarea corespunzătoare a releelor de distanță în funcție de locul de amplasare. O împărțire în zone (trepte de protecție) de supraveghere, individualizate prin impedanțe de pornire diferite și timpi de acționare diferiți, servește aceluiași scop. Acest lucru presupune realizarea controlului a doua elemente: setarea „distanței” și a temporizării pentru fiecare zonă de protecție.

O protecție de distanță poate acoperi mai multe zone (trepte), o zonă în care acționarea este instantanee și una sau mai multe zone în care funcționarea protecție este temporizată.

În general schemele de protecție de distanță utilizează semnale de comandă. După modul de funcționare se disting două tipuri de protecții de distanță:

1) Protecții cu zonă redusă (underreach protection)

În acest caz întinderea zonei 1 este inferioară zonei protejate (Fig.2.43). Se întânesc următoarele subcazuri:

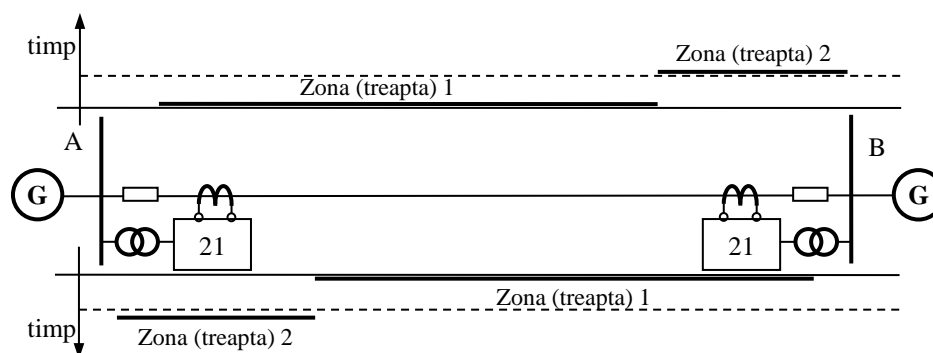


Fig.2.43 Protecția de distanță (cod 21) cu zonă redusă.

a. *Protecții cu zonă redusă și cu autorizare (permissive underreach protection)* - dacă defectul este situat în apropierea unei extremități ale liniei (de exemplu A) atunci protecția din A va da comanda de declanșare a întreruptorului corespunzător și va transmite un semnal spre B. La recepționarea semnalului în B se comandă declanșarea întreruptorului din B numai dacă aceasta este autorizată (este pornită protecția de distanță sau un releu maximal de curent, sau un releu minimal de tensiune etc.);

b. *Protecții cu zonă redusă și cu teledeclanșare (intertripping underreach protection)* - pentru această schemă la recepția semnalului, transmis de A în B, se dă comanda de declanșare a întreruptorului fără nici o altă condiționare (autorizare);

c. *Protecții cu zonă redusă și cu accelerare (accelerated underreach protection)* -semnalul recepționat de protecția din B este utilizat fie pentru extinderea zonei 1, fie pentru anularea temporizării zonei 2.

2) Protecții cu zonă extinsă (overreach protection)

În acest caz întinderea zonei 1 depășește lungimea liniei protejate (Fig.2.44). Se disting următoarele subcazuri:

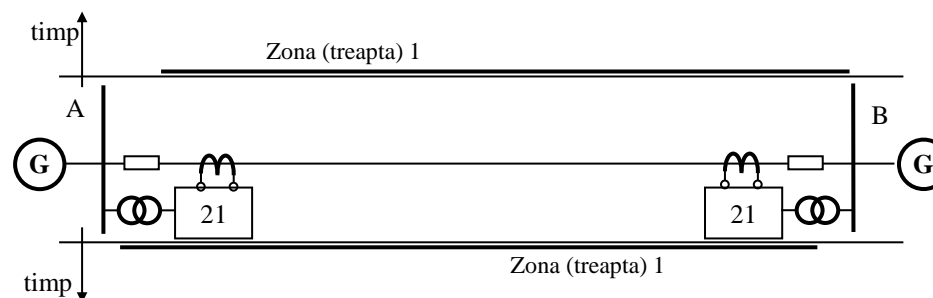


Fig.2.44 Protecția de distanță cu zonă extinsă.

a. *Protecții cu zonă extinsă și cu blocare (blocking overreach protection)* - în cazul apariției unui defect înafara zonei protejate, de exemplu alături de protecția din A, este necesară prezența unui element care să detecteze defectul în sens invers și care apoi transmite un semnal de comandă spre B. Acest semnal este utilizat de protecția din B pentru blocarea funcționării acesteea.

b. *Protecții cu zonă extinsă și cu deblocare (debloking overreach protection)* - funcționarea protecției în cazul apariției unor defecte la capetele zonei protejate este în mod normal blocată. În caz de defect pe linia protejată, protecțiile din A și B, care „văd” defectele din exteriorul zonei protejate, transmit una celeleilate câte un semnal. Aceste semnale sunt utilizate pentru deblocarea protecțiilor.

c. *Protecții cu zonă extinsă și cu autorizare (permissive overreach protection)* - în acest caz comanda declanșării întreruptoarelor se poate face numai dacă sunt îndeplinite simultan două condiții:

- defectul este în zona 1;
- protecțiile recepționează un semnal de comandă de la cealaltă extremitate.

Modul de coordonare a protecțiilor poate fi urmărit în figura 2.45:

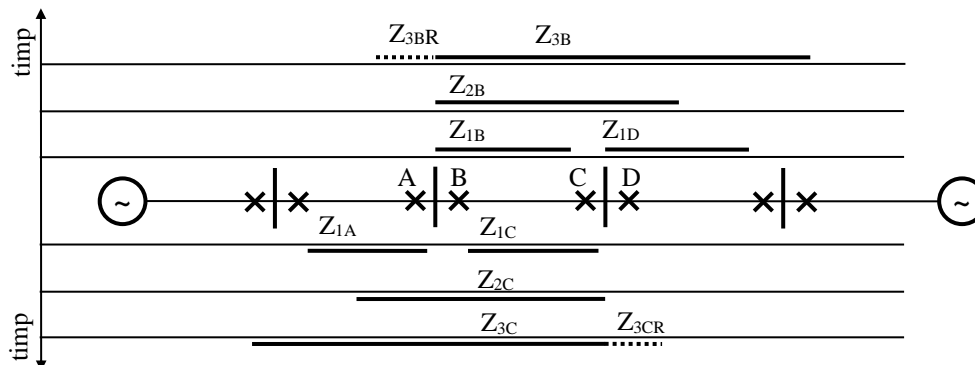


Fig.2.45 Coordonarea protecției de distanță.

➤ **treapta 1**, cu acționare instantanee, acoperă circa 80% din lungimea liniei de protejat, rezultând o margine de siguranță de 20%. Astfel se elimină posibilitatea ca datorită erorilor de măsură, de calcul al impedanței și de setare a releelor, protecția zonei 1 (cu secționare) să se extindă asupra zonei 1 corespunzătoare tronsonului adiacent. În anumite cazuri aceasta poate fi extinsă la circa 85%;

➤ porțiunea din tronsonul de linie, rămasă în zona moartă a protecției instantanee, va fi protejată de **treapta 2** de protecție de distanță cu temporizare. Lungimea acoperită de zona 2 poate depăși 120% din lungimea tronsonului de linie. Orice extindere a acestei zone depinde de valorile impedanțelor elementelor de rețea și de lungimea tronsonului de linie adiacent cel mai scurt. În unele aplicații se consideră că întinderea acestei zone trebuie să acopere linia protejată plus 50% din tronsonul adiacent cel mai scurt. Totodată trebuie avut în vedere ca întinderea zonei 2 să nu depășească întinderea zonei 1 al tronsonului adiacent. În ceea ce privește valoarea temporizării, aceasta trebuie să fie mai mare sau cel puțin egală cu suma timpilor de acționare a protecției zonei și de acționare a întreruptorului;

➤ de obicei protecția de rezervă pentru defectele care apar pe toate tronsoanele adiacente este implementată prin intermediul unei **a treia trepte** (zone) de protecție. Temporizarea acesteia trebuie să asigure discriminarea față de zona 2 de protecție (mai mare sau cel puțin egală cu temporizarea zonei 2 plus timpul de acționare a întreruptorului). Întinderea zonei 3 trebuie să fie de cel puțin 1,2 ori mai mare decât întinderea zonei 2. În cazul sistemelor interconectate efectul unui defect injectat la bara cea mai îndepărtată se manifestă prin creșterea impedanței măsurată de releu față de impedanța reală de defect ceea ce trebuie avut în vedere la setarea protecției pentru zona 3.

2.6.6.2. Calculul parametrilor de reglaj ai protecțiilor de distanță

Setarea (reglarea) protecției de distanță presupune stabilirea valorilor [2]:

- mărimilor de pornire ale elementelor de pornire ale protecției;
- de măsurare ale elementelor de măsură pentru fiecare zonă de protecție;
- temporizările pentru fiecare zonă de protecție.

1) Coeficientul de ramificație

Coeficientul de ramificație se definește ca fiind raportul dintre curentul de scurtcircuit total printr-o ramificație, în cazul unui scurtcircuit la capătul ramificației, și valoarea curentului de

scurtcircuit măsurat de protecție în același caz. Pentru rețelele reprezentate prin schemele monofilare din figura 2.46 a și b, în cazul unui defect localizat în punctul K, se poate scrie:

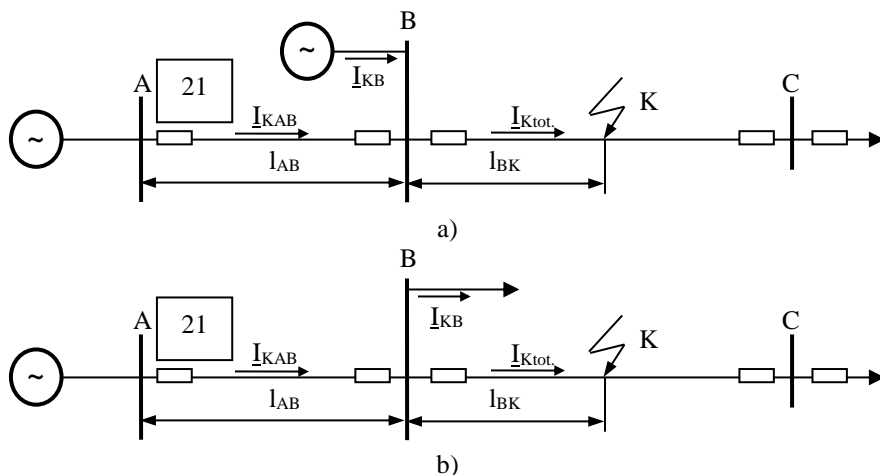


Fig.2.46 Protecția de distanță a unei rețele electrice:

a) în stația B debitează o sursă în paralel cu sistemul; b) în stația B există încă o plecare înafara ramurei pe care se produce defectul.

$$K_{\text{ram}} = \frac{I_{\text{Ktot.}}}{I_{\text{KAB}}}, \quad (2.81)$$

unde pentru rețeaua din figura 2.46,a

$$I_{\text{Ktot.}} = I_{\text{KAB}} + I_{\text{KB}} > I_{\text{KAB}} \Rightarrow K_{\text{ram}} > 1, \quad (2.82)$$

în timp ce pentru rețeaua din figura 2.47,b

$$I_{\text{Ktot.}} = I_{\text{KAB}} - I_{\text{KB}} < I_{\text{KAB}} \Rightarrow K_{\text{ram}} < 1. \quad (2.83)$$

Coeficientul de ramificație, K_{ram} , pune în evidență proporția în care impedanța măsurată de către protecție, $Z_{\text{măs.}}$, diferă față de impedanță reală până în punctul de defect, Z_{real} .

Pentru rețeaua din figura 2.46 a și b s-au notat cu Z_{IAB} , respectiv cu Z_{IBC} , impedanțele pe unitatea de lungime ale tronsoanelor AB și BC, iar cu l_{AB} și l_{BK} lungimea tronsonului AB, respectiv lungimea liniei pe tronsonul BC până la locul de defect din K. Impedanța măsurată de protecția din A, în cazul unui scurtcircuit la capătul ramificației BC (K), se calculează ca fiind raportul dintre valoarea tensiunii de fază din A (V_A) și curentul de scurtcircuit măsurat în A (I_{KAB}):

$$\begin{aligned} Z_{\text{mas.}} &= \frac{V_A}{I_{\text{KAB}}} = \frac{Z_{\text{AB}} \cdot I_{\text{KAB}} + Z_{\text{BK}} \cdot I_{\text{Ktot.}}}{I_{\text{KAB}}} = \frac{z_{\text{IAB}} \cdot l_{\text{AB}} \cdot I_{\text{KAB}} + z_{\text{IBC}} \cdot l_{\text{BK}} \cdot I_{\text{Ktot.}}}{I_{\text{KAB}}} = \\ &= z_{\text{IAB}} \cdot l_{\text{AB}} + z_{\text{IBC}} \cdot l_{\text{BK}} \frac{I_{\text{Ktot.}}}{I_{\text{KAB}}} = z_{\text{IAB}} \cdot l_{\text{AB}} + z_{\text{IBC}} \cdot l_{\text{BK}} \cdot K_{\text{ram}} = \\ &= (z_{\text{IAB}} \cdot l_{\text{AB}} + z_{\text{IBC}} \cdot l_{\text{BK}}) + z_{\text{IBC}} \cdot l_{\text{BK}} (K_{\text{ram}} - 1) = Z_{\text{real}} + z_{\text{IBC}} \cdot l_{\text{BK}} (K_{\text{ram}} - 1) \end{aligned} \quad (2.84)$$

Cele prezentate anterior conduc la concluzia că acest coeficient de ramificație este o mărime variabilă care depinde de configurația și regimul de funcționare al rețelei putând lua valori:

➤ *supraunitare* – dacă în stație există surse care debitează în sistem în paralel cu linia protejată, și este cu atât mai mare cu cât puterea acestor surse este mai mare. În acest caz impedanța măsurată are valori mai mari decât impedanța reală având ca efect micșorarea zonei de secționare a protecției;

➤ *subunitare* – dacă în stația din B există nu o sursă ci o altă linie. În acest caz are loc o mărire a zonei de secționare.

Valorile maxime ale coeficientului de ramificație prezintă interes pentru verificarea sensibilității elementului de pornire de tip releu de impedanță. Valorile minime ale coeficientului de ramificație sunt necesare pentru stabilirea lungimii zonei superioare de măsurare a impedanței.

Erorile posibile în aprecierea distanței se datorează nu numai principiul protecției ci și erorilor releelor de distanță, erorilor în ceea ce privește evaluarea parametrilor elementelor de rețea, depășind în general 20% [2].

2.6.6.3.. Reglajul elementelor de pornire

Elementele de pornire utilizate pot fi:

1) Relee maxime de curent – în acest caz pentru calculul curentului de pornire primar se utilizează relația

$$I_{pp} = \frac{K_{sig}}{K_{rev}} I_{sarc.max.}, \quad (2.85)$$

iar pentru calculul curentului de pornire secundar relația

$$I_{pr} = \frac{K_{sch}}{n_{TC}} I_{pp}. \quad (2.86)$$

Aceste rele prezintă o sensibilitate relativ mică care trebuie să satisfacă condiția:

$$K_{sens} = \frac{I_{sc.min.}}{I_{pp}} \geq 1,2. \quad (2.87)$$

2) Relee de impedanță – se impune utilizarea lor în cazul în care relația (2.87) nu poate fi îndeplinită. Se utilizează rele de impedanță fără temporizare având diferite caracteristici de funcționare în planul complex al impedanțelor (un cerc, cercuri cu originea deplasată, elipsă etc.). Asigură o sensibilitate mai mare decât elementele de pornire tip releu maximal de curent putându-se utiliza la liniile de înaltă tensiune încărcate la care curenții de suprasarcină sunt de același ordin de mărime cu curenții de scurtcircuit. Calculul impedanței de pornire a releului are în vedere că releul trebuie să revină la starea inițială după deconectarea unui scurtcircuit exterior. Acest lucru poate fi exprimat punând condiția ca valoarea impedanței de revenire a releului de distanță să fie mai mică decât valoarea impedanței de regim minim al protecției.

Astfel, se pot scrie următoarele relații:

$$Z_{reg.min.} = \frac{V_{reg.min.r}}{I_{sarc.max.r}}, \quad (2.88)$$

$$Z_{rev.r} = \frac{Z_{reg.min.}}{K_{sig}}, \quad (2.89)$$

unde $K_{sig}=1,2$. Deoarece

$$K_{rev} = \frac{Z_{rev.r}}{Z_{pr}}, \quad (2.90)$$

Rezultă relația pentru calculul impedanței de pornire:

$$Z_{pr} = \frac{Z_{reg.min.r}}{K_{sig} \cdot K_{rev}}. \quad (2.91)$$

Sensibilitatea elementului de pornire se verifică cu:

$$K_{sens.} = \frac{Z_{pr}}{Z_L + K_{ram} \cdot Z_{aval}} \geq K_{impus}. \quad (2.92)$$

De reamintit că indicele „r” semnifică o mărime adusă la bornele releului (de cele mai multe ori o mărime secundară) iar cu Z_L s-a notat impedanța liniei pe care este montată protecția, respectiv cu Z_{aval} impedanța liniei din aval de linia protejată.

2.6.6.4. Setarea elementelor de măsurare în cazul protecției de distanță

Se consideră rețeaua din figura 2.47. Se notează cu indicii I, II, III, IV zona de protecție iar cu indicii 1,2,3... protecția corespunzătoare fiecărei linii. Lungimea liniilor se notează cu $l_{1,2,...}$ iar impedanțele corespunzătoare cu $Z_{L1,L2,...}$.

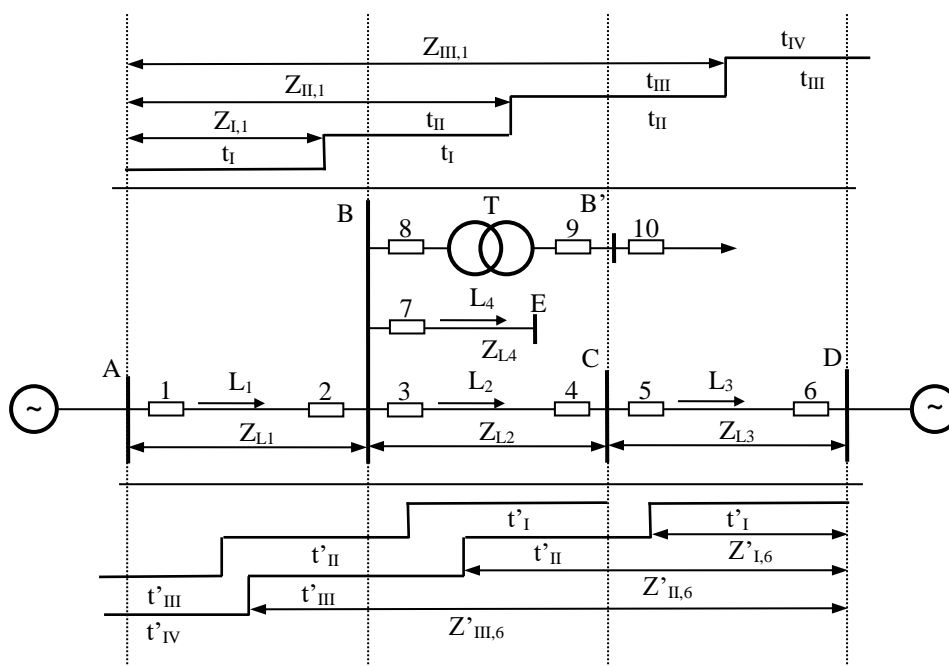


Fig.2.47 Setarea elementelor de măsură a protecțiilor de distanță.

Reglarea elementelor de măsurare se realizează parcurgând următoarele secvențe:

1) Zona I se alege ținând cont de eroarea maximă a elementului de măsurare și reprezintă 80% din impedanța liniei protejate. Astfel pentru protecția din 1 (A) treapta 1 (impedanța de pornire) se determină cu relația:

$$Z_{I,1} = K_{sig} \cdot Z_{L1}, K_{sig} = 0,8. \quad (2.93)$$

Similar se determină Zona I pentru liniilor BC, CD etc. Temporizarea treptei I nu este reglabilă și este determinată de timpii proprii de acționare ai diferitelor rele care constituie protecția:

$$t_I = 0,1 \dots 0,3 \text{ sec} \quad (2.94)$$

2) Determinarea Zonei II implică respectarea următoarelor condiții:

➤ *aceasta trebuie să fie selectivă în raport cu treapta I* a protecțiilor de distanță de pe liniile care pleacă de pe barele din aval de tronsonul protejată. Astfel, pentru Zona II al liniei trebuie respectată selectivitatea în raport cu treapta II a protecțiilor de distanță din 3 și 7:

$$\begin{cases} Z_{II,1} = K_{sig} (Z_{L1} + K_{ram,1} \cdot Z_{I,3}) \\ Z_{II,1} = K_{sig} (Z_{L1} + K_{ram,2} \cdot Z_{I,7}) \end{cases} \quad (2.95)$$

Pentru coeficientul de ramificație se alege valoarea minimă posibilă în funcționare, iar $K_{sig}=0,8$;

➤ *protecția trebuie să fie selectivă în raport cu protecția transformatoarelor din stația de la capătul liniei*. Defectele transformatoarelor stației B vor fi detectate de treapta a II-a a protecției

din stația A, dar ele sunt deconectate de protecțiile rapide ale transformatorului (diferențială, cu relee de gaze). Deci, impedanța Zonei II pentru protecția 1 trebuie să respecte relația:

$$Z_{II,1} = K_{sig,T} (Z_{L1} + K_{ram,T} \cdot Z_T), \quad (2.96)$$

unde $K_{ram,T}$ se calculează pentru defecte în aval de transformatorul din B, $K_{sig,T}$ este diferit de K_{sig} pentru linie (și de obicei are valoarea 0,7), iar Z_T este valoarea minimă a impedanței transformatorului din stație.

Impedanța de pornire a releului se alege cea mai mică valoare rezultată din relațiile (2.95) și (2.96), iar valoarea ei adusă la releu (mărime secundară) se determină cu relația:

$$Z_{II,1s} = \frac{U_{pp}}{I_{pp}} = \frac{n_{TT}}{n_{TC}} Z_{II,1p}. \quad (2.97)$$

Zona II trebuie să asigure o sensibilitate suficientă în raport cu întreaga linie protejată

$$Z_{II,1p} \geq K_{sens} \cdot Z_{L1}, \quad (2.98)$$

cu $K_{sens}=1,25$;

3) Zona III ($Z_{III,1s}$) se stabilește pe baza aceluiași criterii ca în cazul Zonei II;

4) Zona IV (în cazul unei protecții cu patru trepte se alege de obicei astfel încât să permită circulația pe linie a puterii maxime.

Dacă nu poate fi asigurată sensibilitatea protecției, în conformitate cu (2.92), atunci se apelează la relee de impedanță cu caracteristici din ce în ce mai complexe.

În concluzie, o bună protecție de distanță trebuie să satisfacă următoarele condiții:

- să sesizeze defectul în orice loc de pe linia protejată;
- să rămână insensibilă la suprasarcini;
- să rămână insensibilă la pendulări în sistem;
- să sesizeze defectele prin arc electric;
- să acționeze corect la regimuri diferite de funcționare a rețelei;
- să fie rapidă;
- zonele de acționare să fie astfel reglate încât, pe de o parte să asigure o protecție de bază pe porțiuni cât mai mari, iar pe de altă parte să se asigure o selectivitate completă față de protecția din aval;
- să fie insensibilă la supratensiuni atmosferice sau de comutație;
- să aibă un consum și un gabarit cât mai redus;
- să permită cuplarea sistemului de protecție la canalele de teletransmisie în sensul asigurării prelungirii zonei I-a rapide, pentru întreaga porțiune protejată;
- posibilitatea unei verificări rapide a sistemului de protecție iar în cazul defectării unor elemente să se permită o înlocuire rapidă și simplă;
- asigurarea funcționării corecte în condiții grele de mediu înconjurător: temperaturi, vibrații etc.;
- posibilitatea racordării sistemului de protecție.

BIBLIOGRAFIE

- [1].R. Tîrnovan, I.Vădan, H. Bălan, A. Botezan, Protecții prin Relee în Sistemele Electroenergetice, Ed. U.T. Press Cluj-Napoca, 2008, ISBN 978-973-662-375-2.
- [2].Cornelia Elena Ivașcu, Automatizări și Protecții prin Relee în Sistemele Electroenergetice, vol. I, U.T. Timișoara, 1990.
- [3].GEC ALSTHOM T&D Protection And Control Limited, Protective Relays. Application Guide,1987, reprinted March 1995.
- [4].Badea, I., Broșteanu, Gh., Chenzbraun, Columbeanu, P., Protecția prin relee și automatizarea sistemelor electrice, Editia a doua, Editura Tehnică, București, 1973.

3. LOCALIZAREA DEFECTELOR ÎN REȚELELE ELECTRICE

3.1. ELEMENTE GENERALE PRIVIND LOCALIZAREA DEFECTELOR ÎN REȚELELE ELECTRICE

Funcționarea normală a sistemelor electroenergetice poate fi afectată de:

1) **Apariția unor defecte**, care pot fi cauzate de:

➤ *probleme interne* - acestea includ:

- ✓ defectarea liniilor de transmisie sau a echipamentelor;
- ✓ îmbătrânirea sau deteriorarea izolației din generatoare, transformatoare și alte echipamente electrice;
- ✓ proiectare inadecvată și construcție (montaj) necorespunzătoare,
- ✓ defectări ale elementelor componente datorate îmbătrânirii echipamentelor, erorile umane;

➤ *probleme externe*, care includ:

- ✓ suprasolicitarea echipamentelor;
- ✓ defecte de izolație datorate descărcărilor atmosferice;
- ✓ deteriorări mecanice datorate unor activități umane sau manifestări naturale;

2) **Apariția unor regimuri de funcționare anormală** - suprasarcini, pendulări în sistem.

Aceste fenomene afectează fiabilitatea sistemului, provoacă pierderi de producție, întreruperea alimentării consumatorilor, reparații costisitoare etc. Deoarece apariția unui defect este imprezvizibilă rezultă faptul că este necesară amplasarea unor sisteme de protecție care să permită o detectare și o izolare rapidă a elementului, respectiv a secțiunii defecte, pentru a minimiza impactul defectului.

Detectarea este actul de a identifica, a descoperi, a determina existența unui element care este ascuns [Dex]. Un detector de defecte trebuie să fie capabil să facă distincția între stările de defect și cele normale. Detectarea precede activitățile de clasificare și localizare a defectelor. În multe situații, această funcție este implementată în dispozitivele de clasificare sau localizare a defectelor.

Clasificarea (actul sau procesul de clasificare) reprezintă acțiunea de a clasifica și rezultatul ei: distribuire, repartizare sistematică pe clase sau într-o ordine anumită [Dex]. Clasificarea defectelor are drept scop determinarea tipului de defect și identificarea liniei defecte.

Localizarea poate fi definită ca acțiunea de a localiza și rezultatul ei: fixare între anumite limite, detectare și precizare a poziției unui obiect, a locului unui defect dintr-o piesă [Dex]. Prin tehnici de localizare a defectelor se înțeleg metodele care calculează (estimează) distanța dintre o locație de referință (stație) și locul de defect.

În general, defectele LEA (linii care acoperă distanțe mari, expuse condițiilor atmosferice) pot apărea mai frecvent, cu consecințe mult mai grave, comparativ cu majoritatea celorlalte componente ale sistemului electric.

Defectele din LEA, în principiu, pot fi clasificate în două categorii:

- defecte longitudinale (serie) care apar datorită întreruperii a unuia sau mai multor conductoare (faze) și pot fi identificate cu ușurință prin supravegherea tensiunilor de fază;
- defecte transversale (surtcircuit sau șunt) cauzate de deteriorarea izolației între conductoare sau între conductoare și pământ. Pot fi definite ca punerea în contact (intenționat sau accidental), printr-o impedanță foarte mică, a două puncte cu potențiale diferite.

Figura 3.1 ilustrează o diagramă condensată a proceselor de detectare, clasificare și de localizare a defectelor, care implică următoarele etape [1]:

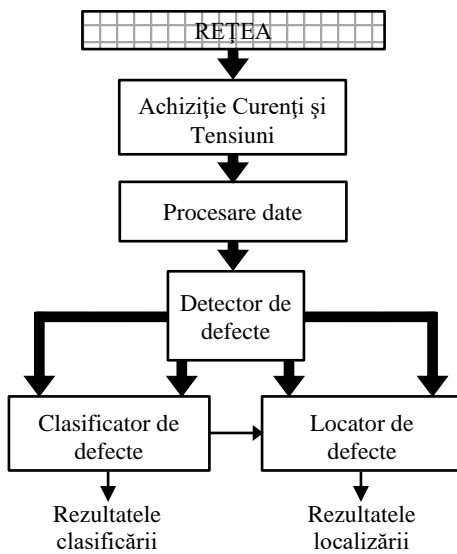


Fig.3.1 Diagrama simplificată pentru detectarea, clasificarea și localizarea defectelor.

- achiziționarea semnalelor de curent și de tensiune (adaptare, separare galvanică, eșantionare/reținere, conversie analogică/digitală);
- valorile eșantionate sunt transmise modulului de procesare a datelor pentru extragerea caracteristicilor (parametrilor) semnalelor achiziționate. Este extrem de greu să se potrivească semnalele brute de curent și de tensiune în câteva seturi de reguli și criterii capabile să interpreteze inteligent mesajele subiacente aduse de semnale. Tehnicile de extragere a caracteristicilor scot în evidență informații utile conținute în semnalele brute achiziționate, reducând impactul variațiilor în cadrul sistemului studiat și oferind indicii adecvate pentru o mai bună cunoaștere a naturii clasificării defectelor sau a problemelor de localizare;
- detectorul de defecte - un sistem bun de detectare a defectelor oferă o modalitate eficientă, fiabilă, rapidă și sigură pentru protecțiile prin relee;
- clasificatorul de erori - bazat pe metodologii care determină tipul de defect, poate să identifice faza (fazele) defecte;
- locatorul de defect – funcționează pe baza unor metode care estimează distanța dintre punctul de instalare a locatorului și defect.

Cele mai grave defecte care pot să apară în SEE sunt reprezentate de scurtcircuite, a căror manifestare (tip) depinde de modul de situare a neutrului rețelei electrice. Astfel, scurtcircuitele pot fi clasificate în patru categorii:

- **Scurtcircuite trifazate** – pot să apară în orice rețea indiferent de modul de situare a neutrului (sunt singurele scurtcircuite simetrice);
- **Scurtcircuite bifazate fără punere la pământ** – pot să apară în orice rețea indiferent de modul de situare a neutrului (sunt defecte nesimetrice);
- **Scurtcircuite bifazate cu punere la pământ** – pot să apară numai în rețele cu neutral legat direct la pământ (rețele de IT și FIT), sau cu neutral tratat prin rezistență (rețele de MT) și sunt defecte nesimetrice.
- **Scurtcircuite monofazate la pământ** – pot să apară numai în rețele cu neutral legat direct la pământ (rețele de IT și FIT), sau cu neutral tratat prin rezistență (rețele de MT) și sunt defecte nesimetrice.

Din cecetările efectuate (de exemplu în [2]) s-a constatat că mai mult de 80% din întreruperile din sistemele de distribuție sunt cauzate de surtcircuite. De-a lungul timpului, pentru identificarea tipului de scurtcircuit produs într-o rețea s-au utilizat o serie de tehnici

convenționale. Cea mai comună tehnică convențională se bazează pe inspecția vizuală și pe măsurători de curenți/tensiuni cu determinarea componentelor de secvență.

Pentru o rețea electrică este foarte important, ca atunci când apare o defecțiune pe o linie (de transport sau de distribuție), să se identifice locul defectului cât mai repede posibil îmbunătățind astfel siguranța în funcționare a rețelei.

Printre beneficiile oferite de localizarea corectă a defectelor pot fi enumerate [3]:

- intervenții (reparații rapide) pentru a restabili SEE;
- îmbunătățirea disponibilității și performanțelor sistemului, precum și reducerea costurilor de operare;
- economii de timp și cheltuieli legate de căutarea locului de defect în condiții meteorologice nefavorabile și/sau pe teren greu accesibil;
- oferă sprijin în realizarea discriminării defectelor persistente față de cele temporare și în identificarea punctelor sensibile.

Pe de altă parte dacă defectul determină deconectarea liniei în timpul unei perioade de încărcare maximă, iar locul de defect nu poate fi identificat rapid, pot să apară pierderi economice importante și poate fi pusă la îndoială siguranța în alimentarea cu energie.

Toate aceste circumstanțe arată importanța deosebită a studiilor de cercetare privind localizarea defectelor și interesul în continuă creștere acordat în ultimii ani de către cercetătorii și operatorii din domeniul electroenergeticii acestei probleme.

Un localizator/locator¹ de defect (FL – “Fault Locator”) este un dispozitiv sau un aparat amplasat la un capăt al unei linii (în stație), care afișează distanța până la defecțiune (în km sau în procente din lungimea liniei) după o defecțiune apărută pe o linie de transmisie (de transport/distribuție) [3].

Localizarea defectelor este un proces care are ca scop identificarea locului de defect (localizarea defectului) cu cea mai mare precizie posibilă.

În principal, localizatorul de defect (FL) este un echipament suplimentar de protecție care utilizează metode și algoritmi specifici pentru determinarea locului (distanței până la) de defect. În cazul rețelor electrice cu linii dublu circuit, sau cu derivații (cu trei sau mai multe terminale – capete), la depistarea unui defect pe unul dintre tronsoane (secțiuni), localizatorul de defect trebuie să aibă capacitatea de a identifica secțiunea defectă și locul defectului pe acest tronson (secțiune).

¹**Notă:** Localizatori de defect versus rele de protecție [4]:

Există unele diferențe importante între localizatorii de defect care utilizează algoritmi specifici și localizarea convențională a defectelor prin rele:

- **Acuratețea (precizia)** – de obicei relele de protecție definesc o zonă generală cunoscută ca *zonă de protecție* unde se poate detecta un defect. Localizatoarele de defect identifică situarea defectului într-o zonă de protecție, cu o anumită eroare, dacă există;
- **Rapiditatea** - relele de protecție (protecțiile) necesită operări de mare viteză pentru a diminua efectele curentului de defect (scurtcircuit) asupra elementelor componente ale rețelei electrice, utilizând întreruptoare și dispozitive de comunicație de mare viteză, uneori sacrificând securitatea și selectivitatea sistemului de protecție. Pe de altă parte localizatoarele de defect pot utiliza, pentru localizarea defectelor, algoritmi performanți având la dispoziție intervale de timp de la în câteva secunde până la câteva minute;
- **Intervalul (fereastra) de prelevare a datelor** – datele utilizate de către relele de protecție sunt prelevate într-un timp cuprins între producerea defectului, respectiv izolarea lui prin declanșarea unui/unor întrerupătoare, care necesită mai multe cicluri corespunzătoare frecvenței fundamentale. Fereastra de date rezultată este mai largă decât cea necesară pentru localizarea defectului. Localizatoarele de defect utilizează ferestre de date compatibile pentru a minimiza sfera de eroare a calculelor. Cu toate acestea, aceasta are o importanță considerabilă deoarece poate afecta rezultatele algoritmului;
- **Complexitatea calculelor** – rapiditatea de operare a relelor de protecție impune utilizarea unor algoritmi de calcul cât mai simpli. În schimb, calculul localizării defectelor nu are astfel de limitări (acestea pot fi relativ simple - bazate pe impedanța liniilor sau a metodelor cu undă progresivă) și pot apela la utilizarea unor metode și algoritmi mai complecși, care permit o operare mai flexibilă (adaptată mi bine condițiilor și cerințelor impuse), cum ar fi utilizarea rețelelor neuronale, a logicii fuzzy, utilizarea PMU-urilor etc.).

Prima metodă (și cea mai primitivă) de localizare a defectelor a constat în inspecția vizuală.

O funcție de localizare a defectelor poate fi implementată în [4]:

- relele de protecție digitale sau relele (protecții) numerice - includerea funcției de localizare a defectelor, ca o funcție suplimentară, este frecvent folosită în practică. În acest caz, capacitatea de calcul ridicată și comunicarea la distanță ale releelor moderne sunt utilizate aproape fără costuri suplimentare;
- înregistratoare de defecte digitale (“Digital Fault Recorder” - DFR) - permit integrarea ușoară și ieftină a funcției de localizare a defectelor;
- dispozitive autonome de localizare a defectelor - se folosesc localizatori în cazul utilizării unor algoritmi complecși de localizare a defectelor cu condiția acceptării costului mai mare al implementării;
- programe de analiză post defect – includ și algoritmi de localizare a defectelor și sunt utilizate în principal pentru verificarea funcționării releelor de protecție.

Metodele propuse în literatura de specialitate, implementate în practică, pentru estimarea locului de defect în rețelele electrice pot fi împărțite în mai multe categorii, în funcție de diferite criterii, cum ar fi [2], [3], [5], [6]:

1) *Metode care utilizează armonicile tensiunilor și curenților de frecvență fundamentală* (armonicile de ordin I ale tensiunilor și curenților) măsurăți la terminalele (capetele) unei linii. Aceste metode sunt cunoscute sub denumirea de *metode bazate pe impedanță* și constau în calcularea impedanței liniei, așa cum se vede din nodurile (terminalele) unde sunt măsurate mărimile electrice și estimarea distanțelor până la defect. Metodele din această categorie sunt foarte populare în rețele de furnizare a energiei datorită simplității, costului redus și ușurinței implementării acestora în raport cu alte categorii de tehnici de localizare. Pentru calcularea impedanței utilizează valorile măsurate ale tensiunilor și curenților la nodurile terminale. În figura 3.2 este ilustrat conceptul metodei bazată pe impedanță folosind un model de circuit monofazat, unde \underline{V}_K și \underline{I}_K corespund tensiunii și curentului în timpul defecțiunii, z_1 este impedanța linie pe unitatea de lungime, L_K este distanța până la locul de defect măsurată de la sursă (\underline{V}_Q este tensiunea sursei și Z_Q este impedanța ei). Pe baza legii lui Ohm, cunoscând tensiunea și curentul la nodul de măsurare se poate găsi distanța L_K :

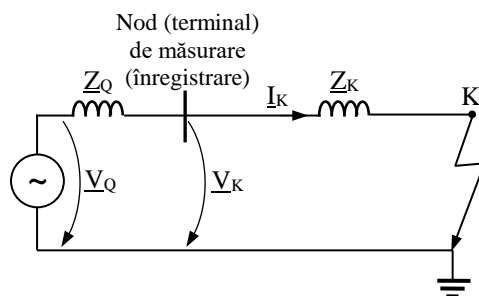


Fig.3.2 Explicativ la metoda bazată pe impedanță.

$$L_K = \frac{V_K}{I_K \cdot z_1} \tag{3.1}$$

Metodele din această categorie pot fi clasificate în două subcategorii:

- metode care utilizează măsurători de la un singur terminal al liniei de transmisie (“one-end methods”) – algoritmi cu un singur terminal;
- metode care utilizează măsurători prelevate de la ambele terminale ale liniei (“two-end methods”) – algoritmi cu două terminale. Algoritmul cu două terminale nu este afectat de rezistența și de reactanță introdusă de defect, furnizând rezultate mai precise comparativ cu algoritmul cu un singur terminal, deoarece acest algoritm cu două terminale utilizează tensiunile și curenții prelevați de la cele două capete ale liniei de transmisie fie sincronizat, fie

nesincronizat. Datele sincronizate pot fi colectate utilizând GPS, respectiv sincrofazori recepționați de la unitățile de măsurare a fazorilor (PMU = “Phasor Meter Unit”). Pentru datele nesincronizate, mai întâi trebuie să se calculeze eroarea de sincronizare și apoi să se determine locul defectului. Deoarece metoda sincronizată trebuie să utilizeze mijloace de comunicație, ea devine mai scumpă decât metoda nesincronizată.

2) *Metode cu unde progresive/tranzitorii* (“Traveling Wave methods”) - se bazează pe principiul transmiterii și reflectării undelor progresive. În conformitate cu teoria undelor progresive, atunci când apare un defect pe o linie de transmisie, o undă progresivă se va propaga în ambele direcții în raport cu locul de defect: de la nodul terminal (capătul) al liniei către locul defectului, respectiv în sens opus de la locul defectului către nodul de măsură (unda reflectată). Metoda este ilustrată în figura 3.3, distanța până la locul defectului fiind evaluată cu relația:

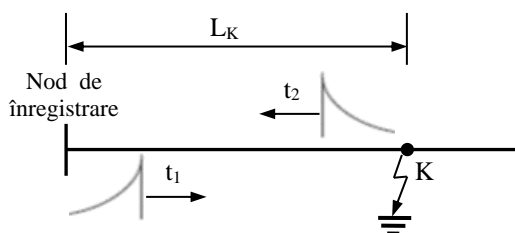


Fig.3.3 Explicativ la metoda cu unde progresive.

$$L_K = \frac{v(t_1 - t_2)}{2}, \quad (3.2)$$

unde:

- t_1 este timpul necesar propagării unei unde de la nodul de măsurare până la locul de defect;
- t_2 este timpul necesar unei unde reflectate să parcurgă distanța de la locul de avarie până la nodul de măsurare;
- v este viteza de propagare a unei unde (depinde de parametrii liniei, inductanța L și capacitatea C , având valori apropiate de viteza luminii);
- L_K este distanța până la locul de defect care trebuie să fie evaluată.

Precizia metodei depinde de precizia valorilor estimate ale parametrilor liniei, cum ar fi inductanța și capacitatea liniei. Această metodă, în cazul liniilor aeriene, cunoaște două abordări: algoritmi cu un singur terminal (“one-end methods”), respective cu două terminale (“two-end methods”) având avantajul că poate fi utilizată atât în sisteme sincronizate cât și în cele nesincronizate. Avantajul acestei metode constă în faptul că evaluarea distanței până la defect nu este afectată de variația sarcinii, valori ridicate ale rezistențelor de pământare, respectiv de capacitățile serie. Dezavantajele metodei sunt legate de necesitatea utilizării unor dispozitive de achiziție a datelor de mare viteză, senzori, detectoare pentru regimul tranzitoriu de defect și GPS pentru a achiziționa forma de undă tranzitorie pentru localizarea defectului (ceea ce conduce la costuri ridicate). *Trebuie specificat faptul că această metodă este utilizată des în rețelele de transport, dar nu și în cele de distribuție datorită configurațiilor cu ramificații și subramificații;*

3) *Tehnici bazate pe componentele de înaltă frecvență* ale curenților și tensiunilor generate de defecte;

4) *Tehnici bazate pe inteligența artificială* – utilizarea unor tehnici bazate pe cunoaștere este recomandată de complexitatea crescândă a sistemelor de transport și distribuție, de existența în funcționarea sistemelor electroenergetice a unor factori de incertitudine dificil de abordat folosind tehnici convenționale. În general, aceste tehnici necesită informații cum ar fi parametrii liniilor (feeder), informații furnizate de dispozitivele de detectare a defectelor

instalate de-a lungul liniei (feeder-ului), informații despre condițiile atmosferice etc. Aceste informații pot fi analizate folosind metode de inteligență artificială, cum ar fi:

- rețele neuronale (ANN);
- support Vector Machine (SVM);
- logica fuzzy;
- algoritmi genetici (AG) etc.;

5) *Tehnici neconvenționale care se bazează* fie pe:

- indicatoare de avarie - instalate fie în substații sau pe suporti (stâlpi) de-a lungul liniei (camere de filmare);
- monitorizarea radiațiilor tranzitorii induse de arcul electric produs la locul de defect, folosind atât recepția în foarte joasă frecvență (VLF) cât și în foarte înaltă frecvență (VHF).

3.2. METODE BAZATE PE DETERMINAREA IMPEDANȚEI

În decursul timpului au fost dezvoltate o serie de metode pentru determinarea distanței până la locul de defect bazate pe măsurarea impedanței², luând în considerare toate tipurile posibile de defect (scurtcircuit monofazat cu punere la pământ – ScMP, scurtcircuit bifazat fără punere la pământ – ScBFP, scurtcircuit bifazat cu punere la pământ – ScBP, respectiv scurtcircuit trifazat – ScT).

Metodele bazate pe determinarea impedanței implică efectuarea în ordine a următoarelor operații [7]:

Pasul 1. *Măsurarea fazorilor de tensiune și curent;*

Pasul 2. *Identificarea componentelor fundamentale ale tensiunilor și a curenților;*

Pasul 3. *Determinarea fazorilor și tipului de defect;*

Pasul 4. *Aplicarea unui algoritm de localizare a defectelor bazat pe impedanță.*

În funcție de numărul de terminale la care se realizează măsurarea mărimilor electrice, metodele de localizare a defectelor bazate pe impedanța pot fi [6]:

1) Metode cu măsurare la un singur terminal (capăt) - reprezintă o facilitate standard pentru majoritatea releelor numerice. Acestea utilizează algoritmi simpli, canalele de comunicații și datele de la distanță (celălalt capăt) nefiind necesare (cu excepția cazului în care este se impune un canal de comunicație pentru a transmite estimarea localizării defectului la un operator). Distanța până la locul defectului se calculează din impedanța aparentă văzută de la capătul unde se realizează măsurătorile. Ca exemplu, în figura 3.5 se prezintă schema electrică echivalentă (de secvență pozitivă), în cazul apariției unui defect în K, pe linia simplu circuit reprezentată prin schema monofilară din figura 3.2. Pentru a localiza toate tipurile de defecte, trebuie măsurate tensiunile și curenții fază-la-pământ pentru fiecare fază (în cazul în care sunt disponibile numai tensiuni de linie, este posibilă localizarea defectelor polifazate fără punere la pământ; dacă se cunoaște impedanța de secvență zero, \underline{Z}^0 , se poate estima și locul defectelor cu punere la pământ). Dacă se presupune că rezistența la locul de defect este zero, pentru a estima locul defectului, calculul impedanței se poate realiza utilizând una dintre relațiile din tabelul 3.1.

2) Metode cu măsurare la două (sau mai multe) capete - pot fi mai precise, dar necesită date de la ambele terminale. Datele trebuie să fie achiziționate de la ambele terminale înainte ca un algoritm să poată fi aplicat.

În cele ce urmează sunt trecute în revistă câteva dintre aceste tehnici.

² *O linie electrică omogenă* este o linie de transmisie în care impedanța este distribuită uniform pe toată lungimea ei, de exemplu o linie având aceeași construcție și secțiune a conductorului pe toată lungimea ei [7]. Liniile care neomogene pot fi o sursă de eroare în cazul utilizării metodelor de localizare a defectelor bazate pe impedanța. *Un sistem electric de transmisie omogen* este un sistem pentru care impedanțele surselor de la capete și impedanța liniei au același argument de fază. Un astfel sistem omogen este prezentat în figura 3.4.

Tabelul 3.1 Relații de bază pentru calculul impedanței [7].

Tipul defectului	Impedanța de secvență pozitivă ($m \cdot Z_L =$)
Monofazat a – g (la pământ)	$\underline{V}_A / (\underline{I}_A + K_0 \cdot 3 \cdot \underline{I}^0)$
Monofazat b – g	$\underline{V}_B / (\underline{I}_B + K_0 \cdot 3 \cdot \underline{I}^0)$
Monofazat c – g	$\underline{V}_C / (\underline{I}_C + K_0 \cdot 3 \cdot \underline{I}^0)$
Bifazat fără/cu punere la pământ a – b or a – b – g	$\underline{V}_{AB} / \underline{I}_{AB}$
Bifazat fără/cu punere la pământ b – c or b – c – g	$\underline{V}_{BC} / \underline{I}_{BC}$
Bifazat fără/cu punere la pământ c – a or c – a – g	$\underline{V}_{CA} / \underline{I}_{CA}$
Trifazat a–b–c	oricare din următoarele: $\underline{V}_{AB} / \underline{I}_{AB}$, $\underline{V}_{BC} / \underline{I}_{BC}$, $\underline{V}_{CA} / \underline{I}_{CA}$

➤ A, B, C sunt notațiile celor trei faze;
 ➤ $K_0 = (\underline{Z}_L^0 - \underline{Z}_L^+) / 3 \underline{Z}_L^+$;
 ➤ \underline{Z}_L^0 este impedanța de secvență zero a liniei;
 ➤ \underline{Z}_L^+ (\underline{Z}_L) este impedanța de secvență pozitivă a liniei;
 ➤ m este distanța până la locul de defect raportată la lungimea totală a liniei;
 ➤ \underline{I}^0 este componenta de secvență zero a curentului.

3.2.1. Algoritmi cu măsurare la un singur capăt (terminal)

În figura 3.4 este prezentată schema de principiu a utilizării unui localizator de defecte bazat pe determinarea impedanței cu măsurare la un singur terminal (capăt) al tronsonului de linie supraîncălzit.

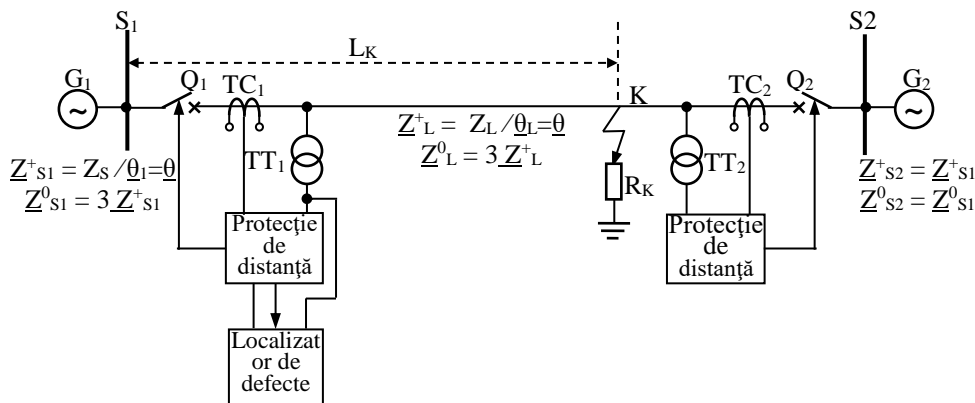


Fig.3.4 Schema de principiu (monofilară) a utilizării unui localizator de defecte bazat pe determinarea impedanței cu măsurare la un singur terminal pentru o linie alimentată de la două capete [2].

Modul de calcul a distanței până la locul de defect (linie simplu circuit), utilizând o astfel de metodă, se bazează pe schema electrică echivalentă reprezentată în figura 3.5, în care impedanțele surselor (\underline{Z}_{S1} , \underline{Z}_{S2}), a liniei/elementelor de rețea (\underline{Z}_L) sunt luate în calcul sub forma unor parametri concentrați.

În figura 3.5, în care se prezintă schema electrică echivalentă de secvență pozitivă (\underline{Z}_{S1} , \underline{Z}_L impedanțe de secvență pozitivă) pentru rețeaua din figura 3.4 la defect în K, sunt evidențiate și circulațiile de curenți, unde:

- m reprezintă distanța până la locul de defect măsurată din stația A în unități relative [u.r.] (*distanța până la locul de defect raportată la lungimea totală a liniei*);
- R_K este rezistența la locul de defect;
- \underline{V}_{S1} - căderea de tensiune măsurată la bara B1 față de pământ după apariția defectului;
- \underline{I}_{S1} , \underline{I}_{S2} - curenții de pre-defect măsuраți în stația S1, respectiv S2;
- \underline{I}_K - curentul total de scurtcircuit;
- \underline{I}_{KS1} și \underline{I}_{KS2} reprezintă contribuțiile surselor din cele două stații la curentul de defect \underline{I}_K .

Astfel, aplicând legea a II-a a lui Kirchhoff (pe ochiul O1 din figura 3.5) după apariția defectului se poate scrie [3]:

$$\underline{V}_{S1} = \underline{I}_{S1} (m \cdot \underline{Z}_L) + \underline{I}_K \cdot R_K, \tag{3.3}$$

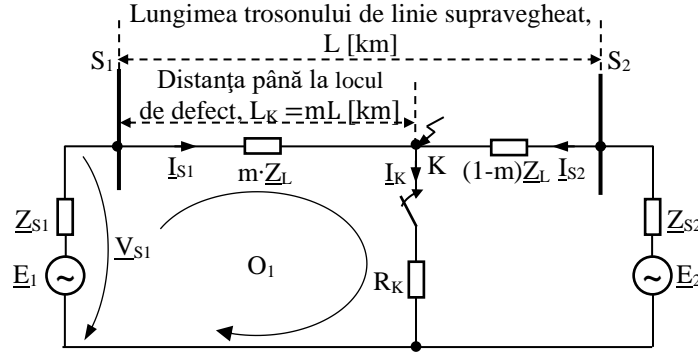


Fig.3.5 Explicativ la modul de calcul a distanței până la locul de defect în cazul unei linii simplu circuit (schema electrică echivalentă de secvență pozitivă pentru rețeaua din figura 3.4 la defect în K) [2].

unde

$$\begin{aligned} I_K &= I_{KS1} + I_{KS2} = \frac{E_2}{Z_{S1} + m \cdot Z_L} + \frac{E_2}{Z_{S2} + (1-m)Z_L} = \\ &= \frac{E}{Z_{S1} + m \cdot Z_L} \left(1 + \frac{Z_{S1} + m \cdot Z_L}{Z_{S2} + (1-m)Z_L} \right) = I_{KS1} \frac{Z_{S1} + m \cdot Z_L + Z_{S2} + (1-m)Z_L}{Z_{S2} + (1-m)Z_L} = \frac{I_{KB1}}{D_{S1}} \end{aligned} \quad (3.4)$$

și

$$D_{S1} = \frac{(1-m)Z_L + Z_{S2}}{Z_{S1} + Z_L + Z_{S2}}. \quad (3.5)$$

Introducând (3.5) în (3.4) și apoi rezultatul astfel obținut în relația (3.3), se obține:

$$\underline{V}_{S1} = \underline{I}_{S1} (m \cdot \underline{Z}_L) + \frac{I_{KS1}}{D_{S1}} \cdot R_K = \underline{I}_{S1} (m \cdot \underline{Z}_L) + I_{KS1} \frac{Z_{S1} + Z_L + Z_{S2}}{(1-m)Z_L + Z_{S2}} \cdot R_K, \quad (3.6)$$

sau

$$\begin{aligned} -\underline{I}_{S1} (m \cdot \underline{Z}_L) [(1-m)Z_L + Z_{S2}] + \underline{V}_{S1} [(1-m)Z_L + Z_{S2}] - I_{KB1} (Z_{S1} + Z_L + Z_{S2}) R_K = \\ = m^2 (\underline{I}_{S1} \cdot \underline{Z}_L^2) - m \cdot \underline{Z}_L (\underline{V}_{S1} + \underline{I}_{S1} \cdot \underline{Z}_L + \underline{I}_{S1} \cdot \underline{Z}_{S2}) + \underline{V}_{S1} (Z_L + Z_{S2}) - I_{KS1} (Z_{S1} + Z_L + Z_{S2}) R_K = 0 \end{aligned} \quad (3.7)$$

Astfel, rezultă următoarea ecuație complexă, de ordin 2, care trebuie soluționată:

$$m^2 - \underline{K}_1 \cdot m + \underline{K}_2 - \underline{K}_3 \cdot R_K = 0, \quad (3.8)$$

cu

$$\underline{K}_1 = \frac{Z_L (\underline{V}_{S1} + \underline{I}_{S1} \cdot Z_L + \underline{I}_{S1} \cdot Z_{S2})}{\underline{I}_{S1} \cdot Z_L^2} = \frac{\underline{V}_{S1}}{\underline{I}_{S1} \cdot Z_L} + 1 + \frac{Z_{S2}}{Z_L}; \quad (3.9)$$

$$\underline{K}_2 = \frac{\underline{V}_{S1} (Z_L + Z_{S2})}{\underline{I}_{S1} \cdot Z_L^2} = \frac{\underline{V}_{S1}}{\underline{I}_{S1} \cdot Z_L} \left(1 + \frac{Z_{S2}}{Z_L} \right); \quad (3.10)$$

$$\underline{K}_3 = \frac{I_{KS1} (Z_{S1} + Z_L + Z_{S2})}{\underline{I}_{S1} \cdot Z_L^2} = \frac{I_{KS1}}{\underline{I}_{S1} \cdot Z_L} \left(1 + \frac{Z_{S1} + Z_{S2}}{Z_L} \right). \quad (3.11)$$

În cazul unei linii dublu circuit (Fig.3.6) relația (3.6) se scrie astfel [3]:

$$\underline{V}_{S1} = \underline{I}_{S1} (m \cdot \underline{Z}_L) + \frac{I_{KS1}}{D_{S1}} \cdot R_K + \underline{Z}_{OM} \cdot \underline{I}_{OS,P}, \quad (3.12)$$

unde

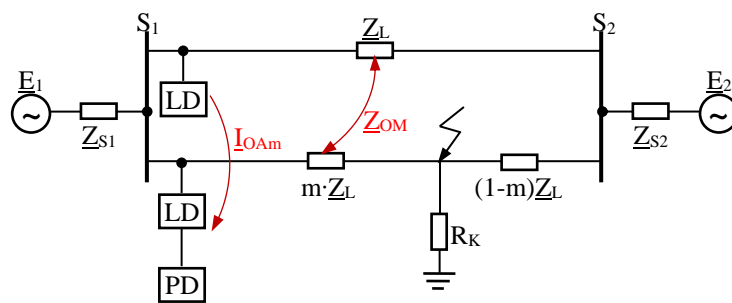


Fig.3.6 Exemplificativ la calculul distanței până la locul de defect în cazul liniilor paralele [3].

$$\underline{D}_{S1} = \frac{(1-m)(Z_{S1} + Z_L + Z_{S2}) + Z_{S2}}{2Z_{S1} + Z_L + 2Z_{S2}} \quad (3.13)$$

De obicei metoda de localizare a defectului cu un singur terminal, aplicată liniilor paralele (dublu circuit), necesită măsurarea următoarelor mărimi (intrări):

- tensiunile de fază;
- curenții de defect;
- componenta de secvență zero a curentului de pe linia sănătoasă (pentru a compensa cuplajele mutuale).

Principalele surse de erori, în cazul utilizării metodelor de localizare a defectelor pe liniile electrice pe baza determinării impedanței, sunt generate de următorii factori [3]:

- efectul combinat al prezenței rezistenței la locul de defect și a existenței impedanței de sarcină (în cazul defectelor cu punere la pământ);
- identificarea incorectă a tipului de defect;
- existența cuplajelor mutuale;
- necunoașterea exactă, respectiv identificarea aproximativă a parametrilor de rețea, în special a celor de secvență zero etc.

Efectele reactanței liniei (linie neomogenă, $\theta_{S1} \neq \theta_L \neq \theta_{S2}$) asupra măsurătorilor de impedanță sunt prezentate în figura 3.7, atât în cazul neîncărcării liniei înainte de apariția defectului cât și în cazul încărcării liniei înainte de defect (cu injecție de curent dinspre stația S1 spre stația S2 și invers).

În acest caz metoda cu un singur terminal prezintă unele limitări, cum ar fi [3]:

- necesită măsurători efectuate în regimul normal de funcționare;
- trebuie cunoscută impedanța sursei de la distanță (celălalt capăt al liniei).

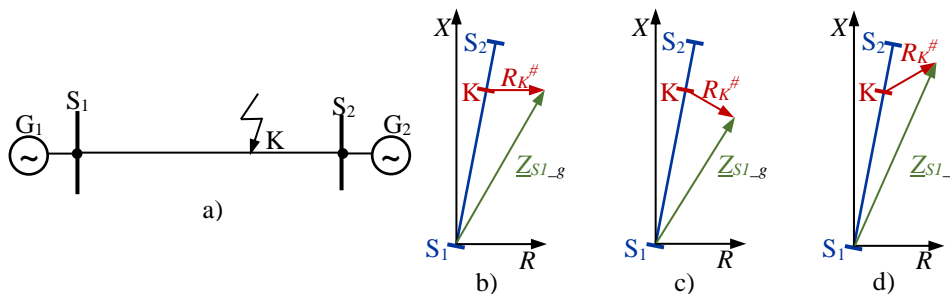


Fig.3.7 Efectul reactanței asupra localizării defectelor în cazul măsurătorilor realizate la un singur terminal [3]: a) schema de principiu monofilară; b) linia neîncărcată înainte de defect; c) circulație de curent de la S1 la S2 în regim normal de funcționare (pre-defect); d) circulație de curent pre-defect de la S2 la S1.

3.2.1.1. Metoda reactanței simple

Pentru o rețea electrică, având schema echivalentă prezentată în figura 3.5, căderea de tensiune la bara S_1 se calculează cu relația (3.3).

În cazul unui scurtcircuit monofazat, faza A la pământ ($\underline{V}_{S1} = \underline{V}_{a-g}$), curentul care circulă prin linie dinspre stația S_1 spre locul de defect este:

$$\underline{I}_{KS1} = \underline{I}_{KA} + \underline{K}_0 \cdot 3 \cdot \underline{I}_{S1}^0. \quad (3.14)$$

Pentru a minimiza eroarea de localizare este necesară minimizarea efectului termenului $R_K \cdot \underline{I}_K$ care apare în (3.3).

Metoda reactanței simple apelează la raportarea tuturor termenilor din relația (3.3) la curentul \underline{I}_{S1} (măsurat în locul în care este amplasat localizatorul de defecte) ignorând termenul $R_K \cdot \underline{I}_K$ ($R_K \cdot \underline{I}_K / \underline{I}_{S1} \approx 0$).

În continuare, din relația (3.3), astfel simplificată, se reține partea imaginară și se determină m :

$$\text{Im}(\underline{V}_{S1} / \underline{I}_{S1}) = \text{Im}(m \cdot \underline{Z}_L) = m \cdot X_L^+ = m \cdot X_L \quad (3.15)$$

și

$$m = \frac{\text{Im}(\underline{V}_{S1} / \underline{I}_{S1})}{X_L}. \quad (3.16)$$

Erorile de localizare a defectelor sunt minime dacă rețeaua este omogenă sau dacă $R_K = 0$.

3.2.1.2. Metoda Takagi

Algoritmul Takagi utilizează măsurători de la un singur terminal al liniei de transmisie, determinând componentele fundamentale ale tensiunii și curentului înainte și în timpul defectului. Pentru localizarea defectului metoda utilizează echivalentul Thevenin folosind tensiunea și curentul liniei defecte, presupunând că faza curentului nu se modifică în urma apariției defectului (pe durata defectului este aceeași cu cea dinainte de defect). Prin urmare, metoda este aplicabilă în cazul sistemelor omogene și a fost testată practic pe linii de transport cu rezultate satisfăcătoare.

Aplicarea algoritmului Takagi necesită cunoașterea, atât a curentului pre-defect, cât și a curentului de defect. Aduce îmbunătățiri față de metoda reactanței simple reducând efectul curenților de sarcină în funcționare normală și minimizând efectul rezistenței la locul defect [7]. Ca relație de bază utilizează expresia (3.3) și introduce un curent, numit curent de superpoziție (\underline{I}_{sup}), care are un termen în fază cu curentul de scurtcircuit (defect) și are expresia:

$$\underline{I}_{sup} = \underline{I}_K - \underline{I}_{pre}, \quad (3.17)$$

cu \underline{I}_{pre} curentul pre-defect.

Relația (3.3) se multiplică cu conjugatul curentului de superpoziție obținându-se [7]:

$$\underline{V}_{S1} \cdot \underline{I}_{sup}^* = \left[\underline{I}_{S1} (m \cdot \underline{Z}_L) + \underline{I}_K \cdot R_K \right] \cdot \underline{I}_{sup}^* \quad (3.18)$$

din care se reține partea imaginară

$$\begin{aligned} \text{Im}(\underline{V}_{S1} \cdot \underline{I}_{sup}^*) &= m \cdot \text{Im}(\underline{Z}_L \cdot \underline{I}_{S1} \cdot \underline{I}_{sup}^*) + \text{Im}(R_K \cdot \underline{I}_K \cdot \underline{I}_{sup}^*) = \\ &= m \cdot \text{Im}(\underline{Z}_L \cdot \underline{I}_{S1} \cdot \underline{I}_{sup}^*) + \text{Im}\left[R_K \cdot \underline{I}_K \cdot (\underline{I}_K^* - \underline{I}_{pre}^*)\right] = \\ &= m \cdot \text{Im}(\underline{Z}_L \cdot \underline{I}_{S1} \cdot \underline{I}_{sup}^*) + \text{Im}\left[R_K \cdot (\underline{I}_K^2 - \underline{I}_K \cdot \underline{I}_{pre})\right] \end{aligned} \quad (3.19)$$

În relația (3.19) termenul

$$\text{Im}\left[R_K \cdot (\underline{I}_K^2 - \underline{I}_K \cdot \underline{I}_{pre})\right] \approx 0, \quad (3.20)$$

astfel încât distanța până la locul de defect se calculează cu relația:

$$m = \frac{\text{Im}(\underline{V}_{S1} \cdot \underline{I}_{sup}^*)}{\text{Im}(\underline{Z}_L \cdot \underline{I}_{S1} \cdot \underline{I}_{sup}^*)} \quad (3.21)$$

Erorile de estimare a locului defectului, aferente acestei metode, sunt cu atât mai reduse cu cât faza curentului de defect, \underline{I}_K , este mai apropiată de faza curentului \underline{I}_{sup} (sau faza curentului pre-defect, \underline{I}_{pre} , este mai apropiată de zero).

3.2.1.3. Tehnica Takagi modificată

Este o versiune a metodei Takagi [8]. Utilizează componenta de secvență zero a curentului ($3 \cdot \underline{I}_{S1}^0$), în cazul defectelor ScMP pentru a evita utilizarea curentului pre-defect. Metoda Takagi modificată utilizează rețelele de secvență zero pentru a compensa un sistem neomogen. Permite corectarea erorilor de estimare a distanței datorate diferențelor de fază între curenți. Dacă operatorul cunoaște impedanța surselor, componenta de secvență zero a curentului poate fi corectată cu ajutorul unui argument (unghiul electric β) așa cum apare în figura 3.8. Unghiul β selectat este valabil pentru un singur loc de defect în lungul liniei.

Distanța până la locul de defect se determină cu relația:

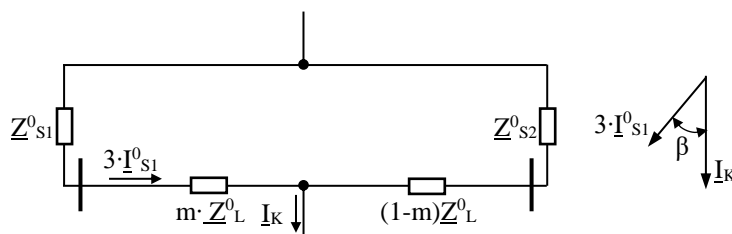


Fig.3.8 Corectarea componentei de secvență zero a curentului (impedanțele sunt cunoscute) [6].

$$m = \frac{\text{Im}[\underline{V}_{S1} \cdot (3 \cdot \underline{I}_{S1}^0) \cdot e^{-j\beta}]}{\text{Im}[\underline{Z}_L \cdot \underline{I}_{S1} \cdot (3 \cdot \underline{I}_{S1}^0) \cdot e^{-j\beta}]}, \quad (3.22)$$

în timp ce unghiul β poate fi calculat din egalitatea:

$$\frac{\underline{I}_s}{3 \cdot \underline{I}_{S1}^0} = \frac{\underline{Z}_{S1}^0 + \underline{Z}_L^0 + \underline{Z}_{S2}^0}{(1-m)\underline{Z}_L^0 + \underline{Z}_{S2}^0} = C \angle \beta, \quad (3.23)$$

3.2.1.4. Metoda Novosel et al.

Este aplicabilă pentru liniile de transmisie scurte (radiale), cu toate sarcinile, inclusiv liniile de derivație, reprezentate printr-un model de impedanță cu parametri concentrați plasați în spatele locului de defect. Acest mod de substituire a sarcinilor distribuite (derivație) este precis, deoarece impedanțele sarcinilor distribuite sunt mult mai mari decât impedanța liniilor. Metoda se bazează pe calcularea atât a impedanțelor surselor, cât și a impedanțelor sarcinilor, utilizând tensiunile și curenții măsurați în stație, înainte și după apariția avariei. În conformitate cu figura 3.9, pentru impedanța de sarcină și impedanța din spatele localizatorului de defect, se scriu relațiile [5]:

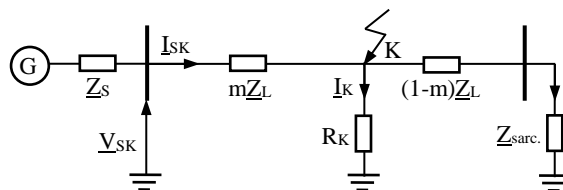


Fig.3.9 Schema echivalentă a unei rețele radiale de distribuție.

$$\underline{Z}_{sarc.} = \frac{V_{pS}}{I_{pS}} - \underline{Z}_L ; \quad (3.24)$$

$$\underline{Z}_S = \frac{\Delta V_S}{\Delta I_{pS}} - \underline{Z}_L . \quad (3.25)$$

unde:

- V_{pS} și I_{pS} sunt tensiunea și curentul de pre-defect măsurati în stația de bază;
- $\Delta V_S = V_{SK} - V_{pS}$ și $\Delta I_S = I_{SK} - I_{pS}$;
- V_{pK} și I_{pK} sunt tensiunea și curentul de defect măsurati în stația de bază.

În cazul diferențelor mici între valorile impedanței sursei măsurate înainte și după defect, pentru a evita erorile de calcul în cazul defectelor nesimetrice, se apelează la utilizarea unei rețele de secvență negativă. Relația de bază se obține din următoarea ecuație scrisă pentru impedanța buclei de defect măsurată [5]:

$$\underline{Z}_{mas.} = \frac{V_{SK}}{I_{SK}} = m\underline{Z}_L + R_K \frac{I_K}{I_{SK}} ; \quad (3.26)$$

Din ecuația (3.26) rezultă, pentru calculul distanței până la locul de defect, o relație similară cu (3.8) unde:

$$\underline{K}_1 = \frac{V_{SK}}{I_{SK} \cdot \underline{Z}_L} + 1 + \frac{\underline{Z}_{sarc.}}{\underline{Z}_L} ; \quad (3.27)$$

$$\underline{K}_2 = \frac{V_{SK}}{I_{SK} \cdot \underline{Z}_L} \left(1 + \frac{\underline{Z}_{sarc.}}{\underline{Z}_L} \right) ; \quad (3.28)$$

$$\underline{K}_3 = \frac{\Delta I_S}{I_{SK} \cdot \underline{Z}_L} \left(1 + \frac{\underline{Z}_S + \underline{Z}_{sarc.}}{\underline{Z}_L} \right) . \quad (3.29)$$

Ecuația complexă, astfel obținută, are două necunoscute: distanța până la locul de defect notată cu m , respective rezistența la locul de defect care este notată cu R_K . Cele două necunoscute pot fi determinate prin separarea în două ecuații: una scrisă pentru partea reală cealaltă pentru partea imaginară:

$$\begin{aligned} a &= 1; \\ m &= \frac{-b - \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a}, \quad b = - \left[\operatorname{Re}(\underline{K}_1) - \frac{\operatorname{Im}(\underline{K}_1) \cdot \operatorname{Re}(\underline{K}_3)}{\operatorname{Im}(\underline{K}_3)} \right]; \\ c &= \operatorname{Re}(\underline{K}_2) - \frac{\operatorname{Im}(\underline{K}_2) \cdot \operatorname{Re}(\underline{K}_3)}{\operatorname{Im}(\underline{K}_3)}. \end{aligned} \quad (3.30)$$

Tipul de defect este luat în considerare prin includerea tensiunilor și curenților adecvați. Spre deosebire de alte metode care utilizează numai date locale (de exemplu Takagi), această metodă nu este afectată dacă curentul de defect la locul de măsură nu este în fază cu curentul la locul defectului. În concluzie, metoda nu este afectată de curentul de sarcină sau de rezistența la locul de defect. Compensarea sarcinilor derivație (prin curenți de sarcină) permite ca această metodă să furnizeze rezultate precise, deși, pentru feederi derivație puternic încărcăți, precizia se poate degrada către capătul lor.

3.2.1.5. Metoda Das ș.a.

Această tehnică utilizează componentele de frecvență fundamentală ale tensiunilor și ale curenților măsurati măsurati la un terminal al liniei înainte și pe durata defectului [5].

Se consideră un defect monofazat, într-o rețea radială, așa cum se prezintă în figura 3.10. Sistemul analizat constă dintr-o sursă echivalentă G , linia cuprinsă între nodurile M și N și și

ramificații. Sarcinile (S) concentrate sunt distribuite la mai multe noduri (derivație), iar în construcția rețelei pot exista conductoare de diferite tipuri.

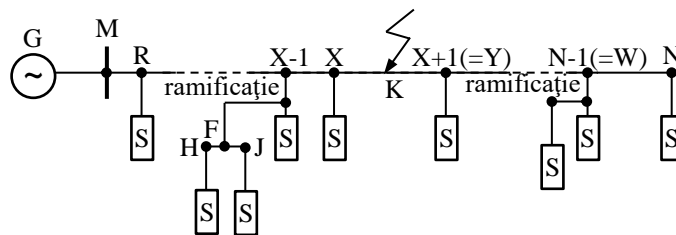


Fig.3.10 Diagrama monofilară a unei rețele radiale în care se produce un scurtcircuit monofazat în K.

Aplicarea algoritmului necesită parcurgerea a șase etape, pași care sunt prezentați în continuare [5].

1) În prima fază se face o estimare preliminară a localizării defectului, adică plasarea defectului între două noduri, notate cu X și X + 1 (= Y). Pentru a obține această estimare este necesară cunoașterea/utilizarea tipului defectului, a parametrilor liniei și a fazorilor tensiunilor și a curenților de secvență.

2) *Rețeaua radială echivalentă*

Toate laturile (derivațiile) dintre nodul M și localizarea preliminară a defectului sunt neglijate, iar sarcinile conectate la o latură derivație sunt considerate a fi conectate la nodul la care este conectată latura corespunzătoare.

3) *Modelarea sarcinii*

Sarcinile sunt luate în considerare prin curenții corespunzători. Toate sarcinile, până la nodul X și, de asemenea, sarcina concentrată plasată la capătul final, sunt modelate în regim staționar. Pentru o sarcină conectată la nodul R, un astfel model este descris printr-o relație de forma:

$$\underline{Y}_R = \left(G_R |\underline{V}_R|^{n_p - 2} + jB_R |\underline{V}_R|^{n_q - 2} \right), \quad (3.31)$$

unde \underline{V}_R este tensiunea la nodul R, \underline{Y}_R este admitanța sarcinii, sunt constante proporționale cu conductivitatea și respectiv susceptanța, respectiv n_p și n_q sunt constantele de răspuns pentru componentele active și reactive ale sarcinii.

Constantele G_R și B_R sunt estimate din tensiunile și curenții de sarcină pre-defect; similar sunt determinate valorile corespunzătoare ale n_p și n_q . Aceste constante și tensiuni sunt utilizate pentru estimarea admitanțelor de sarcină și a curenților de secvență pe durata defectului.

4) *Tensiunile și curenții în locul de defect și la capătul final al liniei (la distanță)*

Tensiunile și curenții de secvență la nodul K, în timpul defectului, sunt estimate presupunând că toate sarcinile dincolo de nodul X sunt concentrate într-o singură sarcină la nodul N (Fig.3.11).

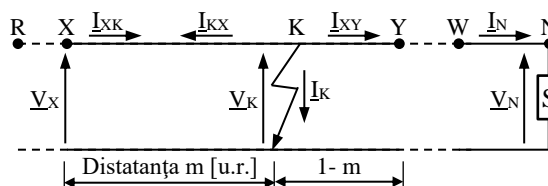


Fig.3.11 Tensiunile și curenții de defect la nodurile K și N.

Între tensiunile și curenții, din nodul cu defect K și nodul X, se poate scrie următoarea relație de legătură:

$$\begin{bmatrix} \underline{V}_K \\ \underline{I}_{KX} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -m\underline{B}_{XY} \\ m\underline{C}_{XY} & -1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \underline{V}_X \\ \underline{I}_{XK} \end{bmatrix}, \quad (3.32)$$

cu m distanța, în unități relative, măsurată de la nodul X până la nodul K.

Între tensiunile și curenții de secvență din nodurile N și K, în timpul defectului, există următoarea relație:

$$\begin{bmatrix} \underline{V}_N \\ -\underline{I}_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{A}_E & -\underline{B}_E \\ \underline{C}_E & -\underline{D}_E \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -(1-m)\underline{B}_{XY} \\ -(1-m)\underline{C}_{XY} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{V}_K \\ \underline{I}_{KN} \end{bmatrix} =, \quad (3.33)$$

unde \underline{A}_E , \underline{B}_E , \underline{C}_E și \underline{D}_E sunt constantele echivalente ale secțiunilor cascade date dintre nodurile X +1 (= Y) și N.

Aplicând teorema I a lui Kirchhoff în nodul K rezultă:

$$\underline{I}_{KN} = -\underline{I}_{KX} - \underline{I}_K. \quad (3.34)$$

Din ecuațiile (3.33, 34), prin substituiri și înlocuiri, neglijând termenii lui m de ordin > 1 , rezultă:

$$\begin{bmatrix} \underline{V}_K \\ \underline{I}_K \end{bmatrix} = \frac{1}{\underline{K}_v + m \cdot \underline{K}_w} \begin{bmatrix} \underline{K}_s + m \cdot \underline{K}_n & m \underline{K}_p \\ \underline{K}_q + m \cdot \underline{K}_r & \underline{K}_v + m \cdot \underline{K}_u \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \underline{V}_X \\ \underline{I}_{XK} \end{bmatrix}, \quad (3.35)$$

unde \underline{K}_s , \underline{K}_n , \underline{K}_p , \underline{K}_q , \underline{K}_r , \underline{K}_u , \underline{K}_v și \underline{K}_w sunt parametri complecși, calculați folosind parametrii cunoscuți: \underline{Y}_N , \underline{B}_{XY} , \underline{C}_{XY} , \underline{A}_E , \underline{B}_E , \underline{C}_E , respectiv \underline{D}_E .

Utilizând relațiile (3.32) și (3.35) se pot calcula tensiunile de secvență la nodurile K și N, respectiv curenții de secvență la nodul K.

5) Estimarea locului defectului

Distanța m , de la nodul X la nodul de defect K, exprimată ca o fracțiune a distanței de la nodul X la nodul X + 1 (= Y), poate fi estimată din relațiile dintre tensiune și curent la nodul de defect cunoscând impedanța de defect.

În cazul unui defect monofazat (faza A la pământ) impedanța de defect, \underline{Z}_K , este:

$$\underline{Z}_K = \frac{\underline{V}_{AK}}{\underline{I}_{AK}} = \frac{\underline{V}_K^0 + \underline{V}_K^+ + \underline{V}_K^-}{\underline{I}_K^0 + \underline{I}_K^+ + \underline{I}_K^-}, \quad (3.36)$$

unde \underline{V}_K^0 , \underline{V}_K^+ , \underline{V}_K^- și \underline{I}_K^0 , \underline{I}_K^+ , \underline{I}_K^- componentele de secvență zero, pozitivă și negativă ale fazorilor de tensiune și curent în locul de defect K.

Reținând din ecuația complexă (3.35) numai ecuația corespunzătoare părții imaginare, în care tensiunile și curenții de secvență se introduc din (3.32) și (3.35), se obține următoarea ecuație.

$$\text{Im} \left(\frac{\underline{K}_A + m \cdot \underline{K}_B}{\underline{K}_C + m \cdot \underline{K}_D} \right) = 0, \quad (3.37)$$

unde \underline{K}_A , \underline{K}_B , \underline{K}_C , \underline{K}_D sunt parametri complecși exprimați prin relații de forma $\underline{K}_A = \underline{K}_{Ar} + j\underline{K}_{Ai}$, relații care se substituie în (3.37). Se raționalizează ecuația rezultată, se neglijează termenii de ordin superior în m rezultând:

$$m = \frac{\underline{K}_{Ar} \cdot \underline{K}_{Ci} - \underline{K}_{Ai} \cdot \underline{K}_{Cr}}{(\underline{K}_{Cr} \cdot \underline{K}_{Bi} - \underline{K}_{Ci} \cdot \underline{K}_{Br}) + (\underline{K}_{Dr} \cdot \underline{K}_{Ai} - \underline{K}_{Di} \cdot \underline{K}_{Ar})}, \quad (3.38)$$

Soluția ecuației (3.38), m , se obține în urma unui calcul iterativ luând în considerare admitanța pre-defect concentrată în nodul N și ecuațiile (3.32 – 36)

Se efectuează încă două estimări suplimentare ale distanței considerând că defectul este localizat între nodul X -1 și nodul X, respectiv între nodurile X +1 și X + 2. Se selectează cea mai plauzibilă soluție și se estimează distanța măsurată din nodul M (unde este amplasat localizatorul de defect) până la nodul K (unde este localizat defectul).

6) Obținerea unei estimări unice prin convertirea estimărilor multiple

Această tehnică poate oferi multiple în cazul în care linia este o linie cu „derivații/ramificații”. Numărul estimărilor pentru o defecțiune depinde de configurația sistemului și de localizarea defectului. În acest scop, este necesară introducerea unor indicatori de eroare (de exemplu cei disponibili comercial), care detectează defectele în aval, indiferent de locul lor.

Informațiile obținute din indicatorii de eroare sunt combinate cu mai multe estimări, pentru a ajunge la o estimare unică pentru localizarea unui defect.

3.2.1.6. Metoda Saha ș.a.

Acest algoritm utilizează tensiunile și curenții de frecvență fundamentală, măsurați la un terminal al liniei, înainte și în timpul defecțiunii (curentul poate fi măsurat cu TC suplimentar dacă în stație este instalat un tip centralizat de DFR – “digital fault recorder”/înregistrator numeric de defect). Metoda este aplicabilă pentru estimarea localizării defectelor din rețelele radiale de MT, atât omogene cât și neomogene, care pot include un număr semnificativ de sarcini distribuite în lungul liniei (rețea cu derivații/ramificații) [9].

1) Algoritm de calcul al impedanței de defect

Calculul distanței până la defect se efectuează în două etape:

- în prima etapă se calculează impedanța buclei de eroare prin utilizarea tensiunilor și curenților măsurați înainte și în timpul defectului;
- în al cea de a doua etapă se calculează impedanța în lungul liniei luând în considerare defectele care pot să apară în fiecare secțiune succesivă. Prin compararea impedanței măsurate cu impedanța calculată a liniei, se poate obține o estimare a locului defectului.

A. Măsurători efectuate pe linia cu defect

Sunt luate în considerare numai rețelele radiale alimentate la un capăt, astfel încât impedanța de secvență pozitivă a buclei de defect se calculează în funcție de tipul defectului așa cum se arată în figura 3.12.

B. Măsurători efectuate la nivelul stației de distribuție

Pentru rețeaua radială aflată în discuție se notează cu \underline{Z}_{LK} impedanța echivalentă a liniei (de secvență pozitivă) pre-defect (defectul survenind în locul notat cu K), în timp ce liniile conectate în paralel sunt reprezentate printr-o ramificație echivalentă având impedanța \underline{Z}_L (impedanță de secvență pozitivă).

Scopul analizei este de a determina impedanța de secvență pozitivă post defect, \underline{Z}_K , considerând că impedanța echivalentă \underline{Z}_L nu se modifică pe durata defectului.

Pentru starea pre-defect se poate scrie următoarea ecuație:

$$\underline{Z}_{pre} = \frac{V_{pre}}{I_{pre}} = \frac{\underline{Z}_L \cdot \underline{Z}_{LK}}{\underline{Z}_L + \underline{Z}_{LK}}, \quad (3.39)$$

unde \underline{Z}_{pre} , V_{pre} , I_{pre} sunt impedanța, respectiv tensiunile și curenții de pre-defect.

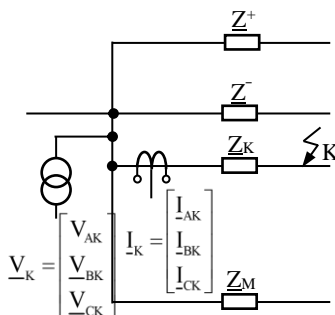


Fig.3.12 Schema echivalentă a rețelei: măsurătorile sunt efectuate în cazul liniei cu defect.

În referința [8] sunt luate în considerare două cazuri:

➤ *Scurtcircuit bifazat fără punere la pământ* (“Phase - phase fault-loop) - impedanța de secvență pozitivă văzută din stație este obținută cu relația:

$$\underline{Z} = \frac{\underline{V}_{pp}}{\underline{I}_{pp}} = \frac{\underline{Z}_L \cdot \underline{Z}_K}{\underline{Z}_L + \underline{Z}_K}, \quad (3.40)$$

unde \underline{V}_{pp} este tensiunea între fazele defecte măsurată în stație.

Combinând relația (3.39) cu relația (3.40) rezultă:

$$\underline{Z}_K = \frac{\underline{Z} \cdot \underline{Z}_{pre}}{\underline{Z}_{pre} + \underline{Z}(1 - \underline{K}_{ZK})}, \quad (3.41)$$

cu

$$\underline{K}_{ZK} = \frac{\underline{Z}_{pre}}{\underline{Z}_{LK}} = \frac{\underline{S}_{LK}}{\underline{S}_{\Sigma}}, \quad (3.42)$$

unde \underline{S}_{LK} este puterea aparentă vehiculată pe linia defectă în starea de pre-defect, iar \underline{S}_{Σ} este puterea totală (vehiculată pe toate liniile) în condiții de pre-defect.

Combinând relația (3.39) cu (3.42) se obține:

$$\underline{K}_{ZK} = \frac{\underline{Z}_L}{\underline{Z}_L + \underline{Z}_{LK}}. \quad (3.43)$$

Pentru fiecare linie coeficientul \underline{K}_{ZK} este estimat pe baza condițiilor din starea staționară de pre-defect. Impedanța buclei de defect se poate calcula impedanța buclei de defect cu relația (3.41) utilizând măsurătorile din stația de bază. În relația (3.41) \underline{Z} se înlocuiește cu expresia (3.40), iar numitorul și numărătorul termenului din dreapta semnelui de egalitate se împarte cu \underline{Z}_{pre} :

$$\underline{Z}_K = \frac{\underline{V}_{pp}}{\underline{I}_{pp} - (1 - \underline{K}_{ZK}) \frac{\underline{V}_{pp}}{\underline{Z}_{pre}}}. \quad (3.44)$$

➤ *Defect monofazat* (“Phase-ground faulted loop”) - în cazul unei defect monofazat, impedanța buclei de defect a secvență pozitivă este calculată în mod clasic. Având în vedere doar o singură fază defectă (punere la pământ), curentul de secvență zero măsurat în stație conține două componente: curentul feeder-ului defect, \underline{I}_{NK} și curentul de secvență zero care circulă prin capacitățile fazelor sănătoase. Cunoscând tensiunile și curenții mășurați în stație, respectiv parametrii rețelei, pentru impedanța buclei de eroare se obține expresia finală:

$$\underline{Z}_K = \frac{\underline{Z}_G \cdot \underline{Z}_{pre}}{\underline{Z}_{pre} - \underline{Z}_G (1 - \underline{K}_{ZK}) \left(1 - \frac{\underline{V}_0}{\underline{V}_{ph}}\right)}. \quad (3.45)$$

cu

$$\underline{Z}_G = \frac{\underline{V}_{ph}}{\underline{I}_{ph} - \underline{K}_{NK} \cdot \underline{I}_{NK}}. \quad (3.46)$$

și

$$\underline{V}_0 = \frac{1}{3}(\underline{V}_A + \underline{V}_B + \underline{V}_C). \quad (3.47)$$

Ecuatiile (3.45 – 47) definesc impedanța buclei de defect de secvență pozitivă pentru un defect monofazat.

2) Estimarea distanței până la locul de defect

Pe baza impedanței buclei de defect măsurate și a parametrilor conductoarelor, este posibilă estimarea distanței până la locul de defect. În continuare se prezintă algoritmul de calcul pentru

un defect bifazat, schema echivalentă de secvență pozitivă a buclei de defect (rețea radială cu ramificații - arborescentă) fiind prezentată în figura 3.13.

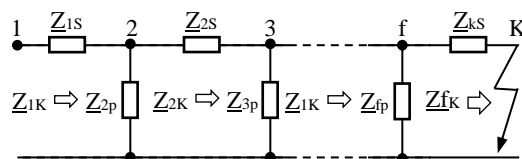


Fig.3.13 Schema echivalentă de secvență pozitivă în linii având un defect bifazat.

Definirea unei impedanțe echivalente a buclei de defect, văzută din nodul i până la punctul de defect, presupune o relație recursivă de forma:

$$\underline{Z}_{iK} = \frac{\underline{Z}_{ip}(\underline{Z}_{i-1,K} - \underline{Z}_{i-1,S})}{\underline{Z}_{ip} - \underline{Z}_{i-1,K} + \underline{Z}_{i-1,S}} = R_{iK} + jX_{iK}, \quad (3.48)$$

în care $\underline{Z}_{i-1,S}$ reprezintă impedanța segmentului de linie în timp ce $\underline{Z}_{i,p}$ se referă la impedanța de sarcină și/sau la impedanța echivalentă a ramurilor conectate la nod. Valoarea acestei impedanțe este estimată din starea staționară normală de funcționare a rețelei pre-defect. Se poate observa că impedanța de defect obținută în etapele următoare tinde spre zero:

$$|\underline{Z}_{i-1,K}| > |\underline{Z}_{iK}|. \quad (3.49)$$

Impedanța secțiunii defecte se calculează cu relația:

$$\underline{Z}_{fK} > m_{f-1,K} \cdot \underline{Z}_{f-1,S} + R_K, \quad (3.50)$$

în care:

- m_{fK} , în unități relative [u.r.], reprezintă distanța dintre nodul f până la locul defectului (lungimea totală a segmentului defect este 1);
- $\underline{Z}_{f-1,S}$ - impedanța segmentului de cablu dintre nodurile $f-1$ și f ($\underline{Z}_{i-1,S} = R_{i-1,S} + X_{i-1,S}$);
- R_K este rezistența la locul de defect.

3.2.1.7. Alte metode de localizare a defectelor cu măsurare la un singur terminal

Pe lângă tehnicile amintite anterior au mai fost dezvoltate o multitudine de metode de localizare a defectului bazate pe impedanță, astfel [2]:

- Girgis ș.a. a dezvoltat o metodă adecvată sistemelor de distribuție potrivit căreia distanța până la defect și rezistența de defect sunt determinate prin identificarea părților imaginare și reale ale impedanței aparente;
- O procedură similară a fost utilizată de Filomena AD ș.a. și Seung-Jae L ș.a., care au folosit o abordare iterativă pentru calcularea curentului de defect;
- Choi M-S ș.a. propun o metodă care poate fi utilizată atât pentru sistemele echilibrate, cât și pentru cele neechilibrate. Ecuațiile de localizare a erorilor utilizează matricea de impedanță a liniei, matricea impedanței în sarcină și matricea de admitanțelor de defect. Metoda utilizează inversarea matricelor pentru rezolvarea directă a ecuațiilor circuitelor trifazate. Această metodă a fost utilizată numai pentru ScMP, dar a fost extinsă și pentru ScB folosind analiza directă a circuitelor neechilibrate. Deoarece distribuția sarcinilor variază în timp, a fost prezentată și o tehnică de compensare a variației sarcinii având în vedere atât variația fazei cât și a mărimii acesteia. De asemenea, a fost luată în considerare componenta capacitivă a curentului astfel încât această tehnică poate fi utilizată pentru sisteme rurale, subterane și sisteme de distribuție aeriene.

În tabelul 3.2 se prezintă o comparație între 10 din cele mai utilizate metode de localizare a defectelor bazate pe impedanță cu măsurare la un singur capăt/terminal [10]. Se compară principiile de operare de bază ale fiecărei metode, cum ar fi: relația de calcul a distanței până la defect, modelarea liniilor și modelele de sarcină utilizate.

Tabelul 3.2. Comparație între diferite metode de localizare a defectelor cu măsurare la un terminal [10]

Aspectul analizat	Warrington	Srinivasan ș.a.	Girgis ș.a.	Zhu ș.a.	Agarwal ș.a.	Das	Novosel	Yang	Saha ș.a.	Choi ș.a.
Model linie	Scurtă	Lungă	Scurtă	Scurtă	Scurtă	Lungă	Scurtă	Scurtă	Scurtă	Scurtă
Neomogenități	Nu	Nu	Da	Da	Da	Da	Nu	Nu	Da	Da
Sistem neechilibrat	Nu	Nu	No	Da	Da	Da	Nu	Nu	Nu	Da
Ramificații	Nu	Nu	Da	Da	Da	Da	Nu	Nu	Nu	Nu
Comutatoare în sarcină	Nu	Da	Da	Da	Da	Da	Nu	Nu	Da	Nu

3.2.2. Metode cu două terminale (cu măsurători la două capete)

Metodele cu un singur terminal au o serie de limitări datorită necesității de a impune o serie de supoziții (asumarea unor aproximări, simplificări) pentru a putea soluționa ecuațiile de calcul a distanței până la locul de defect.

În privința metodelor cu două terminale se constată că:

- tehnicile bazate pe impedanță cu două terminale utilizează date achiziționate la ambele capete ale unei linii de transmisie pentru a estima locul unui defect. Pentru a estima impedanța aparentă, de la locul de monitorizare până la defect, utilizează tensiunea și curentul măsurate în timpul defectului;
- orice eroare de reactanță cauzată de rezistența la locul de defect, de sarcina curentă sau de neomogenitatea sistemului este estimată prin măsurători suplimentare realizate la capătul îndepărtat al liniei de transmisie [8];
- necesită existența unor canale de comunicație între stații (capete);
- pot să fie sincronizate, utilizând sincrofazori achiziționați la ambele capete ale liniei;
- pot să fie asincrone (fără sincrofazori) utilizând etichetarea în timp a evenimentelor;
- pentru localizarea defectelor necesită sisteme de comunicație de viteză scăzută etc.

În cele ce urmează se analizează câteva dintre aceste tehnici, sincrone sau asincrone.

3.2.2.1. Metode de localizare a defectelor bazate pe impedanță cu măsurare sincronă la două capete

În figura 3.14 se prezintă schema de principiu a unui astfel de sistem de localizare a defectelor.

Tehnica utilizează măsurători sincronizate de la ambele capete ale unei linii de transmisie la, raportate la o referință de timp comună (printr-un sistem global de poziționare - GPS).

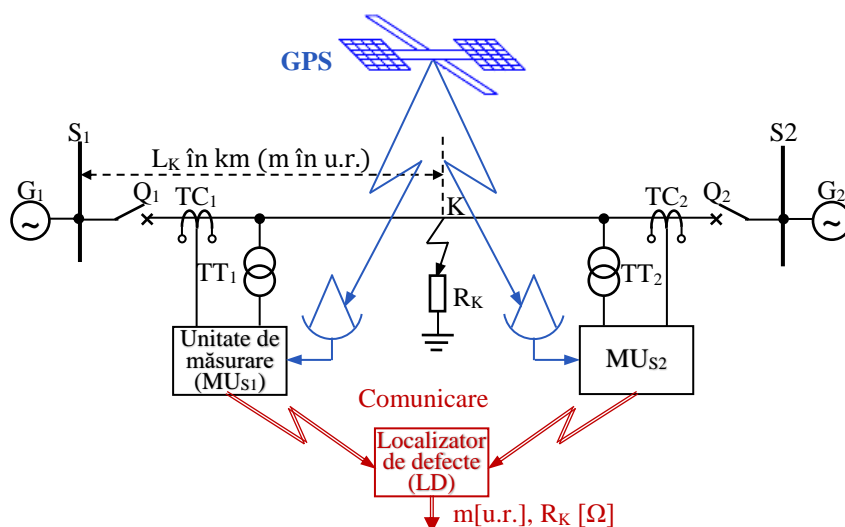


Fig.3.14 Localizarea defectelor bazate pe impedanță cu măsurare sincronă la două capete [3].

Estimarea distanței până la locul defectului utilizează cele trei componente de secvență ale curentului, respectiv cele trei ale tensiunii. Componentele secvenței negative nu sunt afectate de curentul de sarcină, de modul de conectare a schemei de secvență zero, de incertitudinea în evaluarea impedanței de secvență zero a liniei sau injecțiile de secvență zero corespunzătoare sarcinilor derivație [8].

Componentele de secvență zero, secvență pozitivă și secvență negativă se exprimă în funcție de mărimile de fază, astfel:

$$\underline{I}^0 = \frac{1}{3}(\underline{I}_A + \underline{I}_B + \underline{I}_C); \quad (3.51)$$

$$\underline{I}^+ = \frac{1}{3}(\underline{I}_A + a\underline{I}_B + a^2\underline{I}_C); \quad (3.52)$$

$$\underline{I}^- = \frac{1}{3}(\underline{I}_A + a^2\underline{I}_B + a\underline{I}_C); \quad (3.53)$$

$$\underline{V}^0 = \frac{1}{3}(\underline{V}_A + \underline{V}_B + \underline{V}_C); \quad (3.54)$$

$$\underline{V}^+ = \frac{1}{3}(\underline{V}_A + a\underline{V}_B + a^2\underline{V}_C); \quad (3.55)$$

$$\underline{V}^- = \frac{1}{3}(\underline{V}_A + a^2\underline{V}_B + a\underline{V}_C). \quad (3.56)$$

Ecuatiile pot fi scrise sub formă matriceală:

$$[\underline{I}]_s = [\underline{T}]^{-1} [\underline{I}]; \quad (3.57)$$

$$[\underline{V}]_s = [\underline{T}]^{-1} [\underline{V}], \quad (3.58)$$

în care, matricea inversă este:

$$[\underline{T}]^{-1} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix}. \quad (3.59)$$

3.2.2.2. Metode de localizare a defectelor bazate pe impedanță cu măsurare asincronă la două capete

În figura 3.15 se prezintă schema de principiu a unui astfel de sistem de localizare a defectelor cu măsurare asincronă la două terminale.

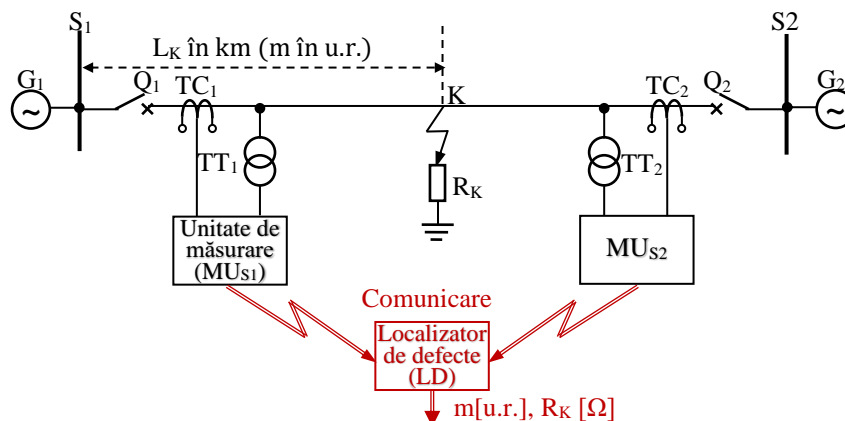


Fig.3.15 Localizarea defectelor bazate pe impedanță cu măsurare asincronă la două capete [3].

Mărimile electrice achiziționate de dispozitivele IED ("Intelligent Electronic Device" - termen folosit în electroenergetică pentru a defini dispozitive pe bază de microprocesoare care intră în componență sistemelor de control pentru a permite dezvoltarea automatizării sistemelor; în componența echipamentelor sistemului electroenergetic, cum ar fi întreruptoarele, transformatoarele, bateriile de condensatoare, relee/protecții/automatizări digitale) la ambele capete ale unei linii de transmisie nu pot fi sincronizate între ele [8]:

- dispozitivul GPS poate fi absent sau nu funcționează corect;
- alternativ, IED-urile au rate de eșantionare ușor diferite sau pot detecta defecțiunea la momente ușor diferite;
- canalul de comunicații care transferă date de la un IED către celelalte, poate, de asemenea, să introducă o schimbare de fază.

În consecință este necesară aducerea în fază, respectiv alinierea semnalelor achiziționate (Fig.3.16) la cele două capete.

În figura 3.16, ω_1 reprezintă pulsația (frecvența) de bază (fundamentală), deci este necesară identificarea componentelor la frecvența fundamentală a curentului, respectiv tensiunii.

Măsurătorile efectuate la cele două capete nefiind sincronizate, chiar dacă perioadele de eșantionare sunt egale, pot exista decalaje temporare în ceea ce privește prelevarea semnalului așa cum apare în figura 3.16 (ΔT_{S1-S2}).

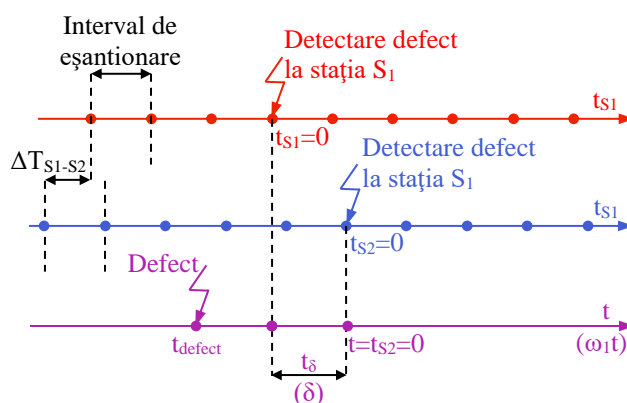


Fig.3.16 Explicativ la defazajul dintre semnalele achiziționate la cele două terminale în cazul măsurătorilor nesincronizate (necesitatea alinierii fazelor) [3].

Defectul se produce la momentul t_{defect} , el fiind detectat de protecțiile din stația S_1 la t_{S1} iar de cele din stația S_2 la momentul t_{S2} , astfel încât între eșantioanele prelevate la momentele de detectare a defectului va exista un decalaj în timp t_δ (Fig.3.16). Rezultă că pentru a compara valori ale aceleași mărimi electrice la același moment, mărimi prelevate la cele două stații, aceste valori vor trebui aliniate printr-o translație cu t_δ .

3.2.2.3. Tehnici de localizare a defectelor, cu măsurare la două terminale, care utilizează seturi incomplete de măsurători

Aceste metode utilizează seturi incomplete de măsurători, de exemplu tensiunile sunt măsurate la ambele terminale în timp ce se dispune de măsurători ale curenților la un singur capăt ($1 \times I + 2 \times V$), sau se dispune numai de valori ale curenților măsurați la ambele capete ($2 \times I$) etc.

A. Localizarea defectelor cu măsurători la două capete care utilizează cureții măsurați la ambele terminale și tensiunile de la un singur terminal ($2 \times I + 1 \times V$)

În acest caz funcția de localizare a defectelor (FL) a fost adăugată releului de protecție diferențială de curent cași în figura 3.17 [3].

Utilizează măsurători sincrone ale curenților din cele trei faze prelevate la ambele capete, respectiv tensiunile de fază prelevate la o stație.

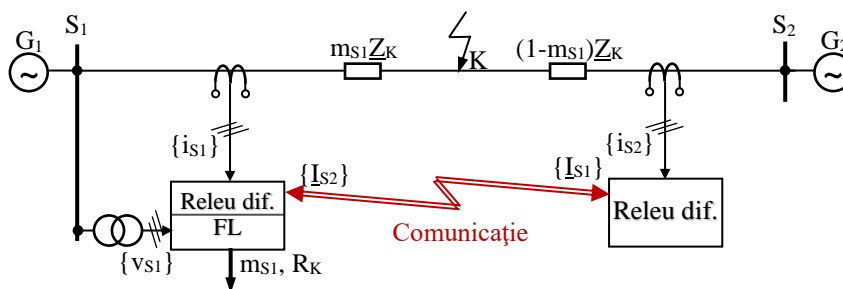


Fig.3.17 Localizarea defectelor bazate pe impedanță cu măsurare sincronă la două capete ($2 \times I + 1 \times V$) [3].

B. Localizarea defectelor cu măsurători la două capete care utilizează cureții mășurați la un singur terminal și tensiunile de la ambele terminale ($1 \times I + 2 \times V$)

Desensibilizarea față de efectul de saturație al transformatoarelor de măsură asupra curentului la o stație este realizată prin eliminarea setului de cureni corespunzători (Fig.3.18).

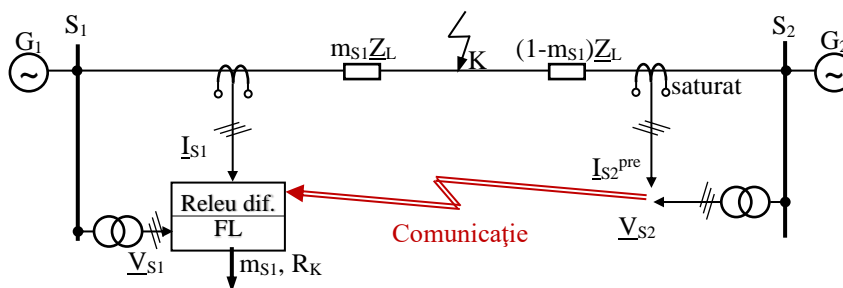


Fig.3.18 Localizarea defectelor bazate pe impedanță cu măsurare sincronă la două capete ($1 \times I + 2 \times V$) [3].

C. Localizarea defectelor cu măsurători asincrone la două capete care utilizează numai cureții mășurați la ambele terminale ($2 \times I$) – metoda impedanțelor de secvență negativă

Se presupune că sunt disponibile numai datele corespunzătoare curenților achiziționați în cele două stații, S_1 și S_2 , (datorită limitărilor în disponibilitatea datelor - lipsesc măsurătorile fazorilor de tensiune \underline{V}_{S1} și \underline{V}_{S2}) și care pot fi utilizate pentru localizarea defectelor (Fig.3.19) [7].

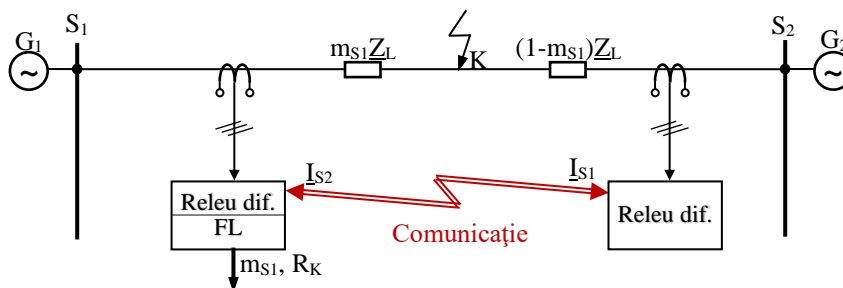


Fig.3.19 Localizarea defectelor bazate pe impedanță cu măsurare asincronă la două capete ($2 \times I$).

Utilizând curenții achiziționați și impedanțele cunoscute ale surselor, respectiv impedanța liniei, se poate scrie expresia căderii de tensiune văzută din fiecare stație până în punctul de defect.

Metoda relativ nouă (1999) utilizează mărimi electrice de secvență negativă de la cele două capete, fiind specifică localizării defectelor nesimetrice.

Folosirea componentelor de secvență negativă prezintă o serie de particularități [7]:

- permite estimarea locului defectului fără a necesita date referitoare la încărcările pre-defect, rezistența la locul de defect, impedanța mutuală de secvență zero, respectiv la componentele de secvență zero a curenților din ramificații (laturi derivație);
- nu este necesară detectarea exactă a tipului de defect;
- nu este necesară alinierea datelor deoarece algoritmul utilizat la fiecare capăt al liniei utilizează următoarele mărimi măsurate de la terminalul la distanță (care nu necesită alinierea fazelor):

- ✓ valoarea efectivă a curentului de secvență negativă, $|\underline{I}^-|$;
- ✓ impedanța sursei de secvență negativă calculată, $Z^-S \angle \theta^-_S$.

În figura 3.20 se prezintă modul de conectare a rețelelor de secvență în cazul unui defect monofazat (fază – pământ).

Din figura 3.20 se poate constata că tensiunea de defect de secvență negativă (\underline{V}^-_K) este aceeași indiferent de la care terminal al liniei protejate este privită.

Astfel, pentru cele două terminale se pot scrie următoarele relații:

- la stația S_1 :

$$\underline{V}^-_K = -\underline{I}^-_{S1,K} \left(\underline{Z}^-_{S1} + m_{S1} \cdot \underline{Z}^-_L \right); \quad (3.60)$$

- la stația S_2 :

$$\underline{V}^-_K = -\underline{I}^-_{S2,K} \left[\underline{Z}^-_{S2} + (1 - m_{S1}) \cdot \underline{Z}^-_L \right]. \quad (3.61)$$

Din egalitatea ecuațiilor (3.60) și (3.61) se elimină termenul \underline{V}^-_K :

$$\underline{I}^-_{S2,K} = \underline{I}^-_{S1,K} \frac{\underline{Z}^-_{S1} + m_{S1} \cdot \underline{Z}^-_L}{\underline{Z}^-_{S2} + (1 - m_{S1}) \cdot \underline{Z}^-_L}. \quad (3.62)$$

Alinierea setului de date (Fig.3.16) prelevate de către releele din S_1 , respectiv S_2 , poate fi evitată dcă se lucrează în valori absolute, deci ecuația (3.62) devine:

$$\left| \underline{I}^-_{S2,K} \right| = \left| \underline{I}^-_{S1,K} \frac{\underline{Z}^-_{S1} + m_{S1} \cdot \underline{Z}^-_L}{\underline{Z}^-_{S2} + (1 - m_{S1}) \cdot \underline{Z}^-_L} \right| = \frac{\left| \left(\underline{I}^-_{S1,K} \cdot \underline{Z}^-_{S1} \right) + m_{S1} \left(\underline{I}^-_{S1,K} \cdot \underline{Z}^-_L \right) \right|}{\left| \left(\underline{Z}^-_{S2} + \underline{Z}^-_L \right) - m_{S1} \cdot \underline{Z}^-_L \right|}. \quad (3.63)$$

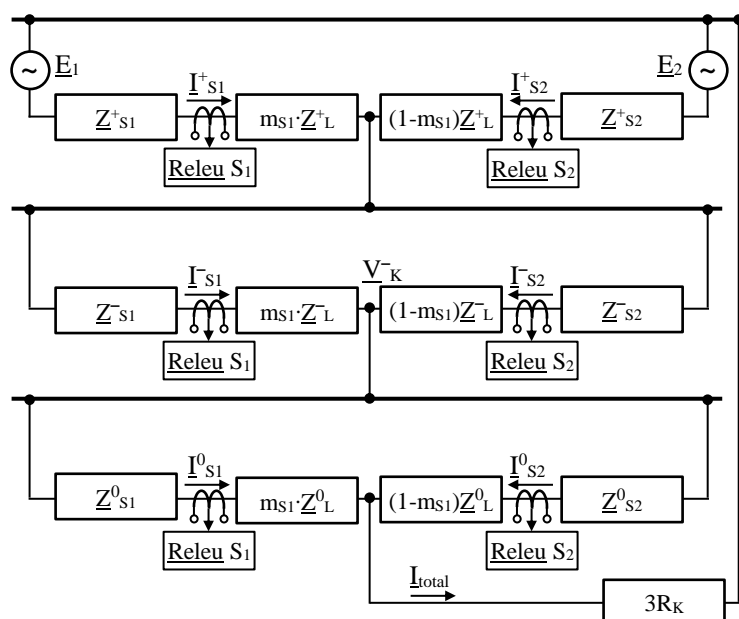


Fig.3.20 Conectarea rețelelor de secvență pentru în cazul unui defect monofazat.

Se definesc următoarele variabile:

$$\begin{cases} \underline{I}_{S1,K}^- \cdot \underline{Z}_{S1}^- = a + jb; \\ \underline{I}_{S1,K}^- \cdot \underline{Z}_L^- = c + jd; \\ \underline{Z}_{S2}^- + \underline{Z}_L^- = e + jf; \\ \underline{Z}_L^- = g + jh. \end{cases} \quad (3.64)$$

care înlocuiesc termenii din ecuația (3.63):

$$|\underline{I}_{S1,K}^-| = \frac{|(a + jb) + m_{S1}(c + jd)|}{|(e + jf) - m_{S1}(g + jh)|} = \frac{\sqrt{(a + m_{S1} \cdot c)^2 + (b + m_{S1} \cdot d)^2}}{\sqrt{(e - m_{S1} \cdot g)^2 + (f - m_{S1} \cdot h)^2}}, \quad (3.65)$$

sau ridicând (3.65) la pătrat rezultă ecuația:

$$A \cdot m_{S1}^2 + B \cdot m_{S1} + C = 0, \quad (3.66)$$

cu

$$\begin{cases} A = \left[|\underline{I}_{S1,K}^-|^2 (g^2 + h^2) - (c^2 + d^2) \right]; \\ B = -2 \left[|\underline{I}_{S1,K}^-|^2 (e \cdot g + f \cdot h) + (a \cdot c + b \cdot d) \right]; \\ C = \left[|\underline{I}_{S1,K}^-|^2 (e^2 + f^2) - (a^2 + b^2) \right]. \end{cases} \quad (3.67)$$

Soluția pozitivă a ecuației de ordinul II (3.66) reprezintă distanța până la locul de defect, în unități relative, calculată față de stația S₁.

3.3. METODE BAZATE PE UNDE PROGRESIVE/TRANZITORII (“TRAVELLING WAVE METHODS - TW”)

3.3.1. Elemente generale privind metodele TW de localizare a defectelor

Metodele bazate pe unde progresive (TW) utilizează supratensiunile și undele naturale generate de defecte [11]. Metodele de localizare a defectelor pe liniile electrice aeriene cu undă progresivă se bazează pe fenomenul de propagare a undelor de tensiune și curent pe linie, dinspre sursă spre punctul de observație/defect (unda directă – „unda progresivă”), respectiv în sens invers dinspre punctul de defect spre sursă (unda reflectată – „unda regresivă”). Astfel de algoritmi calculează distanța până la locul de defect utilizând date determinate (măsurate sau calculate) privind timpul de propagare a undei de la locatorul de defect până la locul defectului, respectiv privind viteza de propagare a undelor. În consecință, estimarea distanței până la defect nu este afectată de tipul defectului, de rezistența la locul de defect, de fazele inițiale ale undelor sau de distanțe [2].

În concluzie, metodele cu undă progresivă (puls) de localizare a defectelor identifică corelația dintre propagarea undelor pe linia electrică, dinspre/spre capetele liniei și locul defectului, utilizând semnale în tensiune și curent (în înaltă frecvență) generate (emise)/achiziționate (recepționate) la unul sau la toate terminalele liniei investigate.

În general, metodele cu TW de localizare a defectelor se întemeiază pe cercetările lui Carson³ publicate în perioada 1919 - 1930 și se bazează pe măsurarea timpului în care unda refractată se propagă din punctul în care apare o discontinuitate în linie până la terminalele de măsurare [12]. Dacă este cunoscută viteza cu care se deplasează undele, atunci este posibil să se calculeze distanța pe care unda refractată a parcurs-o.

O evaluare în timp a evoluției acestor metode ar putea puncta câteva repere importante:

³ John Renshaw Carson (28 iunie 1886 - 31 octombrie 1940) a fost un cunoscut teoretician al transmisiilor pentru sistemele de comunicații timpurii. El a inventat modularea pe o singură bandă laterală.

- inițial metoda TW a fost propusă de Röhrig în anul 1931 [6]. Utilizarea sa a fost pusă în aplicare inițial la mijlocul secolului al XX-lea de Stevens și Lewis în anii 1948 și 1951 [12];
- compania Bonneville Power Administration⁴ a fost un pionier în implementarea metodelor de localizare a defectelor cu TW, o primă implementare datând din anii 1940 (Fig.3.21) [13];

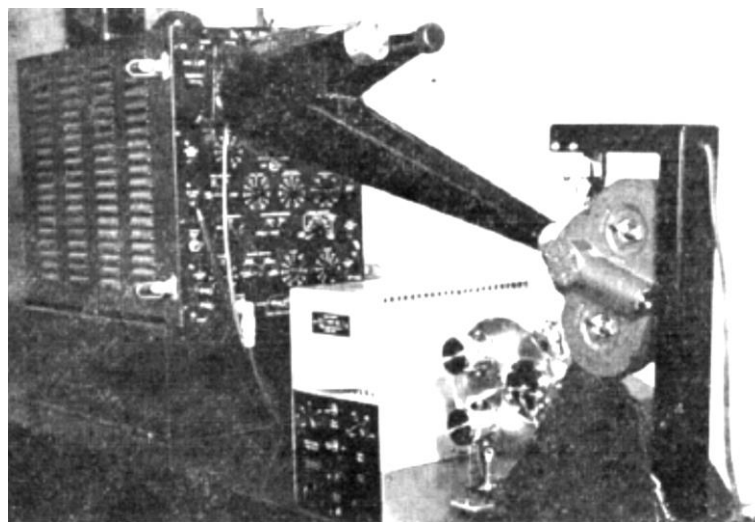


Fig.3.21 Locator TW de defecte realizat la BPA (în jurul anului 1948) [13].

- la început, metoda TW s-a bazat pe utilizarea câtorva tehnologii relativ ușor de implementat, cum ar fi:
 - ✓ măsurarea, filtrarea și adaptarea supratensiunilor;
 - ✓ măsurarea timpului cu precizii de microsecundă;
 - ✓ comunicații cu o latență relativ constantă; Cercetările și implementarea unor astfel de sisteme au fost abandonate treptat în anii 1970 datorită costului lor ridicat, problemelor de fiabilitate și problemelor de întreținere;
- la mijlocul anilor 1980, interesul pentru metodele cu TW a fost reînnoit de către SEL Inc., apărând o serie de publicații pe această temă care propun și promovează o serie de metode [12], de exemplu:
 - ✓ tehnici care utilizează informațiile prelevate de la un singur capăt al liniei și care utilizează reflecții succesive generate de defecte (tehnica reflectometriei). Atunci când se produce un defect pe linie apar modificări importante ale impedanței. Aceste modificări generează unde tranzitorii care se propagă prin linie și se reflectă între defect și capetele liniei. Din măsurătorile primilor doi timpi consecutivi de sosire a unei tranzii se poate calcula distanța până la defect. Deoarece metoda utilizează informații provenite numai de la un capăt al liniei, este necesară determinarea polarității relative a celor două unde reflectate generate de defect și propagate către fiecare terminal de linie. Deci, este posibilă diferențierea dintre unda reflectată provenită de la un capăt de linie și cele reflectate de la celelalte capete;
 - ✓ pe de altă parte se dezvoltă tehnici de localizare a defectului care folosesc informații de la ambele capete ale liniei și care facilitează analiza. Astfel, analiza se bazează pe diferența de timp dintre sosirile undelor reflectate generate de defect la fiecare capăt al liniei.

⁴ Bonneville Power Administration (BPA) este o agenție federală americană care operează în Pacificul de Nord-Vest. BPA a fost creat printr-un act al Congresului SUA din 1937 în scopul de a comercializa energia electrică produsă de hidrocentrala situată pe râul Columbia și alimentată din acumularea Bonneville. Totodată BPA avea drept scop realizarea infrastructurii necesare transportului acestei energii electrice. Congresul a decis de atunci ca BPA să fie ca agent de marketing pentru energia electrică din toate proiectele hidroelectrice deținute la nivel federal în Pacificul de Nord-Vest. Bonneville este una dintre cele patru agenții regionale federale de marketing din cadrul Departamentului Energiei din SUA (DOE).

Procesarea simultană a informațiilor din ambele capete se realizează printr-o achiziție de date foarte precisă, cu semnalele de referință de timp furnizate de sistem global de poziționare;

➤ *ulterior s-au dezvoltat* și alte tehnici de localizare a defectelor bazate pe TW, în combinație cu alte metode cunoscute, pentru a facilita detectarea și analiza defectelor, de exemplu metode care utilizează transformata Wavelet pentru a îmbunătăți detectarea undei reflectate.

După anii 1990, odată cu evoluția sistemelor de comunicații și a tehnicilor de procesare a semnalelor digitale, tehnicile de localizare a defectelor bazate pe unde progresive își găsesc din ce în ce mai multe aplicații în diferite sisteme de transport a energiei electrice în IT în curent alternativ (HVAC). De fapt aceste metode sunt utilizate în principal pentru liniile de transport în IT în curent continuu (HVDC) decât pentru sistemele de curent alternativ. Metodele de localizare a defectelor implementate pe liniile HVDC se bazează fără excepție pe tehnica undelor progresive.

Locatoarele de defect cu undă progresivă (TW) măsoară timpul (apelează la măsurarea timpului necesar undei reflectate să ajungă la punctul în care locatorul de defect este instalat) spre deosebire de tehnicile bazate pe impedanță care apelează la măsurarea curenților și a tensiunilor. În acest fel, efectele multora dintre factorii care influențează negativ precizia și răspunsul metodelor de impedanță, sunt eliminate.

Toate aceste metode de localizare a defectelor, bazate pe unde progresive, au un răspuns rapid și o precizie ridicată. Cu toate acestea, ele se confruntă cu unele dificultăți tehnice care le crează unele dezavantaje. Principalii factori care afectează eroarea în determinarea distanței până la defect, în cazul utilizării unor astfel de metode, sunt următoarele [12], [14]:

➤ *Unghiurile mici de defect* - termenul se referă situația în care defectul apare atunci când valoarea instantanee a tensiunii este aproape de zero, ceea ce împiedică detectarea defectelor datorită valorii scăzute a amplitudinii undei electromagnetice formate. Dacă tensiunea este zero la apariția defectului nu există o schimbare bruscă a continuității liniei și nu se produce o undă reflectată. Această problemă poate fi eliminată printr-o determinare simultană a locului de defect folosind și un localizator de impedanță, acesta fiind responsabil cu localizarea defectelor care au loc în apropierea trecerii prin zero a tensiunii;

➤ *Frecvența de eșantionare* - precizia cu care este estimată distanța până la locul de defect depinde de frecvența de eșantionare. Având în vedere că viteza cu care se propagă undele în lungul liniilor de transmisie este puțin mai mică decât viteza luminii, pentru a obține o precizie bună este nevoie utilizate frecvențe de eșantionare foarte ridicate, deci sunt necesare echipamente complexe și mai scumpe;

➤ *Defectele apropiate de punctele de instalare a locatorului* - dacă defectul apare aproape de capătul unei linii, este foarte dificil de detectat unda reflectată apelând la informații provenind de la acest capăt al liniei datorită vitezei ridicate a undelor. Eroarea asociată cu un defect în apropierea punctului de instalare a locatorului, care determină reflexii multiple ale undelor între punctul de instalare a locatorului și locul de defectului, poate fi eliminată prin aplicarea unei frecvențe de eșantionare suficient de ridicate;

➤ *Eroarea de sincronizare a dispozitivului de localizare a defectului* - apare în situația în care metoda TW de localizare a defectului utilizează măsurători de la două capete. Această eroare este de obicei $\pm 1 \mu\text{s}$, care este asociată cu incertitudinea de determinare a distanțelor de ± 150 m pentru un singur locator de defect;

➤ *Determinarea imprecisă a vitezei de propagare a undei pe linie* - viteza de propagare a undelor pe linie este una dintre mărimile utilizate pentru a calcula distanța până la defect. Aceasta depinde de parametrii liniei și de calea parcursă de unda electromagnetică - conductoare (defecte fără pământ) sau conductoare și pământ (defecte cu pământare);

➤ *Eroarea de detectare a undelor progresive* - detecția undei reflectate reprezintă cheia metodei; dacă unda reflectată nu poate fi detectată sau nu există deloc la apariția defectului, localizarea defectului va eșua. Este asociată cu reducerea amplitudinii (de exemplu, atunci când

linia este legată la pământ printr-o rezistență mare sau dacă un defect este cauzat de o schimbare treptată a rezistenței de tranziție) și prelungirea undei care se deplasează pe linie (dacă o defecțiune apare mai aproape de stația S_1 decât de stația S_2 , atunci datorită extinderii mai mari a undei reflectate care ajunge la stația S_2 , detectarea undei în această stație are loc mai târziu, provocând o eroare suplimentară);

➤ *Identificarea undei reflectate (pentru a localiza defectul)* - adesea este efectuată de profesioniști experimentați și nu poate fi implementată pe sisteme de calcul pentru o operare automată;

➤ Deoarece metoda de localizare *utilizează componentele semnalului de înaltă frecvență* pentru analiză, aceasta este vulnerabilă la interferența cu semnale externe.

Precizia ridicată în determinarea distanței până la locul de defect, creșterea fiabilității rețelei și implicit economiile rezultate prin reducerea costurilor cu mentenanța, au impus utilizarea dispozitivelor de localizare a defectelor cu TW pe scară largă în țări precum S.U.A., China, Africa de Sud, Scoția, Canada etc.

Locatoarele de defect cu TW se caracterizează prin localizarea exactă a defectelor în domeniul de la 150 până la 500 m, indiferent de lungimea liniei. O asemenea precizie se obține și în cazul liniilor lungi care sunt linii compensate serie, cu circuite multiple cu secționare și linii de curent continuu [14].

Problemele de bază asociate cu funcționarea detectoarelor de defecțiuni de undă sunt descrise mai jos.

3.3.2. Unde progresive/tranzitorii

Dintre toate stările tranzitorii care apar în sistemul de putere, undele tranzitorii care apar în liniile de IT se caracterizează prin cea mai scurtă durată, variind de la durate de microsecunde la milisecunde [14].

Fenomenele tranzitorii sunt legate de propagarea undelor electromagnetice, care rezultă din: producerea unui defect în liniile electrice, descărcările atmosferice sau operațiile de comutare în rețea. O schimbare bruscă și semnificativă a tensiunii, în cel puțin un punct al liniei de IT (Fig.3.22) conduce la inițierea unei unde electromagnetice, care se propagă în direcții opuse față de acel punct (în cazul puțin probabil al unei defecțiuni la tensiunea zero se emite „lansează” impulsuri treaptă), care se propagă în ambele direcții de la locul de defect (Fig.3.22).

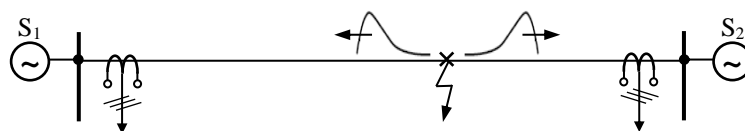


Fig.3.22 Propagarea undelor electromagnetice datorate apariției unui defect.

O undă electromagnetică poate fi considerată ca fiind formată dintre-o undă de tensiune asociată cu fenomenele care apar în câmpul electric și o undă de curent asociată cu câmpul magnetic. O caracteristică importantă a unei astfel de unde este deplasarea valorilor specifice de tensiune și curent cu o viteză finită de-a lungul liniei.

Utilizarea undelor electromagnetice pentru localizarea defectelor necesită luarea în considerare a mai multor aspecte teoretice, cum ar fi [14]:

➤ *Viteza de propagare a undelor pe linie* - precizia de determinare a locului defectului folosind TW depinde de estimarea corectă a vitezei de propagare a undelor pe linia supravegheată. Această viteză depinde:

- ✓ de parametrii liniei electrice, care se modifică odată cu schimbarea temperaturii mediului, a contaminării suprafeței conductorului etc.;

- ✓ de calea de deplasare a undelor electromagnetice, prin urmare, este determinată separat pentru fiecare linie, pentru defecte cu punere la pământ și defecte fără punere la pământ. Viteza de propagare a undelor aeriene este aproximativ $v = 295.000$ km/s, în timp ce viteza de propagare prin pământ este de aproximativ $v = 188.000$ km/s. Atunci când se instalează un locator cu TW, viteza de propagare a undelor se determină forțând propagarea undelor progresive pe linie de prin comutarea condensatoarelor sau a întrerupătorului circuitului;
- *Modelul de linie electrică cu parametri distribuiți:*
 - ✓ o linie de transmisie este scurtă dacă efectele propagării semnalelor sunt mult mai rapide decât perioadele semnalelor transmise. Schema electrică echivalentă a unei linii electrice scurte, redusă la o schemă monofazată, este reprezentată de un dipol, eventual cuadripol, cu parametri concentrați. Reprezentarea liniei scurte printr-un dipol cu parametri concentrați presupune neglijarea curenților transversali (capacitivi și de pierderi prin dielectric) în raport cu curentul de conducție care străbate conductorul. Pentru astfel de linii intensitatea curentului de conducție este egală în toate secțiunile conductorului astfel că, la funcționarea în gol a liniei, curentul în linie este nul, iar tensiunea la barele consumatorului este egală cu tensiunea la barele sursei;
 - ✓ o linie este considerată „lungă” atunci când semnalul sursei „parcurge” cel puțin un sfert de perioadă înainte ca semnalul incident să ajungă la capătul liniei, adică lungimea liniei este comparabilă cu un sfert din lungimea de undă a semnalului, $\lambda = v/f$ (egală cu 1500 de km pentru un semnal cu frecvența de 50 Hz). Schema electrică echivalentă a unei linii electrice lungi este reprezentată de un cuadripol cu parametrii uniform repartizați, deoarece:
 - nu se poate neglija curentul total de deplasare și cel de conducție în dielectric, valoarea acestora fiind comparabilă cu valoarea curentului longitudinal din conductor. Prin urmare, intensitatea curentului de conducție longitudinal variază de la o secțiune a liniei la alta, diferența dintre valorile curenților din cele două secțiuni fiind egală cu intensitatea curentului care se închide prin dielectricul dintre acestea;
 - la funcționarea în gol a liniei, curentul de conducție la sursă este diferit de zero, valoarea sa în orice secțiune a liniei fiind egală cu cea a curentului total care străbate dielectricul din secțiunile din aval; în consecință, curentul de conducție la mersul în gol, de natură capacitivă, crește de la consumator spre sursă;
 - curentul de mers în gol capacitiv produce creșterea tensiunii de la sursă spre consumator (efectul Ferranti), supratensionarea liniei fiind cu atât mai pronunțată cu cât lungimea ei este mai mare;
 - în cazul liniilor lungi aeriene energia electromagnetică se propagă cu viteza luminii, fenomenele electromagnetice de curent și de tensiune, funcție de timp și de spațiu, fiind descrise de un sistem de ecuații diferențiale. În anumite cazuri particulare, sau folosind unele corecții, funcționarea liniilor lungi se poate analiza și pe scheme echivalente cu parametri concentrați;
- *Atenuarea și distorsionarea semnalelor* - determină reducerea amplitudinii undelor și a lungimii de undă ca rezultat al propagării lor în linie. Acest lucru este asociat cu pierderea de energie în rezistențele conductoarelor sau a conductoarelor și a pământului, rezistențelor de izolație și curenților de fugă/scăpări;
- *Propagarea și reflexia undelor* - este, de asemenea, cauza atenuării și distorsiunii undelor progresive în punctele de modificare a impedanței. Impedanța corespunzătoare semnalului în linie este determinată de raportul dintre amplitudinea tensiunii și curentului unde care se propagă în această linie. De obicei, valoarea sa este cuprinsă între 200 - 400 Ω și depinde, în principal, de nivelul de tensiune al liniei. Atunci când unda incidentă atinge punctul de schimbare a impedanței de undă, numit nod, o parte a energiei undelor se reflectă din acel punct iar o altă parte se propagă mai departe;

- *Transformări diagonale* - sunt utilizate pentru a echivala o linie trifazată cu trei linii circuite monofazate fără cuplaje mutuale. Teoretic, există un număr infinit de transformări diagonalizante, dintre care cea mai comună este metoda componentelor simetrice. Fenomenele legate de propagarea undelor prin conducție sunt descrise de valorile instantanee ale tensiunilor și curenților, care nu pot fi transformate în componente compatibile de secvență (pozitivă, negativă și zero). Cu toate acestea, în cazul analizei fenomenelor de undă, nu se folosește o astfel de transformare, care rezultă din natura fenomenelor de undă. Sunt utilizate matrice de transformare care constau din elemente care sunt numere reale spre deosebire de cazul transformării componentelor simetrice care implică numere complexe [14];
- *Transformata Wavelet* - este utilizată pentru a analiza semnalele nestaționare, adică semnale ale căror caracteristici statistice (valoare medie, valoare pătrată medie, funcție de corelație) sunt funcții de timp. Una dintre cele mai importante caracteristici ale transformării Wavelet este capacitatea de a determina momentul în care apare un semnal de înaltă frecvență, examinând în același timp componentele unui semnal de frecvență joasă.

3.3.3. Metode de estimare a distanței până la locul de defect bazate pe TW

În funcție de metoda de măsurare folosită, locatoarele TW de defect sunt împărțite în cinci tipuri: A, B, C, D și E. Funcționarea fiecărui tip de locator se bazează pe o analiză a undelor electromagnetice recepționate cauzate de defect [14].

3.3.3.1. Locator de defect de tip A

Tipul A se caracterizează prin faptul că utilizează măsurători de la un singur capăt (terminal) al liniei. Distanța până la locul de defect se calculează prin măsurarea timpului dintre momentul în care unda generată la locul defectului ajunge la locator și cel de-al doilea moment în care unda reflectată la locul de defect ajunge la locator. Unda electromagnetică se reflectă în întregime din locul de defect dacă rezistența la locul de defect este mai mică decât impedența a liniei. În figura 3.23 se prezintă rețeaua examinată, respectiv traseul undelor progresive [14].

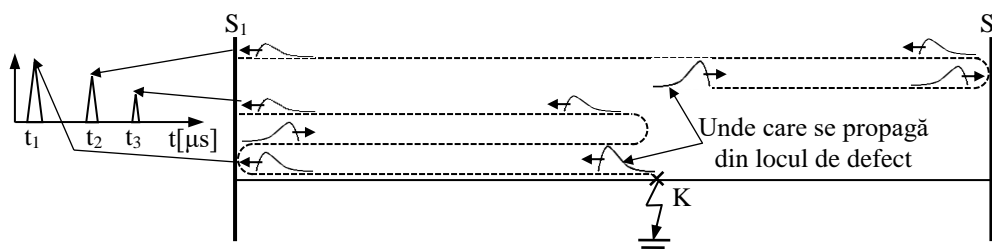


Fig.3.23 Utilizarea unui locator de defect de tip A.

Distanța din stația S₁ până la locul de defect se calculează cu următoarea relație:

$$L_K = \frac{t_3 - t_1}{2} v, \quad (3.68)$$

unde:

- L_K este distanța până la locul de defect [m];
- t₁ este timpul în care prima undă generată la locul de avarie ajunge la stația S₁ [s];
- t₃ reprezintă timpul în care unda reflectată de la locul de defect ajunge la stația S₁ [s];
- v este viteza de propagare a undelor [m/s].

Eroarea de estimare a distanței până la locul de defect prin metoda A este afectată de factori precum durata scurtă a arcului electric la locul de defect, rezistența de tranziție, ramificațiile și derivațiile din linie precum și de apropierea defectului față de locul de amplasare al locatorului.

3.3.3.2. Locator de defect de tip B

Locatoarele de tip B apelează la măsurători efectuate la ambele capete ale liniei. La locul de defect se creează un front de undă care se propagă către cele două terminale (S_1 și S_2). Sosirea primului front de undă, de exemplu la stația S_1 , comandă pornirea (START) unui contor de timp. Timerul este dezactivat, atunci când din stația S_2 , la detectarea unei apărute la producerea defectului, este trimis un semnal de STOP către dispozitivul instalat în stația S_1 .

În figura 3.24 se prezintă schema de principiu a sistemului de localizare a defectelor BPA 1955 TW, de tip B, pentru rețeaua de transmisie transport la 500 kV [13].

Locatorul TW de defect determină durata contorizată, compensează întârzierea comunicației și convertește acest timp în distanța, L_K , măsurată de la terminalul principal până la locul de defect:

$$L_K = \frac{1}{2} [L - (t_{\text{Contor}} - t_{\text{Canal}}) \cdot v] = \frac{1}{2} \{L - [(t_2 - t_1) - t_{\text{Canal}}] \cdot v\}, \quad (3.69)$$

în care:

- L este lungimea liniei;
- t_{Contor} este durata de timp contorizat;

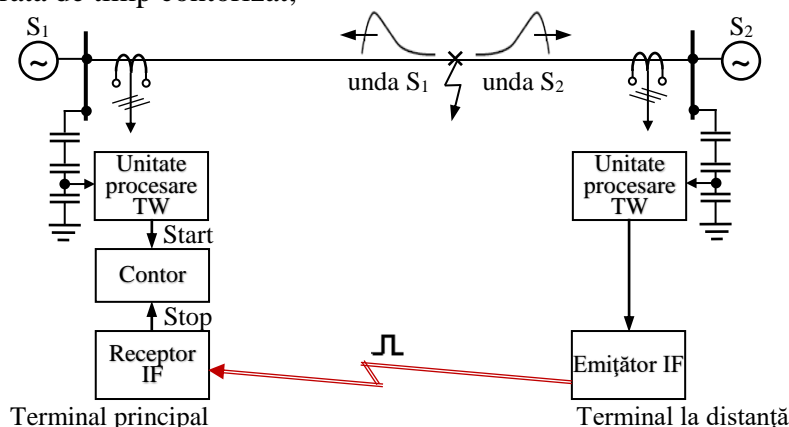


Fig.3.24 Schema de principiu corespunzătoare metodei TW de localizare a defectelor pe baza timpului de sosire transmis prin canal în IF [13].

- t_{Canal} este întârzierea canalului de comunicații (presupusă mai lungă decât timpul de propagare a undei pe linie);
- t_1 este timpul în care prima undă generată de defect ajunge la stația S_1 , respectiv S_2 ;
- t_2 reprezintă timpul în care impulsul de STOP, emis de detectarea primului front de undă generată de defect care ajunge la stația S_2 , este recepționat de dispozitivul amplasat în stația S_1 ;
- v este viteza de propagare a undei.

3.3.3.3. Locator de defect de tip C

Acest tip de locatori emit un impuls pe linie spre locul în care a avut loc interferența și utilizează măsurători efectuate numai în stația în care sunt instalați. Distanța până la locul de defect se calculează utilizând diferența de timp dintre momentul transmiterii impulsului și timpul în care aparatul recepționează unda reflectată de arcul de defect. Rețeaua supravegheată și parcursul undelor progresive sunt prezentate în figura 3.25 [14].

Distanța de la stația S_1 , unde este poziționat locatorul de defect, până la locul de defect se determină cu următoarea relație:

$$L_K = \frac{t_2 - t_1}{2} v, \quad (3.70)$$

unde:

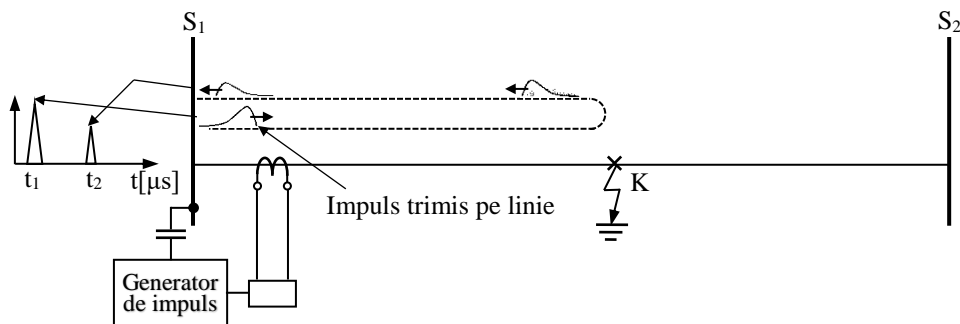


Fig.3.25 Utilizarea unui locator TW de tip C.

- t_1 este timpul corespunzător trimiterii impulsului de către generator pe linie, [s];
- t_2 reprezintă timpul în care unda reflectată de la locul de defect ajunge la stația S_1 , [s].

Trebuie remarcat faptul că utilizarea actuală a acestui tip de localizatori întâmpină dificultăți asociate cu conectarea corectă a generatorului de impulsuri la linia electrică, respectiv cu prețul ridicat al acestuia [14].

3.3.3.4. Locatoare de defect de tip D

Aeste tipuri de locatoare de defect utilizează măsurători prelevate la ambele capete ale liniei. În acest caz se utilizează dispozitive sincronizate (de exemplu prin GPS) pentru detectarea fronturilor de undă apărute la producerea defectului și care se deplasează spre cele două stații (capete). Undele generate la locul de defect se propagă către stațiile S_1 și S_2 și sunt unde sunt recepționate la momentele t_1 , respectiv t_2 . Cele două momente de timp fiind raportate la o referință unică rezultă faptul că diferența, dintre distanța de la locul de defect la stația S_1 și distanța până la stația S_2 , este proporțională cu diferența celor două momente de timp (t_1 și t_2) prin intermediul vitezei de propagare prin conducție a undelor electromagnetice. Rețeaua supravegheată și modul de utilizare a localizatorului de tip D, respectiv traseul undelor progresive generate de defect sunt prezentate în figura 3.26.

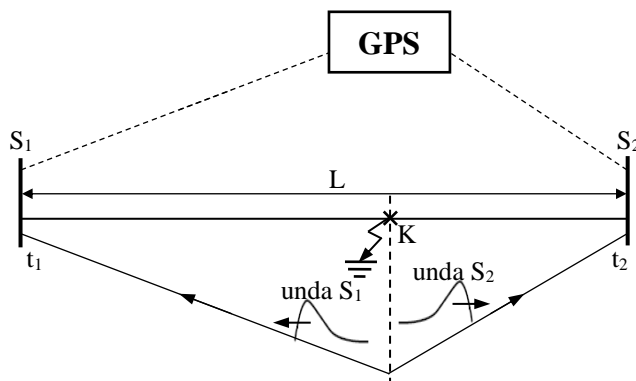


Fig.3.26 Utilizarea unui localizator TW de tip D.

Distanța dintre locatorul instalat în stația S_1 și locul defectului, L_K , se determină cu relația următoare:

$$L_K = \frac{1}{2} [L + (t_1 - t_2) \cdot v], \quad (3.71)$$

în care:

- t_1 reprezintă momentul de timp la care primul front de undă generată de producerea defectului este detectat de locatorul din S_1 , [s];
- t_2 este momentul temporal la care primul front de undă generată de producerea defectului este detectat de locatorul din S_2 , [s];

➤ L reprezintă lungimea liniei, [m].

În ceea ce privește precizia locatoarelor de tip D, de estimare a distanței până la locul de defect, se poate constata că:

- aceasta nu este influențată de defectele cu durată redusă;
- nu este influențată de existența ramificațiilor liniei supravegheate;
- nu este influențată sau de reflexiile ulterioare ale undei în punctele de modificare a impedanței;
- principala sursă de erori care afectează calculul distanței până la locul de defect o reprezintă eroarea de sincronizare;
- localizatoarele de tip D sunt imuni la factorii menționați anterior (pentru tipurile A, B, C), care împiedică determinarea corectă a locului de defect sau care introduc o eroare suplimentară la determinarea distanței ca în cazul locatoarelor de tip A.

3.3.3.5. Locatoare de defect de tip E

Aceste locatoare apelează măsurători efectuate la un singur capăt al liniei și utilizează unda indusă de întrerupător pe linie. Metoda este similară cu metoda pulsului utilizată pentru determinarea defectelor în cabluri.

Întrerupătorul care comută linia de IT poate fi tratat ca trei generatoare de puls separate. Tensiunile în fazele de comutate au o amplitudini și faze diferite, care rezultă din comutarea fiecărui pol al întrerupătorului la timpi minimi diferiți. Diferența de timp dintre impulsul generat de comutare și impulsul reflectat din locul de defect este utilizat pentru a determina distanța până la locul de defect. Utilizarea acestui tip de locator este prezentată în figura 3.27 [14].

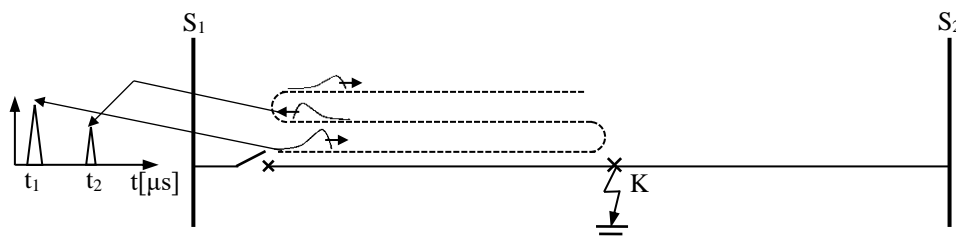


Fig.3.27 Utilizarea unui locator de defect de tip E.

Distanța față de locul de defect, calculată de la stația S_1 , este:

$$L_K = \frac{(t_1 - t_2) \cdot v}{2}, \quad (3.72)$$

unde:

- L_K este distanța până la locul de avarie, [m];
- t_1 reprezintă timpul în care valul este generat ca rezultat al comutării, [s];
- t_2 - timpul în care undele reflectate ajung la stația S_1 , [s];
- v - viteza de propagare a undelor, [m/s].

Detectoarele de tip E pot fi utilizate pentru detectarea și localizarea locului de întrerupere al conductoarelor. Totodată. Metoda mai poate fi utilizată pentru a verifica dacă lungimea liniei supravegheate corespunde lungimii liniei măsurată printr-o altă metodă. O astfel de tehnică se bazează pe comutarea întrerupătorului de linie și apoi măsurarea timpului în care unda reflectată ajunge la locator.

Soluțiile mai recente de localizare TW a defectelor pe liniile electrice, apelează simultan la metode corespunzătoare tipurilor A, D și E utilizând undele de curent măsurate. Metoda tip D este de obicei metoda de bază de măsurare utilizată, iar metodele de tip A și E completează metoda D rezultând o operare fiabilă și precisă [14].

3.3.4. Componenta sistemelor de măsurare din structura locatoarelor de defect bazate pe unde progresive (tranzitorii)

Elementele componente ale sistemelor de măsurare constau din [14]:

- *Transformatoare de măsură de curent și de tensiune* - inițial s-au folosit transformatoare de măsură de tensiune pentru captarea undelor de tranzitorii. Datorită comportării nesatisfăcătoare ale acestor transformatoare în regim tranzitoriu, respectiv în prezența semnalelor de IF, se preferă utilizarea în principal a transformatoarelor de măsură de curent. Localizarea defectelor se bazează pe folosirea transformatoare de curent de protecție care funcționează (transferă) cu succes în prezența unor semnale cu o frecvență de până la 100 kHz. Soluția cea mai des implementată este un sistem în care transformatorul de curent de protecție este utilizat ca transformator principal, iar un transformator de curent cu un miez deschis este utilizat ca transformator intermediar;
- *Sisteme digitale de procesare a semnalelor* – aceste tipuri de locatoare au nevoie de sisteme adecvate, care sunt capabile să recepționeze și să analizeze cantități mari de date și să facă distincția între formele de undă relevante care sunt detectate de dispozitiv. Un locator bazat pe unde tranzitorii necesită utilizarea unei unități de achiziționare a datelor cu o frecvență de eșantionare mai mare sau cel puțin egală cu 1 MHz, frecvență cu mult mai mare decât în cazul sistemelor de protecție digitală convenționale. Cu cât frecvența de eșantionare a semnalului de intrare este mai mare cu atât rezultatul este mai precis. Pe de altă parte, reținerea unui număr mare de eșantioane pe perioadă crește timpul de calcul și necesită mai multă memorie pentru stocarea datelor. Pe de altă parte o problemă cheie este cauzată de zgomotele care se suprapun peste semnalul util de măsurat.
- *Sisteme de navigație prin satelit* - sincronizarea temporală a locatoarelor instalate la ambele capete ale liniei se face folosind sistemul GPS. Eroarea de sincronizare este de maximum 1 μ s, ceea ce corespunde unei erori de determinare a distanței până la locul de defect de ± 150 m pentru un singur locator. Sistemul european de navigație prin satelit Galileo poate reduce acest tip de eroare. Receptoarele GPS au o precizie de câțiva metri, în timp ce eroarea de precizie a aplicației Galileo după anul 2012 este mai mică de 1 metru.

3.4. TEHNICI DE LOCALIZARE A DEFECTELOR BAZATE PE INTELIGENȚĂ ARTIFICIALĂ

Utilizarea locatoarelor de defect, care utilizează metode bazate cunoaștere⁵, pot conduce la obținerea unor rezultate optime în cazul rețelelor de distribuție. Aceste rețele ridică o serie de probleme dificil de abordat prin tehnici convenționale, probleme apărute datorită complexității sistemelor de distribuție și a diferiților factori de incertitudine.

Tehnicile bazate pe cunoaștere necesită date privind parametrii liniilor electrice (aerene sau subterane), starea întreruptoarelor de linie, informații furnizate de dispozitivele de detectare a defectelor instalate de-a lungul liniilor și date privind condițiile atmosferice. Aceste informații pot fi analizate folosind metode de inteligență artificială⁶.

Dintre metodele bazate pe inteligență artificială, implementate în locatoarelor de defect utilizate în sistemele de distribuție, fac parte următoarele:

- Rețele neuronale artificiale (ANN);
- Support Vector Machine (SVM);

⁵ Un sistem bazat pe cunoștințe (KBS – Knowledge-Based System) este un program de calculator care raționează și utilizează o bază de cunoștințe pentru a rezolva probleme complexe. Termenul este general și se referă la o multitudine de sisteme diferite, care au în comun încercarea de a reprezenta cunoștințele în mod explicit și de a dezvolta modalități de raționare care să permită dobândirea de noi cunoștințe. Astfel, un sistem bazat pe cunoaștere prezintă două elemente distinctive: o bază de cunoștințe și un motor de inferență.

⁶ În domeniul informaticii, inteligența artificială (AI), este inteligența demonstrată de mașini spre deosebire de inteligența naturală proprie oamenilor și altor ființe.

- Logica fuzzy;
- Algoritmi genetici (AG);
- Metode de coincidență/corespondență („matching approach”.

3.4.1. Metode de localizare a defectelor cu rețele neuronale artificiale

Rețelele neurale artificiale (RN, sau din limba engleză ANN de la Artificial Neural Network) sunt parte a inteligenței artificiale și își au concepțional, originea ca și neuronii artificiali, în biologie. Sunt ansambluri de elemente de procesare simple, compuse din neuroni artificiali, prezentând următoarele atribute:

- sunt puternic interconectate (prin intermediul unor legături numite interconexiuni prin care se propagă informație numerică);
- operează în paralel;
- urmăresc să interacționeze cu mediul înconjurător într-un mod asemănător creierelor biologice;
- prezintă capacitatea de a învăța (învățare din exemple, ajustarea ponderilor pe baza unor modele, antrenare cu seturi mari de date), de a generaliza (pot da răspunsuri corecte pentru intrări ușor diferite de cele cu care au fost antrenate), respectiv de a sintetiza (pot da răspunsuri corecte pentru intrări afectate de zgomot/imprecise/parțiale).

Pentru a localiza defectele, tehnicile bazate pe ANN, au nevoie de un proces de instruire bazat pe un set de date de intrare împreună cu rezultatele așteptate. Obținerea acestor date de intrare se bazează pe modelarea și simularea rețelei electrice supravegheate.

Se consideră o rețea de transmisie a energiei electrice care poate fi alimentată de la două capete (sau de la un singur capăt) și a cărei schemă electrică monofilară este prezentată în figura 3.28.

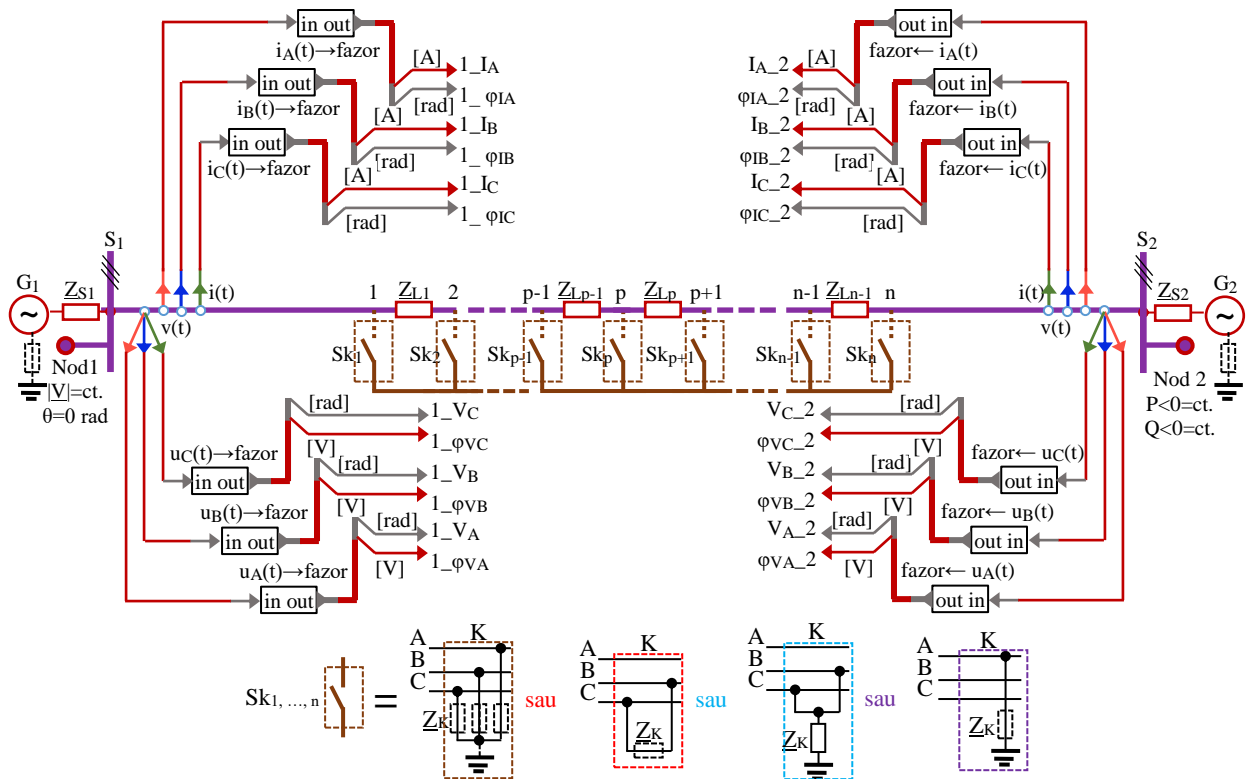


Fig.3.28 Explicativ la condițiile de simulare a funcționării rețelei pentru diferite tipuri de defect, sarcini diferite și localizări diferite ale defectului.

Datele de intrare utilizate, pentru formarea algoritmilor de învățare ANN și pentru testare, constau din fazorii de curent și tensiune de la capetele (capătul) liniei, obținuți prin calcul (simulare) pentru diferite locații de producere a defectului (așa cum este ilustrat în figura 3.28). Schema electrică echivalentă a liniei de transmisie a energiei electrice, utilizată pentru analiza rețelei în studiu (modelare și simulare), este o schemă cu parametri concentrați, iar cele două stații electrice au fost modelate prin surse de tensiune plasate în spatele unor impedanțe echivalente.

Posibilitatea producerii anumitor tipuri de scurtcircuit (defect) este funcție de modul de funcționare a neutrului rețelei (situația neutrului rețelei). În consecință analiza defectelor necesită cunoașterea parametrilor celor trei scheme de succesiune: pozitivă, negativă și zero.

Construcția liniei este cunoscută, la fel și parametrii elementelor din stații, respectiv rezistivitatea solului, astfel încât sunt determinate impedanțele (admitanțele) de secvență din schemele echivalente.

Datele de intrare necesare ANN sunt obținute prin calcul (simulare) respectând următoarele condiții (diagrama din figura 3.29):

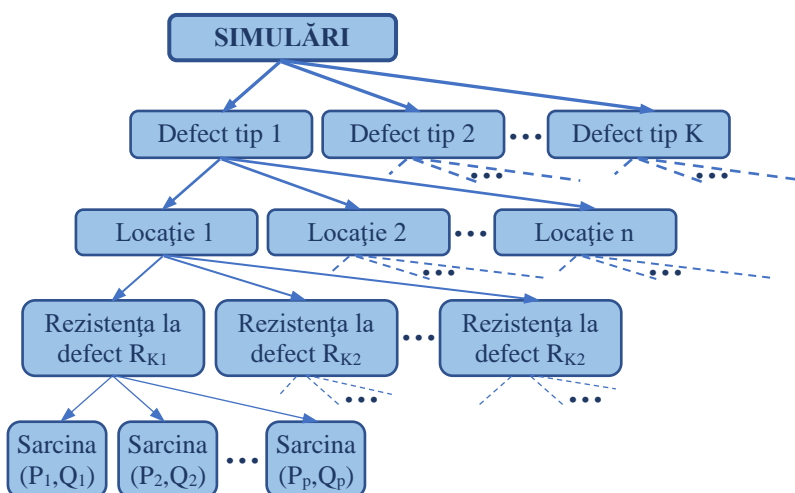


Fig.3.29 Diagrama de derulare a simulărilor pentru calculul datelor de intrare necesare ANN

- Se efectuează pentru toate tipurile de defect posibil ($1 \dots F$) să se producă în rețeaua supravegheată;
- Pentru fiecare tip de defect calculul este reluat pentru n locații posibile de defect, începând cu km 0 (stația de referință S_1), situate la distanțe egale cu $d = L/(n-1)$, unde cu L s-a notat lungimea liniei;
- Pentru fiecare locație de defect simularea se efectuează pentru un număr discret de valori ale rezistenței la locul de defect ($0 \Omega \dots R_{Kf}$);
- Pentru fiecare rezistență la defect se iau în considerare un număr de situații în ceea ce privește valorile sarcinilor egal cu p , situații caracterizate prin perechi $(-P_q, -Q_q)$ unde $q = 1 \dots p$, iar $0 \leq P_q \leq P_{\max}$, respectiv $Q_{\min} \leq Q_q \leq Q_{\max}$.

Deci, datele de intrare, fazorii curenților și a tensiunilor, sunt de forma:

$$((I, \varphi_I), (U, \varphi_U)) = f(\text{tip defect}, \text{locație defect}, \text{rezistența la defect}, \text{sarcină}), \quad (3.73)$$

rezultate în mare parte utilizate în etapa de învățare/training (de ex. 80%) în timp ce restul datelor vor fi utilizate pentru testare și verificare.

Un concept general al ANN este ilustrat în figura 3.30, unde valoarea efectivă a tensiunii de fază, V , respectiv defazajul φ reprezintă setul de date de intrare pentru instruire, aferente nodului de măsurare, iar ieșirea țintă este locul de defect.

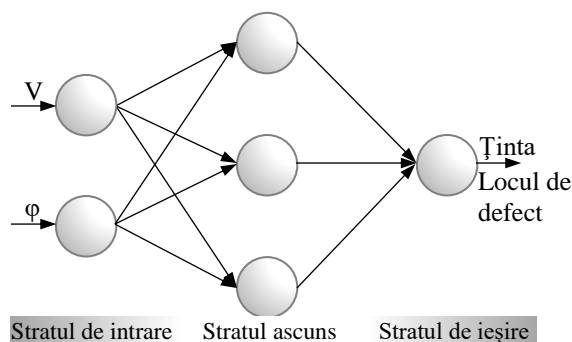


Fig.3.30 Arhitectura unei rețele neuronale artificiale (ANN) unidirecțională (feed-forward) multistrat.

Au fost dezvoltate și propuse o serie de abordări în ceea ce privește utilizarea ANN în sistemele (procesele) de localizare a defectelor, cum ar fi:

- abordări care utilizează *corelația în cascadă* pentru detectarea defectelor și care apelează la măsurători la unul sau la ambele capete ale liniei [2]. *Corelația în cascadă* este o arhitectură și un algoritm de învățare supravegheat. În loc, ca numai să ajusteze ponderile într-o rețea cu topologie fixă, corelația în cascadă începe cu o rețea minimală, apoi antrenează și adaugă automat noi unități ascunse una câte una, creând o structură multi-strat. Odată ce o nouă unitate ascunsă a fost adăugată în rețea, ponderile intrărilor sale sunt înghețate. Această unitate devine apoi un detector permanent de parametri în rețea, disponibil pentru producerea de ieșiri sau pentru crearea altor detectoare mai complexe. Arhitectura are mai multe avantaje: învață rapid, își determină propria dimensiune și topologie, păstrează structurile pe care le-a construit, chiar dacă setul de învățare se schimbă și nu necesită retropropagare. De altfel, corelația în cascadă utilizează un număr mai mic de straturi ascunse decât un model multistrat perceptron (MLP)⁷;
- metode de detectare a defectelor cu impedanță mare în cazul unui arc electric neliniar - metodele evaluează armonicile de tensiune și curent luând/sau nu în considerare momentul în care apare defectul față de trecerea tensiunii prin zero. Una dintre abordări ia în considerare rezistența la locul de defect și este independentă de momentul (unghiul electric) la care apare defectul. Pentru estimarea locației de defect utilizează componentele fundamentale de secvență pozitivă ale tensiunilor și curenților pre și post defect. Metoda ia în considerare algoritmul MLP și metoda de optimizare Levenberg-Marquardt;
- au fost propuse mai multe abordări cu utilizarea rețelelor neuronale MLP pentru a determina tipul de defect în sistemele de distribuție cu generare distribuită. ANN a fost aplicată și pentru localizarea și detectarea defectelor de impedanță înaltă în rețelele de distribuție cu generare distribuită, deoarece aceste tipuri de defecte sunt greu de detectat și localizat utilizând relee digitale „convenționale”. Datele de intrare sunt curenții și tensiunile de fază măsurate, în timp ce ca ieșiri rezultă clasificarea și localizarea defectului;

⁷ Perceptronul este o rețea neuronală care realizează pe baza unui algoritm specific o clasificare a formelor de intrare (mărimi de intrare, date de intrare, vectori cheie etc.), respectiv o împărțire a acestora în anumite clase. Altfel spus intrările pentru instruire sunt organizate sub forma unei liste de asociere, în care fiecare element corespunde unei perechi formate dintr-un vector cheie (formă de intrare) – clasă de apartenență. Dacă au fost memorate suficient de multe obiecte din fiecare clasă, se poate construi o reprezentare internă „prototipică” a fiecărei clase prin ponderile de conexiune ale rețelei. În faza de lucru, rețeaua va stabili pentru o formă de intrare oarecare, clasa prototip corespunzătoare (afărentă). Perceptronul reprezintă sâmburele din care s-au dezvoltat toate celelalte tipuri de rețele neuronale. Arhitectura perceptronului este cea mai simplă configurație posibilă a unei rețele neuronale, care se poate instrui cu un algoritm de asemenea simplu și eficient.

- metode care apelează la rețele neuronale cu retropropagare a erorii („back propagation network”)⁸ pentru a identifica tipul defectului. Pentru defectele cu punere la pământ (asimetrice cu punere la pământ) benzile de frecvență și distribuția energiei la momente diferite sunt extrase prin transformarea lui Hilbert-Huang. Metoda utilizează componenta de secvență zero a curentului ca element de intrare al rețelei. Metoda propusă a îmbunătățit acuratețea identificării diferitelor tipuri de defecte, a distanței până la locul de defect, a rezistenței la împământare și a duratei defectului;
- alte abordări apelează la combinații între transformata Wavelet și o rețea neuronală modulară cu mai multe straturi pentru a identifica tipul de defect și localizarea acestuia. Rezultatele testelor arată faptul că metoda a identificat tipul defectului și faza (fazele) defectă într-un singur ciclu de timp de la apariția defectului. Distanța până la defect fost estimată cu o eroare de 0,688%.

Principalul avantaj al metodelor de localizare a defectelor bazate pe ANN este dat de ușurința implementării lor, în timp ce dintre dezavantaje pot fi menționate:

- strânsa dependență între producerea unui algoritm ANN bine instruit și cantitatea și calitatea datelor de instruire. Prin urmare, o cantitate limitată de informații va afecta performanța metodei, deficiență care apare în cazul rețelelor de distribuție cu informații limitate care rezultă dintr-un număr insuficient de dispozitive de monitorizare;
- un alt dezavantaj al ANN este că procesul de instruire are o convergență lentă;
- parametrii, cum ar fi straturile ascunse, neuronii și rata de învățare, sunt identificați pe baza unor experimente. Nu există o formulă după care să se calculeze numărul de neuroni necesari într-un strat ascuns. Acest număr se determină experimental. Rezultă că este necesară utilizarea simulatoarelor, care permit modificarea numărului de neuroni folosiți. De obicei, pentru marea majoritate a aplicațiilor sunt suficiente cel mult 2 straturi ascunse;
- în plus, algoritmul ANN trebuie să fie re-instruit ori de câte ori sistemul suferă modificări.

3.4.2. Tehnici de localizare a defectelor care utilizează algoritmi de tip „Support Vector Machine (SVM)”

Înafara utilizării ANN, tehnicile recente de localizare a defectelor apelează la un alt tip de metodă bazată pe cunoaștere și anume metoda SVM. Datorită rezultatelor deosebite obținute de metodele bazate pe SVM, acestea se bucură de o popularitate sporită în rândul diferitelor metode inteligente și sunt utilizate pe scară largă în tehnicile de clasificare și regresie [15].

Metoda SVM prezintă anumite particularități, care pentru anumite aplicații, o fac preferabilă metodei ANN:

- numărul de vectori suport este determinat de algoritmul SVM, în timp ce în rețeaua neuronală numărul de straturi ascunse (numărul neuronilor) este determinat experimental pe baza simulărilor. Această facilitate face din SVM un algoritm de clasificare mai performant decât ANN;
- de asemenea, SVM nu necesită eforturi de formare (învățare) ca rețeaua neuronală pentru a se obține performanțe bune.

În figura 3.31 este ilustrat conceptul de clasificare al SVM pentru clasificarea între două clase (clasa 1 și clasa 0). Punctele sunt marcate cu ajutorul setului de date de învățare pentru clasificarea erorilor, date formate din modulul tensiunilor și faza acestora.

Vectorii suport sunt elementele seturilor de învățare (training), care identifică hiperplanul de separație. Cercurile reprezintă clasa 1, iar romburile reprezintă clasa 0. Intrarea pentru clasele 1 și 0 este de la nodul de măsurare (V și φ_V) iar ieșirea țintă este tipul de defect rezultat prin identificarea hiperplanului optim. Obiectivul este de a identifica hiperplanul pentru

⁸ Mecanismul prin care erorile de interpretare, calculate la ieșirea unuia sau mai multor straturi de neuroni dintr-o rețea neurală artificială, produc semnale care sunt transmise la neuroni care au contribuit anterior la crearea decalajelor, astfel încât corecțiile se fac prin ajustarea coeficienților sinaptici sau a unor deviații responsabile.

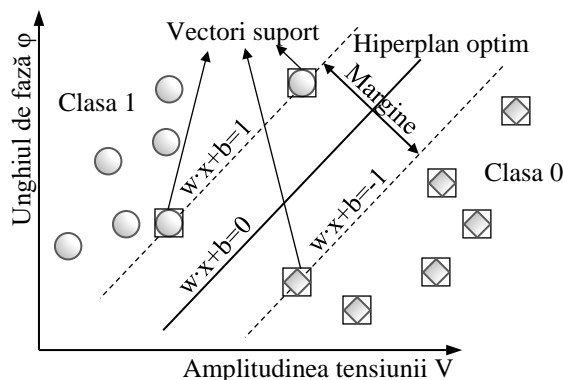


Fig.3.31 Clasificarea liniară folosind SVM.

clasificarea clasei 1 și 0. Hiperplanul separă toate eșantioanele și maximizează marginea hiperplanului de separație dintre cele două tipuri. Marginea este definită ca suma distanței minime dintre setul de date de învățare și hiperplanul de separație. Pentru modelele neliniare, SVM folosește funcția kernel pentru a transforma datele originale în așa fel încât să corespundă cu un ansamblu de mărimi dintr-un spațiu de dimensiuni mari (multidimensional).

Se presupune că eșantioanele de învățare sunt perechi de forma $\{x_i, y_i\}$ unde $i = 1 \dots \ell$, $x_i \in \mathbb{R}^n$ reprezintă variabile independente și $y_i \in (-1, +1)$. Un hiperplan poate fi exprimat printr-o relație de forma:

$$f(x) \Rightarrow w \cdot x + b = 0, \tag{3.74}$$

unde w este vectorul coeficienților și b este o constantă. Distanța perpendiculară de la hiperplan la origine este $|b|/\|w\|$. Dacă ieșirea este $y_i = +1$ atunci eșantioanele de învățare îndeplinesc următoarea condiție:

$$y \cdot (w \cdot x + b) \geq 0. \tag{3.75}$$

Hiperplanul optim este identificat când marginea este maximă, condiție care conduce la o problemă de optimizare cu restricții și care poate fi soluționată utilizând funcția Lagrange. O valoare diferită de zero a lagrangianului indică vectorii suport. Problema de optimizare se scrie:

$$\text{Max} \left\langle \sum_{i=1}^{\ell} a_i - \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{\ell} \sum_{j=1}^{\ell} \{ a_i a_j y_i y_j [\phi(x_i) \phi(x_j)] \} \right\rangle, \tag{3.76}$$

în condițiile

$$\sum_{i=1}^{\ell} a_i y_i = 0 \text{ și } 0 \leq a_i \leq C, i=1 \dots \ell, \tag{3.77}$$

unde $\phi(x_i) \phi(x_j)$ este funcția kernel și este reprezentată ca și $K(x_i, x_j)$.

Valoarea funcției kernel este echivalentă cu produsul a doi vectori x_i și x_j în spațiul caracteristic, $\phi(x_i)$ și $\phi(x_j)$. Funcția kernel transformă setul de date separabile neliniar într-un nou spațiu cu dimensiuni mari, unde setul de date devine separabil liniar.

Pentru instruirea SVM sunt folosite diferite tipuri de funcții kernel, cum ar fi:

- funcția kernel liniară $K(x,y) = x \cdot y$;
- funcția kernel polinomială $K(x,y) = [\gamma(x,y) + \gamma]^{\text{gradul}}$ cu $\gamma > 0$;
- funcția kernel radială de bază⁹ (RBF) $K(x,y) = \exp(-\gamma \|x-y\|^2)$ cu $\gamma > 0$ (funcția Gaussian);
- funcția kernel sigmoid $K(x,y) = \tanh[\gamma(x \cdot y) + \gamma]$, unde γ este parametrul kernel-ului.

Prin rezolvarea lagrangianului dual, funcția de decizie neliniară este obținută ca:

⁹ O funcție radială de bază (RBF) este o funcție reală a cărei valoare depinde numai de distanța de la origine, astfel încât $\phi(x) = \phi(\|x\|)$; sau alternativ pe distanța de la un alt punct c , numit un centru, astfel încât $\phi(x, c) = \phi(\|x-c\|)$. Orice funcție ϕ care satisface proprietatea $\phi(x) = \phi(\|x\|)$ este o funcție radială. De obicei, norma este distanța euclidiană, dar sunt posibile și alte funcții de distanță.

$$f(x) = \operatorname{sgn} \left[\sum_{i=1}^{\ell} a_i y_i K(x, x_i) + b \right], \quad (3.78)$$

unde x este vectorul de testare și b este constanta calculată din restricțiile primare fiind determinată din ecuația:

$$\alpha [y_i (w \cdot x_i + b) - 1] = 0, \quad (3.79)$$

astfel încât α_i nu este zero și sgn este o funcție de semnal.

De-a lungul timpului au fost elaborate, propuse, implementate, o serie de metode de localizare a defectelor care utilizează SVM, câteva dintre acestea fiind trecute în revistă în [2], cum ar fi:

- o metodă de localizare a defectelor pe liniile de transport care utilizează componentele fundamentale ale tensiunii și curentului din fazele defecte. Distanța până la defect a fost estimată utilizând caracteristicile de înaltă frecvență ale tensiunii și curentului [16];
- o metodă care pentru identificarea defectului utilizează o rețeaua neuronală de bază radială (RBF) și SVM, respectiv tensiunile măsurate pe cele trei faze. Folosește clasificatorul SVM care prezintă rezultate de clasificare net superioare (prin scăderea numărului de vectori de instruire) decât clasificatorul RBF, în special pentru evoluții tranzitorii oscilatorii [17]. Acest lucru arată că rețeaua SVM are o capacitate de generalizare satisfăcătoare și că este capabilă să recunoască în mod corect golurile de tensiune și alte perturbații, pentru o gamă largă de parametri variabili;
- SVM a fost de asemenea aplicată pentru clasificarea defectelor pe liniile de transport. Informațiile obținute prin descompunerea Wavelet a curenților post-defect au fost utilizate ca intrări SVM pentru clasificarea tipului de defect în liniile de transport [18]. Rezultatele testelor efectuate pe o linie de transport la 240 kV (pe o distanță de 200 km, pentru diferite tipuri de defecte și parametri variabili ai sistemului: rezistența la locul de defect, distanța până la defect și argumentul tensiunii în momentul producerii defectului - unghiul „de inițiere” a defectului), demonstrează faptul că tehnica propusă este exactă și robustă pentru diferiți parametri ai sistemului și diferite condiții de defect;
- în [19,20] pentru localizarea cât mai exactă a defectelor pe liniile de transport este propusă o abordare hibridă utilizând transformata Wavelet și SVM. Pentru localizarea defectelor în [19] au fost utilizate tensiunile și curenți mășurați la un capăt al liniei de transport. Abordarea propusă se desfășoară în trei etape:
 - ✓ într-o primă etapă se utilizează transformata Wavelet pentru a extrage componentele de înaltă frecvență ale tensiunii și curentului;
 - ✓ apoi tipul de defect a fost identificat utilizând clasificarea SVM;
 - ✓ la final, distanța până la locul de defect a fost identificată utilizând analiza de regresie SVM. Acuratețea identificării tipului de defect este de 1% în timp ce eroarea de estimare a distanței până la locul de defect este de 0,7%;

Una dintre neajunsurile metodei este aceea că nu ia în considerare faza defectă în rețea;

- metoda prezentată în [20] identifică secțiunea defectă utilizând variația curentului de secvență zero înainte și după închiderea întreruptorului într-o rețea în inel. Metoda utilizează de asemenea transformata Wavelet pentru a extrage valorile proprii din curentul de secvență zero. Valorile extrase sunt apoi utilizate pentru instruire, folosind SVM, pentru a identifica distanța până la defect. Metoda a fost analizată numai pentru un defect monofazat la pământ și nu este adecvată pentru alte tipuri de defecte;
- SVM a fost utilizat pentru a estima tipul de defecțiune și distanța până la defect în cazul liniilor de transmisie lungi. Pentru analiza defectului, metoda utilizează unda de curent post defect pe o singură perioadă. Caracteristicile sunt colectate prin transformarea pachetelor wavelet, iar cele redundante sunt eliminate prin metoda de selectare a funcțiilor înainte forward feature selection method. Datele de testare sunt examinate de SVM în care parametrii sunt

optimizați prin metoda de optimizare a grupului de particule. Rezultatele simulării produc o precizie maximă de clasificare a defectelor și o eroare minimă de estimare a poziției defectului.

Avantajul SVM este acela că este mai rapid chiar și în cazul unei probleme de dimensiuni mari și necesită mai puține procedee. Principalele avantaje ale SVM sunt:

- limita superioară a erorii de generalizare nu depinde de dimensiunea spațiului;
- limita de eroare este minimizată prin maximizarea marginii.

Aceste caracteristici fac SVM să fie mai atractivă în aplicațiile de învățare statistică decât alte metode de inteligență artificială.

3.4.3. Metode de localizare a defectelor care utilizează logica Fuzzy

Logica fuzzy (în engleză „fuzzy” semnificând „vag”, „neclar”, „estompat”) este definită ca un „supraset” al logicii convenționale boolene, logică ce a fost extinsă pentru a cuprinde *adevărul parțial*, valori ale adevărului cuprinse între „complet adevărat” și „complet fals”. A fost definită în 1965 de către prof. Lotfi Zadeh de la Universitatea Californiei din Berkeley. Spre deosebire de logica clasică, în care se lucrează cu două valori de adevăr exacte (notate de ex. 0 pentru fals și 1 pentru adevărat), logica fuzzy folosește o plajă continuă de valori logice cuprinse în intervalul $[0, 1]$, unde 0 indică falsitatea completă, iar 1 indică adevărul complet. Astfel, dacă în logica clasică un obiect poate aparține (1) sau nu (0) unei mulțimi date, logica fuzzy lucrează cu gradul de apartenență al obiectului la mulțime, acesta putând lua valori între 0 și 1 [21].

Bazate pe logica fuzzy, sistemele fuzzy sunt considerate un caz particular al sistemelor expert (motiv pentru care mai sunt denumite și sisteme expert fuzzy), sisteme care oferă o metodă flexibilă pentru tratarea incertitudinii [21].

Specificul unui sistem fuzzy este faptul că poate controla concomitent date numerice și cunoștințe lexicale. De fapt un sistem fuzzy reprezintă o transformare neliniară aplicată vectorului datelor de intrare într-o ieșire scalară [22].

În figura 3.32 este prezentată schema de principiu a unui sistem fuzzy format din cele patru componente de bază [22]:

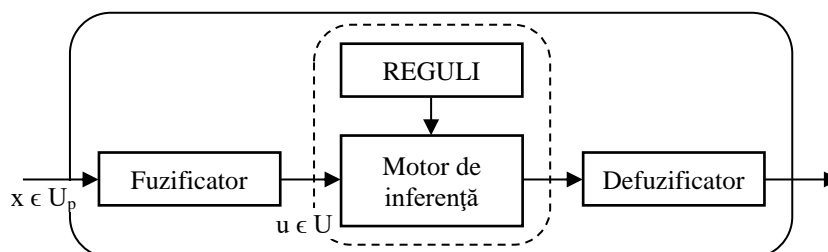


Fig.3.32 Sistem expert bazat pe logica Fuzzy [22].

➤ **Fuzificatorul** – are rolul de a realiza operația de *fuzificare* prin care se stabilesc funcțiile de apartenență pentru fiecare variabilă de intrare (apreciere), inclusiv construirea unor tabele sau grafice sintetice spre a fi utilizate în următoarea fază, după care se continuă cu acceptarea unei anumite tehnici de calcul (de obicei de tip statistic);

➤ **Reguli** - regulile furnizate de către experți sunt exprimate prin propoziții de forma DACĂ...ATUNCI reliefând câteva aspecte cum ar fi:

- ✓ transpunerea variabilelor lingvistice în corespondentele lor numerice (de exemplu foarte rece poate însemna că temperatura are o valoare sub $-20\text{ }^{\circ}\text{C}$);
- ✓ conexiuni logice ale variabilelor lingvistice de tipul ȘI, SAU;
- ✓ variabilele lingvistice au fiecare o gamă finită de termeni (de exemplu temperatura poate varia de la foarte rece la foarte fierbinte prin câteva intervale intermediare).

O dată regulile stabilite un sistem fuzzy poate fi privit ca o transformare intrare/ieșire care poate fi exprimată cantitativ sub forma $y = f(x)$;

➤ **Motorul de inferență** - aici se implementează modul de tratare a regulilor transformând seturile de reguli în seturi fuzzy. *Inferența* constă în aplicarea operatorilor logici ȘI (\wedge), SAU (\vee), respectiv min, max (conform teoriei posibilității);

➤ **Defuzicatorul** – *defuzificarea* este operația de extragere a unei valori scalare determinate din informația fuzzy asociată variabilei de ieșire, sub forma unei mulțimi fuzzy O . În general defuzificarea este opțională, în funcție de natura aplicației, esența ei fiind de a furniza explicit valoarea cea mai potrivită pentru variabila de ieșire. Există două metode de defuzificare diferențiate de principiul de lucru și de eficacitate:

✓ metoda eșantionului maxim, în care din toate regulile activate se selectează regula cu gradul de realizare maxim, care va determina prin valoarea funcției de activare de ieșire valoarea fermă;

✓ metoda centrului de greutate – este metoda cea mai utilizată și care oferă cele mai consistente rezultate [23]. Astfel, mărimea semnificativă a variabilei de ieșire o_k se calculează ca fiind valoarea coordonatei centrului de greutate x_{CG} al domeniului plan, desemnat de mulțimea fuzzy O pe axa reală x , ce definește domeniul de definiție al variabilei de ieșire respective, adică:

$$o_k = \frac{\int x \cdot m_0(x) \cdot dx}{\int m_0(x) \cdot dx}, \quad (3.80)$$

unde limitele de integrare corespund întregului domeniu de discurs al variabilei x . Pentru cazul discret, considerând domeniul de definiție X al variabilei de ieșire eșantionat în e valori, se poate scrie:

$$o_k = \frac{\sum_{j=1}^e x_j \cdot m_0(x_j)}{\sum_{j=1}^e m_0(x_j)}. \quad (3.81)$$

În lucrarea [2] se prezintă o analiză succintă a principalelor realizări de după anii 2000, în ceea ce privește utilizarea logicii fuzzy pentru realizarea localizării defectelor, astfel:

➤ scheme de clasificare bazate pe logica fuzzy, care identifică tipul de defect în rețele de transport, au fost elaborate la începutul anilor 2000, de exemplu:

✓ s-au elaborat statistici de ordin superior pentru extragerea caracteristicilor și clasificarea semnalului de defect folosind logica fuzzy [24];

✓ au fost propuse metode de identificare a tipului de defect utilizând măsurarea curentului pe toate cele [25];

✓ s-au dezvoltat metode de identificare a defectelor utilizând măsurarea curenților pe cele trei faze, mai târziu, pentru clasificarea defectelor din rețele radiale neechilibrate;

➤ au fost dezvoltate metode care utilizează sisteme fuzzy în combinație cu sincrofazori pentru a identifica tipul de defect și a localiza defectul în liniile de transport cu dublu circuit [26]. O astfel de metodă poate clasifica defecte de longitudinale, transversale și simultane longitudinale/transversale. Testele au arătat că eroarea procentuală de localizare a defectelor longitudinale este în limita a 1% în timp ce în cazul defectelor transversale eroarea procentuală este sub 5%;

➤ o altă abordare, în scopul detectării și clasificării defectelor pe baza logicii fuzzy și a tehnologiei programabile de automatizare și control, utilizează măsurarea curentului pe cele 3 faze pentru a determina componentele de secvență pozitivă și secvență zero a curentului. Rezultatele testelor demonstrează faptul că metoda propusă este capabilă să comande declanșarea în mod corect realizând un sistem de protecție automată în timp real [27].

Deși schemele bazate pe logica fuzzy dau rezultate destul de satisfăcătoare, ele prezintă câteva dezavantaje legate de determinarea minimului global folosind funcțiile asociate,

respectiv de necesitatea îmbunătățirii definirii și extracției caracteristicilor necesare algoritmului de clasificare [2].

3.4.4. Metode de localizare a defectelor bazate pe algoritmi genetici

O altă tehnică de inteligență artificială, care de asemenea poate fi folosită pentru a localiza defectele, este algoritmul genetic (AG).

Algoritmii genetici sunt tehnici adaptive de căutare euristică¹⁰, bazate pe principiile geneticii și ale selecției naturale, enunțate de Darwin („supraviețuiește cel care e cel mai bine adaptat”). Mecanismul este similar procesului biologic al evoluției. Acest proces posedă o trăsătură prin care numai speciile care se adaptează mai bine la mediu sunt capabile să supraviețuiască și să evolueze peste generații, în timp ce speciile mai puțin adaptate nu reușesc să supraviețuiască și cu timpul dispar, ca urmare a selecției naturale. Probabilitatea ca specia să supraviețuiască și să evolueze peste generații devine cu atât mai mare cu cât gradul de adaptare crește, ceea ce în termeni de optimizare înseamnă că soluția se apropie de optim [28].

Un algoritm genetic este un model informatic care emulează modelul biologic evoluționist pentru a rezolva probleme de optimizare ori căutare. Acesta cuprinde un set de elemente individuale reprezentate sub forma unor șiruri binare (populația) și un set de operatori de natură biologică definiți asupra populației. Cu ajutorul operatorilor, algoritmii genetici manipulează cele mai promițătoare șiruri, evaluate conform unei funcții obiectiv, căutând soluții mai bune. Algoritmii genetici au început să fie recunoscuți ca tehnici de optimizare odată cu lucrările lui John Holland¹¹. Algoritmii genetici sunt considerați de specialiști o aplicație a inteligenței artificiale.

Ca aplicații practice, algoritmii genetici sunt cel mai adesea utilizați în rezolvarea problemelor de optimizare, planificare ori căutare. Condiția esențială pentru succesul unei aplicații cu agenți inteligenți este ca problema de rezolvat să nu ceară obținerea soluției optime, ci să fie suficientă și o soluție apropiată de optim [28].

Noțiunea de cromozom este specifică AG și conține toate informațiile necesare reprezentării unui individ:

- un cromozom este un vector sau un șir de gene, gena putând fi variabilă a problemei de optimizat;
- un cromozom este generic în cazul în care fiecare genă reprezintă o variabilă:

variabila ₁	variabila ₂	...	variabila _n	.
------------------------	------------------------	-----	------------------------	---

„Alfabetul” utilizat în reprezentarea genelor poate fi teoretic orice alfabet, cele mai utilizate fiind:

- reprezentarea binară;
- reprezentarea reală – specifică problemelor ingineresti.

AG, ca metode de căutare stohastice care mimează evoluția naturală biologică, operează pe o populație de soluții potențiale aplicând principiul supraviețuirii celui mai bun pentru a produce aproximări din ce în ce mai bune ale soluției, astfel [29]:

- fiecare *individ* al populațiilor se descrie printr-un singur *cromozom*;
- *genotipul* fiecărui individ conține un singur cromozom;
- în fiecare *generație* este creat un nou set de indivizi (*aproximatori, căutători*) în urma selecției celor mai adecvați indivizi și combinarea acestora pentru a da naștere la noi indivizi utilizând *operatori* împrumutați din genetică;

¹⁰ Euristică - parte a metodologiei care se ocupă cu analiza metodelor folosite în descoperirea noilor cunoștințe [dex].

¹¹ John Henry Holland (2 februarie 1929 - 9 august 2015) a fost un om de știință american, profesor de psihologie, de inginerie electrică și informatică la Universitatea din Michigan, Ann Arbor. El a fost un pionier în ceea ce a devenit cunoscut sub numele de algoritmi genetici.

➤ are loc *evoluția populației* de indivizi care astfel devin mai *adecvați* (potrivți) mediului decât indivizii din care au fost creați, similar cu adaptarea naturală.

Cu ajutorul AG sunt modelate procese naturale utilizând următorii operatori genetici:

- *Selecția* – stabilește cei mai buni cromozomi din populație, putând fi:
 - ✓ proporțională sau principiul ruletei;
 - ✓ prin trunchiere;
 - ✓ de tip turnir;
- *Încrucișarea* – stabilește modul de schimbare a materialului genetic între cromozomii părinți. Se face cu o anumită probabilitate χ (între 60% și 100%) și poate fi:
 - ✓ într-un singur punct;
 - ✓ în două puncte;
 - ✓ uniformă;
- *Mutația* permite găsirea unor soluții noi - se alege aleator un bit dintr-un cromozom copil și se modifică valoarea lui. Se face cu o anumită probabilitate μ , foarte mică, având valori cuprinse în general între 0,1 și 1%, pe bit. Determină o creștere a diversității populației, având un efect contrar operatorului de selecție, care reduce diversitatea în populația de cromozomi.

Structura unui algoritm genetic standard (Fig.3.33) respectă următorii pași:

1. Se inițializează aleator populația de cromozomi;
2. Se evaluează fiecare cromozom din populație;
3. Se creează o nouă generație de cromozomi folosind operatori genetici (selecție, încrucișare, mutație);
4. Se șterg o parte din membrii populației actuale, pentru a fi înlocuiți cu cei din noua generație;
5. Se evaluează noii cromozomi și se inserează în noua populație;
6. Dacă timpul de căutare nu s-a terminat, se merge la pasul 3. În caz contrar, se oprește execuția algoritmului.

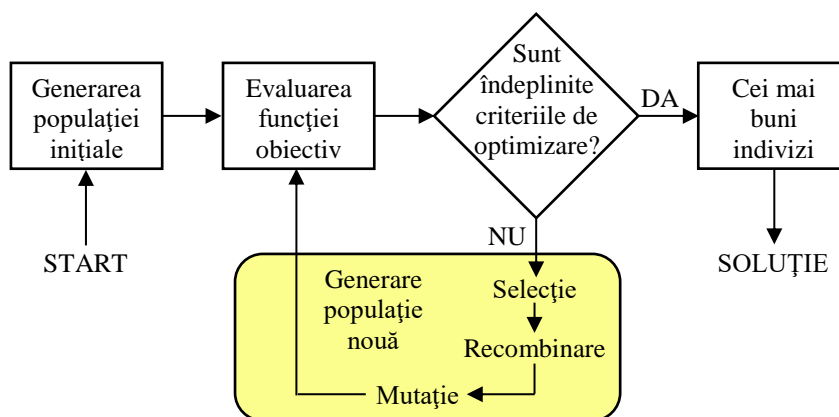


Fig.3.33 Structura unui AG [29].

Algoritmii genetici și-au găsit aplicabilitatea, în cazul implementărilor funcției de localizare a defectelor, în abordări cum ar fi de exemplu [2]:

- estimarea secțiunilor în care s-a produs defectul privită ca o problemă de optimizare. Funcția obiectiv este identificată folosind regula Hebb și este folosită de optimizarea algoritmului genetic continuu (AGC) pentru identificarea secțiunii cu defect. Funcția obiectiv reduce timpul necesar pentru AGC pentru a identifica secțiunea defectă. Metoda utilizează mai puțin spațiu de stocare și este mai rapidă decât un AG binar [30];
- împărțirea sistemelor de distribuție în ramuri principale și în regiuni individuale. Regiunile independente sunt detectate utilizând curentul de defect iar AG a fost utilizat pentru a identifica

ramura principală, respectiv regiunea independentă cu defect. Abordarea este adecvată numai pentru localizarea defectelor în cazul prezenței a unei singure surse de alimentare [31];

➤ localizarea defectelor, în cazul liniilor de transport, utilizează măsurători efectuate la ambele terminale ale liniei. Metoda a fost testată cu date reale înregistrate în cazul defectelor obținute din rețeaua de sud a Chinei [32];

➤ clasificarea defectelor pe linii de transport trifazate și localizarea defectelor, utilizând AG și transformata Wavelet, pe baza măsurătorilor de curenți efectuate la un singur capăt al liniei. Caracteristicile sunt extrase utilizând transformata discretă a Wavelet și sunt folosite ca intrări în AG. Metoda propusă în [33] clasifică defectele cu o eroare maximă de 7%.

Avantajele utilizării AG pentru localizarea defectelor sunt legate în primul rând de faptul că viteza de simulare poate fi îmbunătățită și dimensiunea soluțiilor posibile poate fi redusă, în timp ce dezavantajele folosirii AG pentru localizarea defectelor în sistemele de distribuție sunt legate de incoerența rezultatelor (există posibilitatea ca AG să producă rezultate inexacte și prin urmare analizele online utilizând această metodă s-ar putea să nu fie adecvate) [2].

3.4.5. Utilizarea algoritmului de coincidență/corespondență în tehnici de localizare a defectelor (“Matching Approach”)

Algoritmul de corespondență/coincidență este folosit pentru pune în corespondență primitivele a două sau mai multe imagini, sau o imagine și un model, reprezentând același element într-un anumit mediu.

Algoritmii de coincidență/potrivire se bazează pe compararea diferitelor elemente, cum ar fi segmentele, punctele, schițele obiectelor și așa mai departe.

Acești algoritmi caută potriviri exacte ale intrărilor cu modele preexistente. Un exemplu obișnuit de algoritm de potrivire este *corespondența expresiei standard*, care caută modele de un anumit tip în date textuale și este inclusă în capacitățile de căutare ale multor editoare de text și procesoare de text. În general, spre deosebire de *algoritmii de recunoaștere* a modelelor, un algoritm de coincidență nu este algoritm de tip mașină de învățare („machine learning”), deși uneori pot reuși să furnizeze rezultate de o calitate comparabilă (în special cu modelele destul de generale, adaptate cu atenție).

În domeniul informaticii, coincidența cu modelul este un act de verificare a unei secvențe date de simboluri pentru prezența constituenților unui anumit tipar. Spre deosebire de recunoașterea modelului, potrivirea trebuie să fie exactă, altfel s-ar putea sau nu s-ar putea să fie o coincidență.

Pentru a realiza identificarea locației de defect, metodele care utilizează algoritmi de coincidență utilizează baze de date. Metodele compară între datele măsurate cu datele obținute din simulări [2]. În mod obișnuit se înregistrează golurile de tensiune sau curenții.

Baza de date, necesară identificării secțiunii defecte, poate fi creată prin producerea de defecte în diferite secțiuni ale rețelei în studiu [34]. Când se produce un defect, tensiunea pe durata defectului este comparată cu cea din baza de date pentru a identifica secțiunea cu defect. Metoda identifică numai secțiunea cu defect, prin urmare, echipa de întreținere trebuie să se deplaseze de-a lungul secțiunii suspectate pentru a găsi locația exactă a defectului.

Metoda prezentată în [34] a fost îmbunătățită pentru a găsi distanța de defect [35]. Distanța până la defect a fost calculată folosind o ecuație trigonometrică luând în considerare o variație liniară a căderii de tensiune între două noduri.

În [36] se consideră că, între două noduri succesive, căderea de tensiune are o evoluție neliniară. Astfel, pentru calculul distanței până la locul de defect se utilizează un set de două ecuații de ordin II care conțin faza tensiunii și distanța, respectiv faza curenților și distanța. Metoda prezintă o precizie mai ridicată pentru valori reduse ale rezistenței de defect.

Avantajul algoritmului de potrivire este că metoda este mai economică, deoarece consideră doar căderea de tensiune din nodul de măsurare. Limitările acestei metode provin din faptul că

metoda depinde de datele obținute prin simulare stocate într-o bază de date care sunt comparate cu datele reale măsurate pe durata de defect, procesul de creare a bazei de date fiind consumator de timp deoarece datele se obțin prin simularea defectelor la toate nodurile rețelei [2].

O comparație privind avantajele și dezavantajele tehnicilor care utilizează inteligența artificială este prezentată în tabelul 3.3. Se constată că metodele bazate pe tehnici de inteligență artificială au mai multă precizie și o viteză mai bună decât tehnicile clasice. În conformitate cu evoluțiile din ultimii ani, în ceea ce privește localizarea defectelor bazată pe tehnici de inteligență artificială, se evidențiază faptul că cel mai utilizat dintre algoritmi este algoritmul SVM.

Tabelul 3.3 Compararea metodelor de localizare a defectelor care utilizează tehnici de inteligență artificială [2].

Tehnici de inteligență artificială	Avantaje	Dezavantaje
Rețea neuronală artificială ANN	Simplitate în implementare. Detectează relația neliniară dintre variabilele dependente și cele independente.	Este dependent de de cantitatea și calitatea datelor de instruire în producerea unui algoritm ANN bine instruit. Procesul de formare are o convergență lentă. Parametrii, cum ar fi straturile ascunse, neuronii și rata de învățare, sunt identificați prin încercări și simulări.
Automat cu vectori suport SVM	Este mai rapid chiar și pentru probleme de dimensiuni mari și necesită mai puțină euristică. Legătura superioară a erorii de generalizare nu depinde de dimensiunea spațiului, iar limita de eroare este minimizată prin maximizarea marginiei.	Limitarea constă în alegerea funcției kernel și a hiper parametrilor care oferă cea mai bună performanță de generalizare.
Logica fuzzy	Logica fuzzy manipulează incertitudini și poate interpreta relația intrare / ieșire prin producerea de reguli.	Neajunsul constă în determinarea minimului global folosind funcții fuzzy asociate. Definirea și extragerea funcțiilor trebuie îmbunătățită pentru algoritmul de clasificare.
Algoritm genetic (AG)	Viteza de simulare poate fi îmbunătățită, iar dimensiunea soluțiilor posibile poate fi redusă.	Rezultatele localizării defectelor nu sunt coerente în timp, deoarece în AG, aproape toate procesele sunt aleatorii.
Algoritm de coincidență/ potrivire	Este o metodă mai economică, deoarece consideră doar căderea tensiunii nodului de măsurare sau curenții mășurați.	Metoda depinde de datele simulate stocate într-o bază de date pentru compararea datelor cu datele de reale de defect. Procesul de creare a bazei de date este de durată, deoarece este creat prin simulare pentru producerea defectelor la toate nodurile.

BIBLIOGRAFIE

- [1]. Kunjin Chen, Caowei Huang, Jinliang He, Fault detection, classification and location for transmission lines and distribution systems: a review on the methods, High Volt., 2016, Vol. 1, Iss. 1, pp. 25-33, doi: 10.1049/hve.2016.0005.
- [2]. S.S. Gururajapathy, H. Mokhlis, H.A. Illias, Fault location and detection techniques in power distribution systems with distributed generation: A review, Renewable and Sustainable Energy Reviews 74 (2017) 949–958.
- [3]. Dr. Murari Mohan Saha, Västerås, Sweden, KTH/EH2740 Lecture 4, Fault Location Principles, © ABB Group March 26, 2012, https://www.kth.se/social/upload/517e2165f27654672e591ff5/FL_Principles_KTH_EH2740.pdf
- [4]. M.M. Saha, J.J. Izykowski, E. Rosolowski, Fault Location on Power Networks, 2010, Springer-Verlag London, eBook ISBN 978-1-84882-886-5, DOI 10.1007/978-1-84882-886-5, ISSN 1612-1287.

- [5]. Murari Mohan Saha, Ratan Das, Pekka Verho, Damir Novosel, Review of Fault Location Techniques for Distribution Systems, Power Systems and Communications Infrastructures for the future, Beijing, September 2002, 6 pages.
- [6]. Ghimire, Sushma, Analysis of Fault location methods on transmission lines (2014). University of New Orleans Theses and Dissertations. 1800. <https://scholarworks.uno.edu/td/1800>
- [7]. Karl Zimmerman and David Costello, Impedance-Based Fault Location Experience, Published in the SEL Journal of Reliable Power, Volume 1, Number 1, July 2010, pp. 1 – 27.
- [8]. Ganiyu Adedayo Ajenikoko & Segun, Olufemi Sangotola, An Overview of Impedance-Based Fault Location Techniques in Electrical Power Transmission Network, International Journal of Advanced Engineering Research and Applications (IJA-ERA) Volume – 2, Issue – 3, July – 2016, pp. 123-130, ISSN: 2454-2377.
- [9]. M.M. Saha, F. Provoost and E. Rosolowski, Fault Location method for MV Cable Network, DPSP, Amsterdam, The Netherlands, 9-12 April 2001, pp. 323-326.
- [10]. Mora-Flòrez J. et al., Comparison of impedance based fault location methods for power distribution systems, Electr Power Syst Res 2008; 78: 657–66.
- [11]. F. V. Lopes, D. Fernandes Jr., Fault Location on Transmission Lines Based on Travelling Waves, International Conference on Power Systems Transients (IPST2011) in Delft, the Netherlands June 14-17, 2011, pp.1 – 6, http://www.ipstconf.org/papers/Proc_IPST2011/11IPST060.pdf, accesat iulie 2018.
- [12]. L. de Andrade, T. Ponce de Leão, Travelling Wave Based Fault Location Analysis for Transmission Lines, EPJ Web of Conferences 33, 04005 (2012), DOI: 10.1051/epjconf/20123304005, pp.1-9.
- [13]. Edmund O. Schweitzer, III, Armando Guzmán, Mangapathirao V. Mynam, Veselin Skendzic, and Bogdan Kasztenny, Locating Faults by the Traveling Waves They Launch, 2014 67th Annual Conference for Protective Relay Engineers, 31 March-3 April 2014, College Station, TX, USA, DOI: 10.1109/CPRE.2014.6798997.
- [14]. Ryszard Kowalik, Krzysztof Glik, Désiré Dauphin Rasolomampionona, Travelling Wave Fault Location in HV Lines, Acta Energetica. Power Engineering Quarterly, Number 3/8 (September 2011), pp.5-12.
- [15]. Cortes C, Vapnik V. Support-vector networks. Mach Learn 1995;20:273–97, [1995/09/01].
- [16]. Salat R, Osowski S. Accurate fault location in the power transmission line using support vector machine approach. IEEE Trans Power Syst 2004;19:979–86.
- [17]. Janik P, Lobos T. Automated classification of power-quality disturbances using SVM and RBF networks. IEEE Trans Power Deliv 2006;21:1663–9.
- [18]. Malathi V, Marimuthu NS. Multi-class support vector machine approach for fault classification in power transmission line. In: Proceedings of the sustainable energy technologies, 2008. ICSET 2008. IEEE international conference on. 2008, p. 67– 71.
- [19]. Ekici S. Support vector machines for classification and locating faults on transmission lines. Appl Soft Comput 2012;12:1650–8, [6//].
- [20]. Deng X, et al. Fault location in loop distribution network using SVM technology [2//]. Int J Electr Power Energy Syst 2015;65:254–61, [2//].
- [21]. Logica fuzzy, https://ro.wikipedia.org/wiki/Logic%C4%83_fuzzy
- [22]. Sisteme fuzzy, http://www.mpt.upt.ro/doc/curs/gp/Sisteme_inteligente_in_electrotehnica/Sisteme_Fuzzy_ca_p2.pdf
- [23]. Negoită, C. V., Ralescu, D. A. Mulțimi vagi și aplicațiile lor. Editura Tehnică, București, 1974.

- [24]. Pradhan AK, et al. Higher order statistics-fuzzy integrated scheme for fault classification of a series-compensated transmission line. *IEEE Trans Power Deliv* 2004;19:891–3.
- [25]. Das B, Reddy JV. Fuzzy-logic-based fault classification scheme for digital distance protection. *IEEE Trans Power Deliv* 2005;20:609–16.
- [26]. Aleena Swetapadma, Anamika Yadav, Fuzzy inference system approach for locating series, shunt, and simultaneous series-shunt faults in double circuit transmission lines, August 2015, *Computational Intelligence and Neuroscience* 2015:12 DOI: 10.1155/2015/620360.
- [27]. Adhikari NS Shuma, Dorendrajit Thingam. Fuzzy logic based on-line fault detection and classification in transmission line. Springerplus 2016;5.
- [28]. Algoritmi genetici, https://ro.wikipedia.org/wiki/Algoritm_genetic.
- [29]. G. Oltean, Algoritmi genetici. Tehnici de inteligență computațională în electronică, http://www.bel.utcluj.ro/rom/dce/goltean/tice/10_AlgoritmiGenetici.pdf.
- [30]. Bedekar PP, et al. Fault section estimation in power system using Hebb's rule and continuous genetic algorithm. *Int J Electr Power Energy Syst* 2011;33:457–65, [3//].
- [31]. Jin Q, Ju R. Fault location for distribution network based on genetic algorithm and stage treatment. In: *Proceedings of the spring congress on engineering and technology (S-CET)*. 2012, p. 1–4.
- [32]. Li Y, et al. A fault location method based on genetic algorithm for high-voltage direct current transmission line. *Eur Trans Electr Power* 2012;22:866–78.
- [33]. Majid Jamil SKS, Chaturvedi DK. Fault classification of three-phase transmission network using genetic algorithm. *Int J Eng Appl Sci* 2015;2.
- [34]. Mokhlis H, Li HY. Fault location estimation for distribution system using simulated voltage sags data. In: *Proceedings of the Universities Power engineering Conference, 2007. UPEC 2007. 42nd International, 2007*, p. 242–7.
- [35]. Mokhlis H, Bakar A, Talib D, Mohamad H. The improvement of voltage sags pattern approach to locate a fault in distribution network. *Int Rev Electr Eng* 2010;5(3).
- [36]. Mokhlis H, Li H. Non-linear representation of voltage sag profiles for fault location in distribution networks. *Electr Power Energy Syst* 2011;33:124–30.

4. ARHITECTURA RELEELOR DIGITALE. BAZELE PROCESĂRII SEMNALELOR DIGITALE

4.1. GENERALITĂȚI

Tehnicile digitale (numerice) furnizează o soluție atractivă pentru implementarea funcțiilor tuturor tipurilor de rele, funcții ce pot fi reduse la o serie de algoritmi logici [1].

În ultimele decade, în cazul sistemelor numerice (a calculatoarelor) dezvoltarea capacității de memorare și prelucrare a informației, a vitezei de calcul și de transmitere a datelor, a condus la evoluții spectaculoase în ceea ce privește utilizarea lor în domeniul protecției sistemelor electroenergetice.

Astfel, s-a acordat și se acordă o atenție deosebită dezvoltării sistemelor de protecție cu microprocesoare, cu precădere fiind acordată problematica protecțiilor multifuncționale precum și elaborarea unor algoritmi evoluți de prelucrare a semnalelor numerice.

Astfel de protecții, implementate prin structuri numerice, permit:

- îmbunătățirea performanțelor protecțiilor în sensul:
 - ✓ creșterii rapidității;
 - ✓ creșterii preciziei realizării caracteristicilor de acționare în funcție de tipul defectului și de condițiile producerii acestuia, respectiv de configurația sistemului;
 - ✓ creșterii siguranței în funcționare;
- dezvoltarea unor sisteme de comunicații în vederea interconectării protecțiilor în sisteme de protecții, inclusiv prin utilizarea fibrei optice și a canalelor radio;
- extinderea suportului teoretic al protecțiilor prin introducerea și utilizarea unor noi instrumente de lucru cum sunt: sistemele expert, adaptive, stochastice, cu predicția optimului, sistemele Fuzzy, analiza topologică precum și rețelele Petri, rețelele neuronale artificiale etc.

4.2. ARHITECTURA RELEELOR DIGITALE

Arhitectura unui releu digital (numeric), RD, urmează structura principială prezentată în figura 1.1 din capitolul I (§ 1.1) în care se disting practic două nivele:

- un nivel de interfațare cu sistemul (procesul) electroenergetic, SIP - este o componentă specifică a calculatoarelor de proces în general, constituită din ansamblul circuitelor și echipamentelor, destinate conversiei și adaptării semnalelor vehiculate între proces și releul digital (numeric), la forme și niveluri acceptabile acestora. SIP face legătura între echipamentul primar (denumit proces) și unitatea centrală (UC) a releului, având funcții de conversie și adaptare a informației transferate între releu și sistem și proces;
- un nivel de procesare (calcul) în scopul realizării funcțiilor de protecție (și control, comunicație etc.) cerute, constituind unitatea centrală.

Semnalele analogice, tensiunea și curentul, pot fi convertite în semnale digitale cu ajutorul convertoarelor analog-digitale (CAN). Semnalul digital astfel rezultat poate fi procesat fie prin circuite logice discrete, fie cu ajutorul microprocesoarelor. Circuitele logice discrete pot executa un număr mare de operații simple în paralel, în timp ce un microprocesor poate executa operații logice de mare complexitate.

De altfel se poate vorbi despre relee digitale de generația I, care utilizează o logică secvențială cu numărătoare programabile sau memorii, respectiv din generația actuală, care utilizează microprocesoarele ca elemente centrale.

Microprocesoarele sunt extrem de atractive pentru utilizarea în scheme de protecție, pentru a înlocui logica cablată, mai ales acolo unde este necesar un număr mare de variabile în secvența logică.

Dacă luăm în considerare funcțiile pe care trebuie să le îndeplinească un relee, respectiv conexiunile la sistemul supravegheat (mărimi de intrare și de ieșire) și legăturile cu alte sisteme de protecție sau de conducere, se poate spune că un relee digital poate fi comparat ca structură hard cu un automat programabil (AP \equiv PLC – “Programmable Logic Controller”), caracterizat printr-o funcționare secvențială) sau cu un calculator de proces.

Un automat programabil este compus din trei subansambluri [2], [3]:

- unitatea centrală (CPU) – conține procesorul, care înlocuiește logica cu relee, numărătoare, temporizatoare, proiectat pentru a putea fi programat într-o anumit „limbaj de programare”. Procesorul realizează funcțiile de decizie, funcții aritmetice, de manipulare a datelor, de realizare a comunicațiilor etc. CPU conține și memoria necesară stocării programului utilizator și sursa de tensiune continuă;
- interfața de intrare/ieșire – oferă posibilitatea conectării cu procesul prin elemente de tip contact și semnale analogice;
- consola de programare – este utilizată pentru editarea programelor și transferul acestora în memoria AP. Astfel în figura 4.1, în mod intuitiv, se prezintă componentele care asigură punerea în „funcțiune” (prin programare) a unui AP.

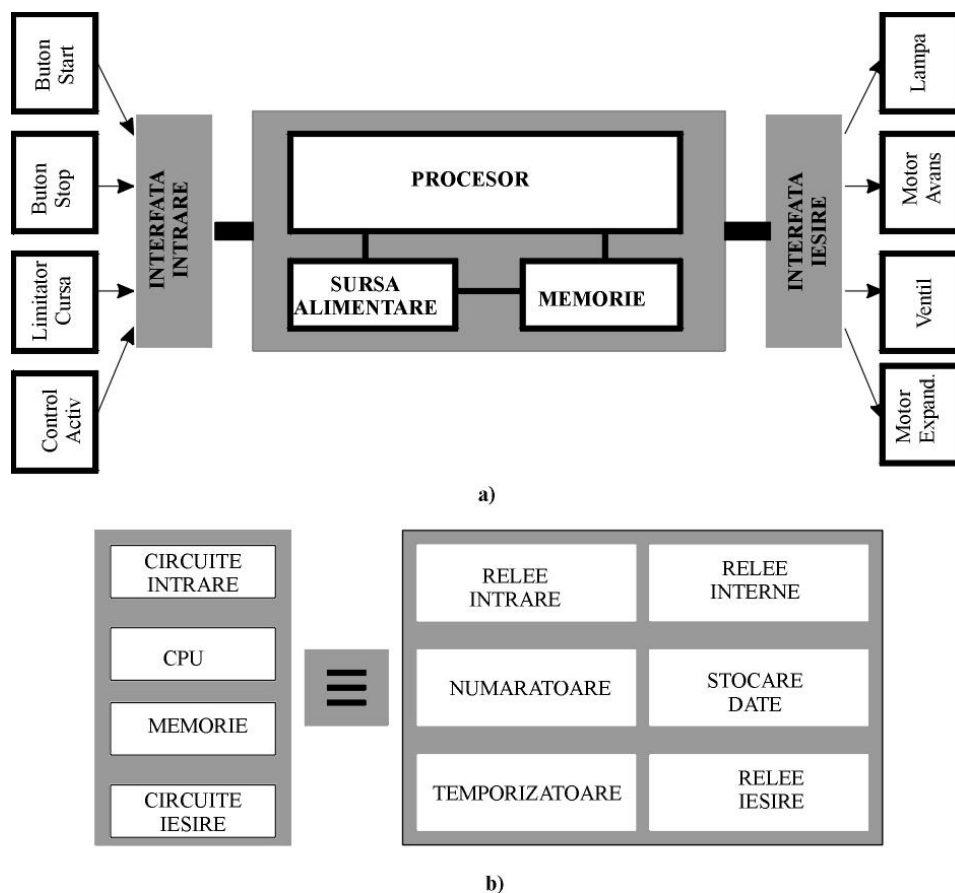


Fig.4.1 Structura unui automat programabil:
a – elemente componente; b - schema echivalentă a unui automat programabil.

Modul de funcționare a AP este specific acestuia și constă în repetarea ciclică a aceluiași pași așa cum este ilustrat în figura 4.2 [2], [3]:

- citire intrări;
- execuție program;
- procesare comunicație;
- execuție autotestare;

➤ înscriere ieșiri.

Fiecare ciclu începe cu citirea valorilor curenți ale intrărilor și memorarea lor în regiștri de intrare.

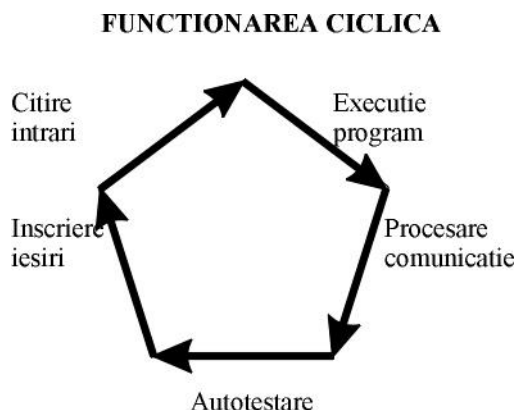


Fig.4.2 Funcționarea unui AP.

Automatul programabil execută programul secvențial începând cu prima instrucțiune până la ultima instrucțiune. Pot exista rutine de întrerupere, care nu sunt executate ca părți ale unui ciclu normal, dar care intră în execuție la apariția cererii de întrerupere în orice punct a ciclului de scanare.

Mesajele primite de la porturile de comunicație sunt procesate ciclic în faza de procesare mesaje.

Autotestarea include verificări periodice ale procesorului, ale memoriei, respectiv ale modulelor de intrare/ieșire.

Valorile memorate în regiștri de ieșire sunt înscrise în modulele de ieșire în faza de înscriere ieșiri, fază care încheie un ciclu de funcționare.

În figura 4.3 este prezentat schematic un sistem de protecție digital, bazat pe structura unui calculator de proces (CP), care principial poate fi compus din subansambluri cu funcții distincte și anume [1]:

- 1 – modul de condiționare a mărimilor analogice preluate din sistem, curenți și tensiuni (adaptare, separare galvanică, multiplexare);
- 2 - modulul de achiziție de date conține convertoarele analogice - digitale și circuitele de memorie pentru stocarea datelor ce urmează a fi procesate;
- 3 - modulul procesor de date formează baze de date, rulează algoritmul de calcul și supraveghează mărimile de intrare;
- 4 - modulul procesor central controlează secvențele logice ale protecției și asigură transmiterea semnalelor către interfețe;
- 5, 6, 7 - module de interfață cuprind circuitele de intrări (SI), de ieșiri (SE) binare și respectiv circuitele de declanșare (CD);
- 8 - indicatoare optice frontale (LED);
- 9 - modulul de operare frontal (MMC);
- 10 - modulul care asigură interfața cu sistemele de comandă (SCS) și de supraveghere (SSS) ale stațiilor.

Partea hard cuprinde interfețe de intrare și ieșire, unitatea de procesare centrală, memoria și sursa de putere. Principala componentă, un sistem cu microprocesor în timp real, folosește date provenite în flux continuu din rețea. Cu aceste date, eșantionate, prelucrate și filtrate digital sunt efectuate apoi calculele numerice necesare protecției. Programele, algoritmi și reglaje stabilite sunt stocate într-o memorie.

Un releu digital (RD) poate realiza mai multe funcții, selectarea acestora de către beneficiar făcându-se cu ajutorul unui comutator. În timp ce programul se rulează în mod continuu, schemele de acest tip pot fi în mare parte auto-monitorizate și reglate să emită un semnal de alarmă dacă programul nu mai funcționează corect. O funcție nouă poate fi programată prin utilizarea unei console de programare sau a unui PC.

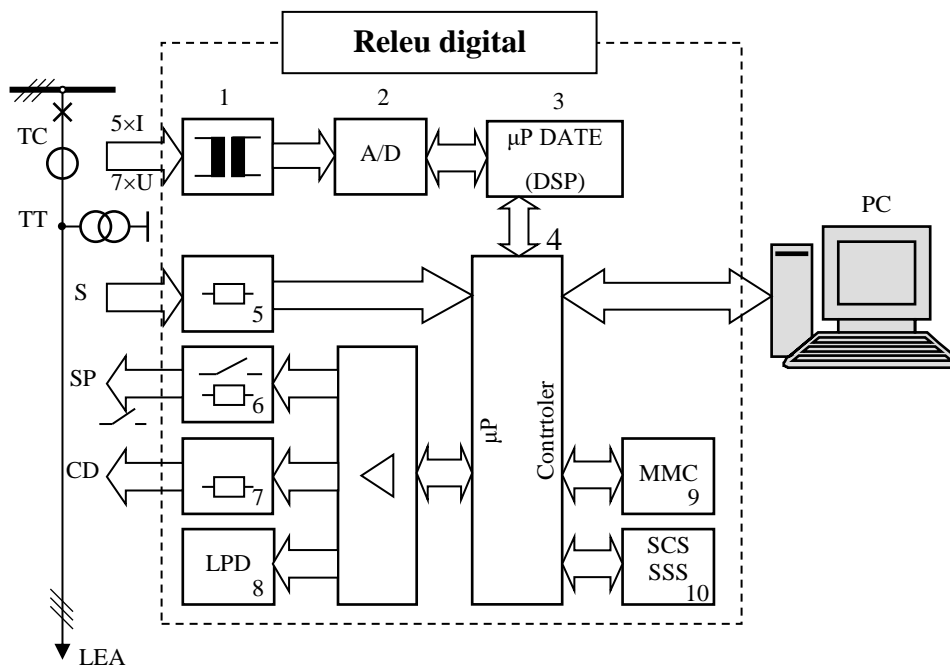


Fig.4.3 Schema bloc a unui releu digital.

În scopul integrării cu celelalte funcții de comandă și supraveghere a unei stații electrice, sistemele de protecție digitale sunt prevăzute cu căi de comunicație directă cu sistemele care îndeplinesc funcțiile menționate. Perturbații sau alte abateri de la funcționarea normală a instalațiilor protejate sunt înregistrate automat, cu marcarea orară, a producerii evenimentului pentru a fi disponibile analizele ulterioare.

Comunicarea om-mașină (MMC) este asigurată printr-un calculator personal instalat la fața locului sau printr-un terminal la distanță conectat printr-un modem.

Numărul de intrări analogice poate varia, de exemplu:

- 4 intrări pentru curenții mășurați – 3 curenți pe faze, un curent proporțional cu componenta de secvență zero preluat din secundarul unui filtru de curent pentru secvența zero;
- 4 intrări de tensiune - 3 tensiuni de fază, o tensiune proporțională cu componenta de secvență zero preluată din secundarul unui filtru de tensiune pentru secvența zero.

4.3. SISTEMUL DE INTERFAȚARE CU PROCESUL

Conectarea RD la procesul condus se realizează prin intermediul interfețelor intrări/ieșiri. Natura extrem de diferită a semnalelor furnizate de elementele de captare ale informației (contacte de rele, limitatoare de cursă, semnale discrete sau analogice etc.), a semnalelor de control cât și a celor de acționare (bobine, electroventile, distribuitoare, lămpi, înfășurări ale motoarelor electrice, cuplaje electromagnetice etc.) precum și nivelele de tensiune și curent, alternative sau continue, impune utilizarea unor module specializate.

Aceste module trebuie să satisfacă cerințele impuse de adaptarea semnalelor (atenuare/amplificare, conversie analog/digitală sau digital/analogică) asigurând în același timp izolarea unității centrale față de influențele externe datorate mediului industrial (izolare

galvanică a semnalelor din proces în raport cu cele logice transferate de UCP, asigurarea unor canale de rezervă etc.).

Sistemul de intrări/ieșiri are rolul de a achiziționa informații din proces. Aceste semnale sunt convertite în semnale de nivel logic pentru a putea fi preluate și prelucrate logic în cadrul programului de execuție.

În consecință, sistemul de interfațare cu procesul (SIP) este constituit dintr-un ansamblu de circuite și echipamente, destinate conversiei și adaptării semnalelor vehiculate între proces și RD, la forme și niveluri acceptabile acestora.

Având funcții de conversie și adaptare a informației transferate între RD și proces, SIP face legătura dintre echipamentul primar (denumit proces, sistem electroenergetic) și unitatea centrală (Fig.4.4).

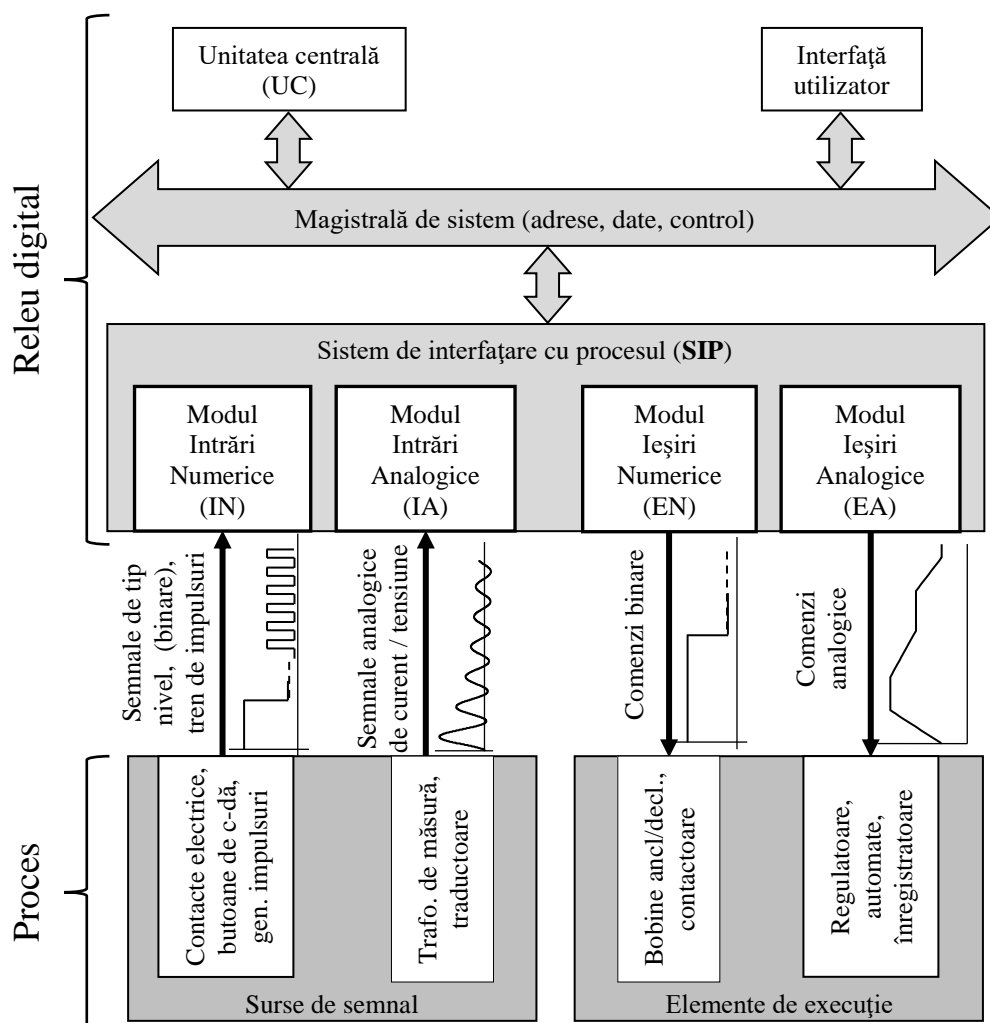


Fig.4.4 Structura și poziția relativă a unui SIP în arhitectura unui releu digital.

Un SIP este constituit din (Fig.4.4):

- module IN (intrări digitale/numerice – “digital inputs”) - destinate preluării, adaptării și conversiei semnalelor numerice (semnale de tip nivel, trenuri de impulsuri);
- module IA (intrări analogice – “analog inputs”), care sunt destinate preluării, adaptării și conversiei semnalelor analogice;
- module DO (ieșiri digitale/numerice – “digital outputs”) - destinate transmiterii comenzilor;
- module AO (ieșiri analogice – “analog outputs”) și care sunt destinate reglajelor.

4.4. INTRĂRI/IEȘIRI DIGITALE (NUMERICE)

Canalele de intrare/ieșire digitale sunt destinate interfațării cu semnalele de tip nivel, din proces, semnale discrete, în tensiune sau curent. Aceste semnale corespund unei logici de tip releu cu două stări: „0” – declanșat; „1” – anclanșat.

4.4.1. Intrări digitale (IN)

Semnale numerice (digitale), sunt semnale cu valori discrete. Acestea pot fi:

- *binare (de tip nivel)*, care indică o stare din două posibile (poziția unui întrerupător sau separator, starea unui contact electric, a unui buton de comandă, telesemnalizări etc.) și pot fi reprezentate prin cele două cifre binare 0 și 1;
- *codificate binar* - constituite din secvențe de semnale binare, ce reprezintă numere, codificate binar, (ex. ieșirea unui CAN, sau intrarea unui CNA). Acestea pot fi de 8, 10, 12, sau 16 biți. Pot avea 2^n valori discrete, n fiind lungimea secvenței binare atașate semnalului respectiv.

Intrările digitale asigură conversia semnalelor ON/OFF externe, în tensiune continuă sau alternativă, în semnale de nivelul semnalelor interne ale RD (nivele TTL). Aceste module asigură separarea galvanică a unității centrale față de proces.

Schema de principiu a unui canal de intrare în curent alternativ este prezentată în figura 4.5. Tensiunea alternativă este redresată și adusă la un nivel corespunzător (5 – 12 Vc.c.) prin intermediul grupului rezistență/diodă Zener.

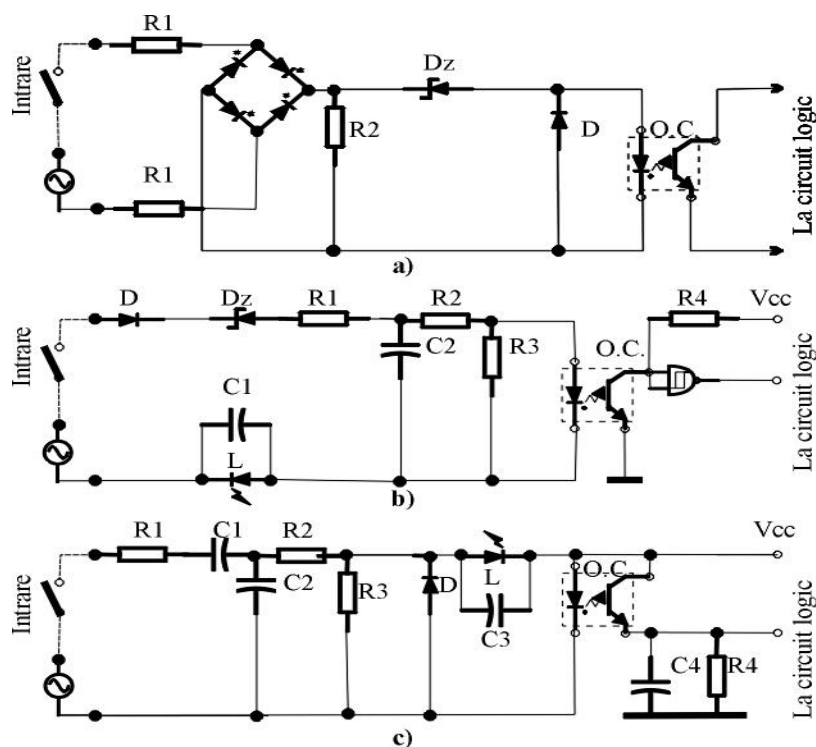


Fig.4.5 Scheme de realizare a unui canal digital în curent alternativ:

a - cu redresare bialternanță; b - cu redresare monoalternanță și diodă zener; c - cu redresare monoalternanță.

Izolarea galvanică este asigurată prin intermediul optocuploarelor, optocuploare care pot asigura, în cazul în care au o caracteristică de tip trigger Schmidt (formator de impulsuri), și un front corespunzător semnlului de intrare. Pentru realizarea izolării galvanice pot fi utilizate și transformatoare de impuls, iar redresarea poate fi bialternanță (Fig.4.5, a) sau monoalternanță (Fig.4.5, b). Rezistențele R au rol de limitare a curentului de intrare deoarece nivelul tensiunii

alternative pe intrare poate atinge $120 \div 240$ V. Ledul L are rol de indicator, semnalizând activarea intrării.

Intrările pentru tensiuni continue (Fig.4.6) trebuie să asigure aducerea semnalului de intrare (cu valori cuprinse între $12 \div 240$ V c.c.) la un nivel corespunzător, asigurând și limitarea curentului de intrare. Asigură separarea galvanică cu optocuploare, respectiv semnalizează starea intrării cu led-uri.

Semnalele acceptate pot fi atât în logică pozitivă (cu minusul comun – Fig.4.6, a) cât și în logică negativă (cu plusul comun – Fig.4.6, b). De obicei intrările sunt protejate împotriva inversării tensiunii (diodele D).

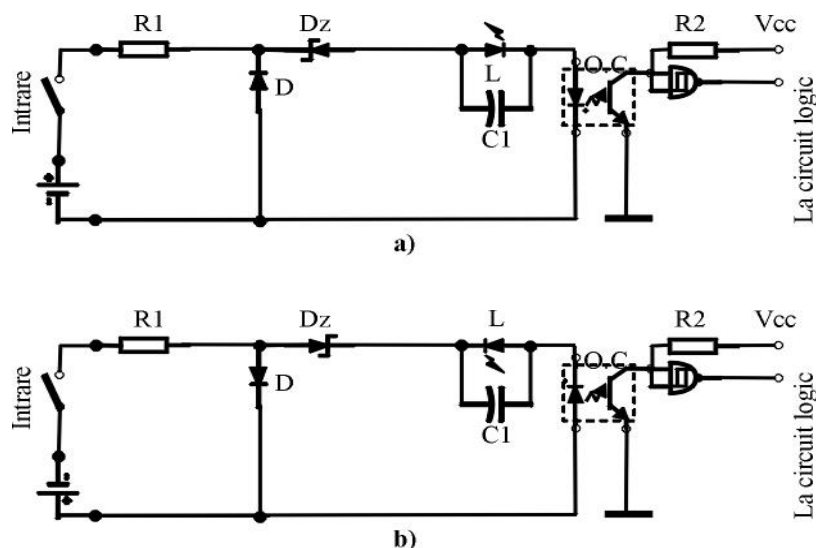


Fig.4.6 Canale pentru intrări digitale în curent continuu:
a - în logică pozitivă; b - în logică negativă.

Gama modulelor de intrare poate fi extinsă și asupra unor semnale cu variație continuă prin compararea nivelului semnalului de intrare cu o referință. Va rezulta un semnal de nivel TTL care este transmis ca dată de intrare.

În figura 4.7 se prezintă schema de conectare a telesemnalizării stării unui întrerupător, prin intermediul unui contact secundar auxiliar, CSA, ce alimentează bobina unui relee intermediar de semnalizare, RIS, din interfața de rele.

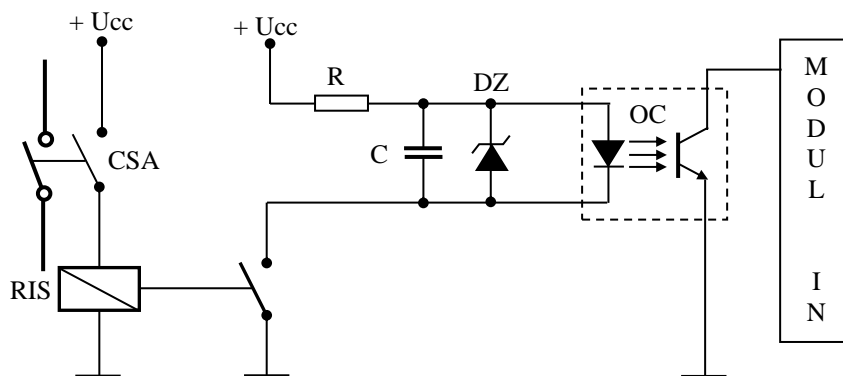


Fig.4.7 Schema de conectare a telesemnalizării stării unui întrerupător.

Rezistența R și dioda Zener, DZ, constituie elementele de protecție, iar optocuplorul OC, asigură izolarea galvanică.

Funcțiile modulului IN constau în preluarea din proces a semnalelor numerice, filtrarea și adaptarea lor conform cerințelor impuse de UC cât și împachetarea lor în cuvinte de 8 sau 16 biți pentru putea a fi transmise spre memoria internă a RD prin magistrala de date.

Așa cum se prezintă în figura 4.8, un modul IN conține în mod obișnuit următoarele componente de bază:

- *elemente de tratare primară (ETP)* a semnalelor, destinate condiționării și filtrării semnalelor preluate și totodată de izolare galvanică a modulului DI față de circuitele primare;
- *circuite de multiplexare (MUX) numerice* pentru separarea în timp a semnalelor binare în vederea preluării succesive a unui număr mare de semnale de către un singur modul de intrări numerice;
- *bloc de memorare și „împachetare”*, destinat împachetării și reținerii informației în cuvinte de lungime dată (de obicei octeți) până la preluarea sa de către UC a CP (a RD);
- *interfața cu UC*, este un modul de I/E. Acesta conține regiștrii port pentru transferul datelor, comenzilor și stărilor, inclusiv a semnalelor pentru selectarea canalelor de la intrarea multiplexorului.

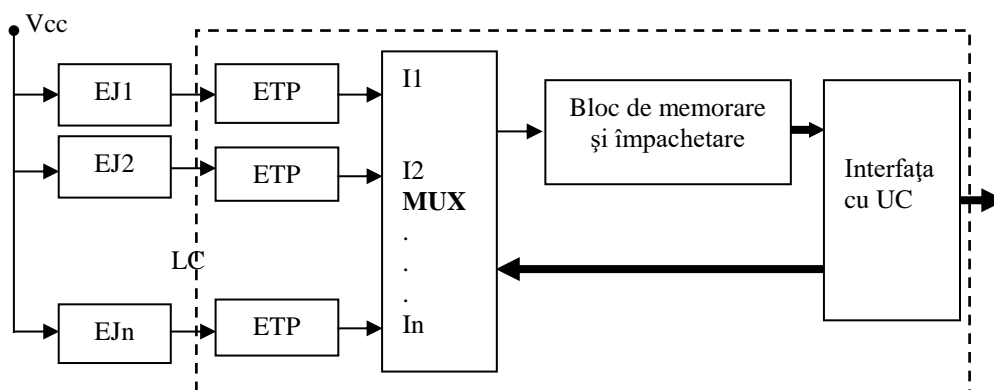


Fig.4.8 Schema bloc de principiu a unui modul IN.

Înafara schemei de interfațare cu multiplexare numerică a intrărilor binare (Fig.4.8) există și alte variante constructive de module de IN cum ar fi: schema sistemului de intrări digitale *cu conectare directă*; respectiv schema cu *conectare în matrice a contactelor supravegheate*

A. Schema modulului IN cu conectare directă

Schema directă de conectare a contactelor electrice (Fig.4.9) este cea mai simplă schemă care poate dfi utilizată pentru conectarea unor intrări numerice.

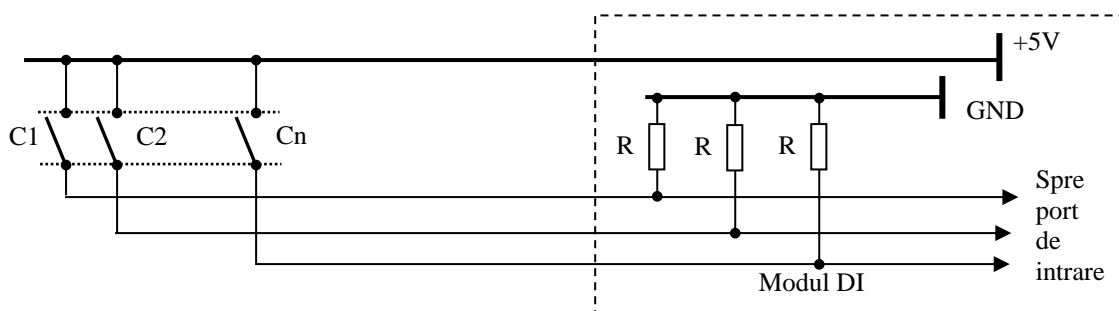


Fig.4.9 Schema de conectare directă a n contacte electrice normal deschise.

Acest tip de schemă de conectare necesită $n+1$ fire conexiune și n intrări ale portului (porturilor) de intrare. Reducerea numărului necesar de intrări ale portului de intrare din modulul I/E se poate realiza prin scheme care utilizează multiplexarea semnalelor de intrare, conform schemei de principiu din figura 4.7.

B. Schema cu conectarea în matrice a contactelor electrice supravegheate

Schema (Fig.4.10) permite reducerea numărului firelor de legătură. Astfel, de exemplu, se pot conecta cu un singur circuit de interfață programabil, PIO (“Programmed Input/Output”) ce are două porturi paralele de câte 8 biți, până la 64 contacte electrice, organizate într-o matrice 8×8 , utilizând doar $8 + 8 + 1 = 17$ fire de legătură. Deci cu $1 + c + 1$ linii de conexiune este posibilă supravegherea a $1 \times c$ contacte electrice.

Liniile $L_1...L_1$ ale matricei se conectează la un port de ieșire, cu elemente de memorare, iar coloanele sale, $C_1... C_c$, la un port de intrare.

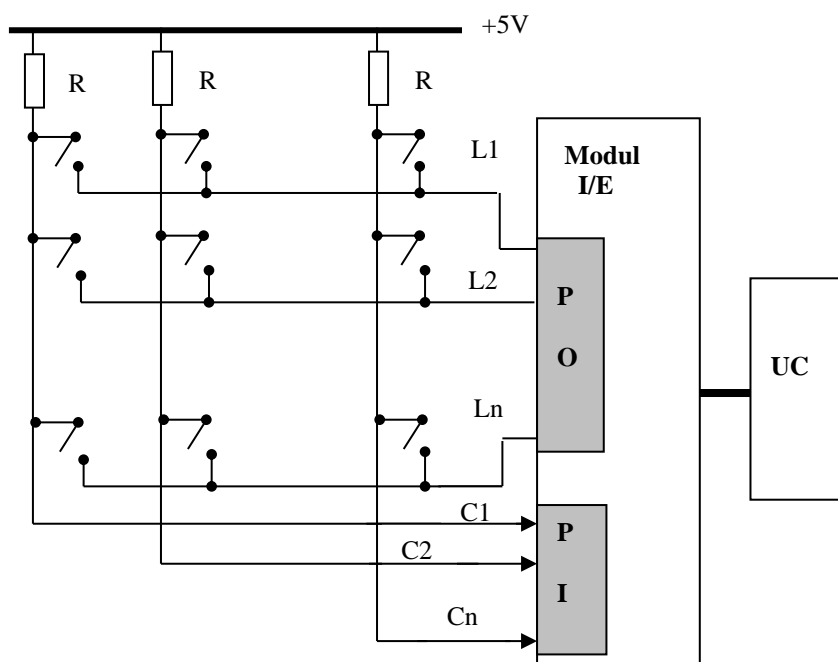


Fig.4.10 Schema de conectare în matrice a $l \times c$ contacte electrice.

4.4.2. Ieșiri digitale (EN)

Ieșirile digitale trebuie să asigure semnale atât în curent alternativ cât și în curent continuu. Trebuie să asigure aducerea semnalelor de nivel intern la nivelul cerut de elementele de execuție din proces asigurând totodată și separarea galvanică.

De obicei ieșirile în curent alternativ sunt realizate cu triacuri (Fig.4.11), dar există circuite de ieșire în componența cărora se întâlnesc două tiristoare legate în antiparalel.

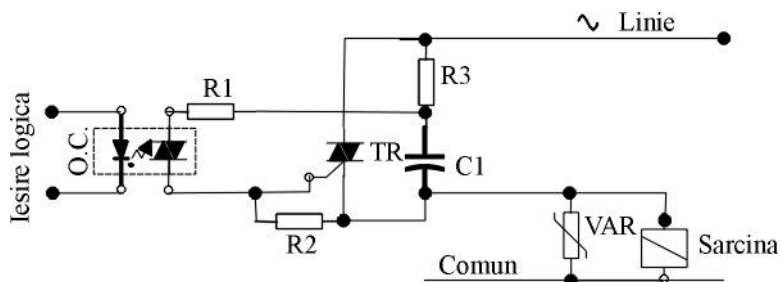


Fig.4.11 Ieșire de tip nivel în curent alternativ.

În momentul în care valoarea semnalului de comandă pe poartă crește peste nivelul de intrare în conducție, triacul intră în conducție fiind similar unui contact normal închis și asigură continuitatea circuitului de comandă a elementului de execuție. Semnalul de comandă pe poartă este un semnal logic furnizat de procesor și este separat galvanic, optic (prin optocuplorul OC) față de circuitul de ieșire.

Triacul, fiind un dispozitiv semiconductor, permite în situația blocat (rezistență mare), trecerea unui curent de scurgeri care poate atinge valori de câțiva miliamperi și care în mod normal nu influențează starea elementului de execuție Protecția canalelor la supracurenți este asigurată prin siguranțe fuzibile ultrarapide.

Ieșirile în curent continuu (Fig.4.12) asigură izolarea galvanică a unității centrale față de elementele de execuție, respectiv nivele ale tensiunii de ieșire cerute de acestea (în general 24 V c.c.). Ieșirile pot fi realizate cu tranzistoare bipolare sau FET, iar protecția la supracurenți este realizată cu siguranțe ultrarapide.

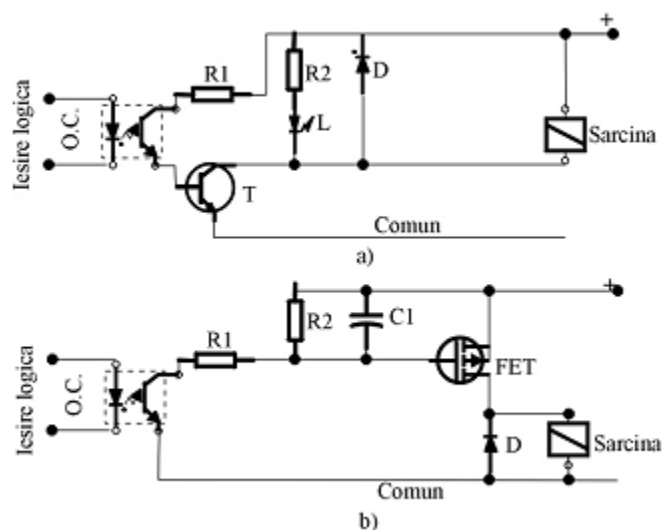


Fig.4.12 Ieșiri tip nivel în curent continuu:
a - cu tranzistor bipolar; b - cu FET.

În cazul ieșirilor în curent continuu apar probleme legate de apariția supratensiunilor de comutație în cazul sarcinilor inductive. În general protecția împotriva acestor supratensiuni se realizează prin diode legate în antiparalel cu sarcina.

Există implementate canale de ieșire cu microrelee (Fig.4.13) utilizate în cazurile în care se impun astfel de ieșiri tip contact mecanic. Aceste module sunt mai scumpe decât cele realizate cu componente semiconductoare și pot fi utilizate atât în curent continuu cât și în curent alternativ. Permit atât nivele reduse de tensiune și curent, cât și nivele de tensiune până la 240 V și curenți de 2 A. Modulele cu relee pot conține relee cu contacte normal deschise, normal închise sau combinații ale acestora.

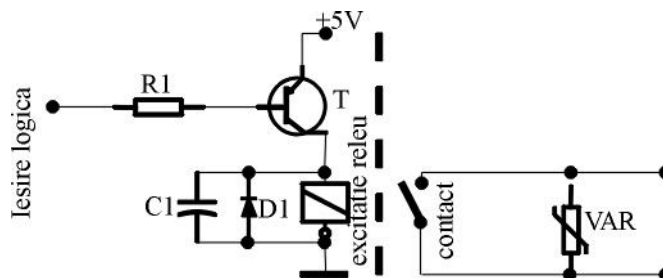


Fig.4.13 Ieșire tip nivel cu microreleu.

4.5. INTRĂRI/IEȘIRI DE TIP ANALOGIC

4.5.1. Generalități privind cuantificarea (digitizarea) semnalelor analogice

Cuantificarea unui semnal analogic poate fi definită ca fiind *interpretarea unei cantități continue prin folosirea unui set de valori discrete*, respectiv *stabilirea unei valori numerice pentru valoarea dată a semnalului analogic*.

Pentru a putea fi prelucrate numeric (formatul acceptat de calculatoarele numerice) semnalele analogice trebuie convertite în semnale numerice. În cadrul acestei conversii semnalul analogic este supus, în principal, următoarelor operații succesive [4]:

- 1) *Eșantionarea* – constă în obținerea unei secvențe de valori instantanee (eșantioane) pentru o caracteristică particulară a semnalului analogic la momente regulate de timp. Se realizează cu ajutorul așa numite circuite de eșantionare și memorare (CEM);
- 2) *Digitizarea* este operația prin care eșantioanelor prelevate de CEM li se asociază semnale de aceeași natură, dar cu amplitudinea bine determinată. Pentru aceasta, domeniul de variație al semnalului analogic de intrare este împărțit într-un anumit număr de subdomenii (nivele), de obicei egale între ele. Dispozitivul de cuantificare va stabili în urma unei corelații prestabilite câte subdomenii cumulate corespund eșantioanelor de amplitudine prelevate și implicit, ce amplitudine vor avea semnalele de la ieșirea sa;
- 3) *Codificarea* - operație prin care fiecărui semnal rezultat în urma cuantificării i se atribuie un număr ce descrie valoric amplitudinea sa. Aproape în totalitate codificarea se realizează într-un cod binar, de exemplu: codul binar natural, complementar față de 1, complementar față de 2, Gray, binar deplasat, binar-zecimal etc. Cuantificarea și codificarea sunt operații realizate de convertoarele analog-numeric (CAN).

Prin urmare schema lanțului de măsură a unor semnale analogice este cea prezentată în figura 4.14.

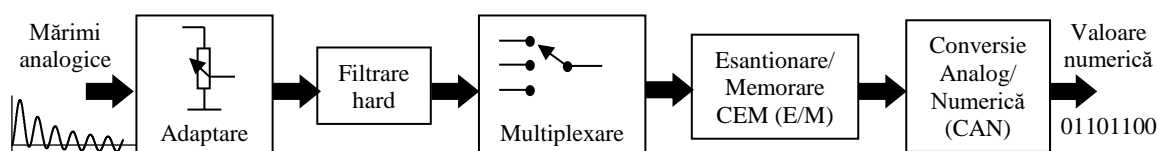


Fig.4.14 Schema de principiu a unui modul multicanal de achiziție a unor semnale analogice.

Astfel, un modul IA conține în mod obișnuit două subsisteme distincte:

- *subsistemul de adaptare și condiționare a semnalelor (SAC)* - funcțiile acestuia sunt cele prezentate în figura 4.15;

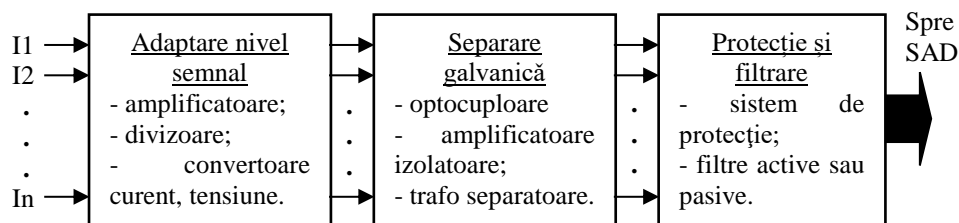


Fig.4.15 Componentele de bază ale sistemului de adaptare și condiționare a semnalelor.

- *subsistemul de achiziții de date (SAD)*, prezentat ca schemă bloc în figura 4.16, realizează conversia semnalelor analogice transmise de SAC în semnale numerice, codificate binar, pe care le transmite apoi magistralei sistem al echipamentului digital.

În figura 4.16 cu A sunt desemnate *amplificatoarele de instrumentație*, care sunt destinate adaptării impedanței de intrare a sistemului cu cea a sursei de semnal și eventual aducerii semnalului prelevat la nivelul impus de celelalte elemente din aval ale SAD. În multe cazuri se întâlnesc amplificatoare ce permit modificarea prin program a factorului de amplificare.

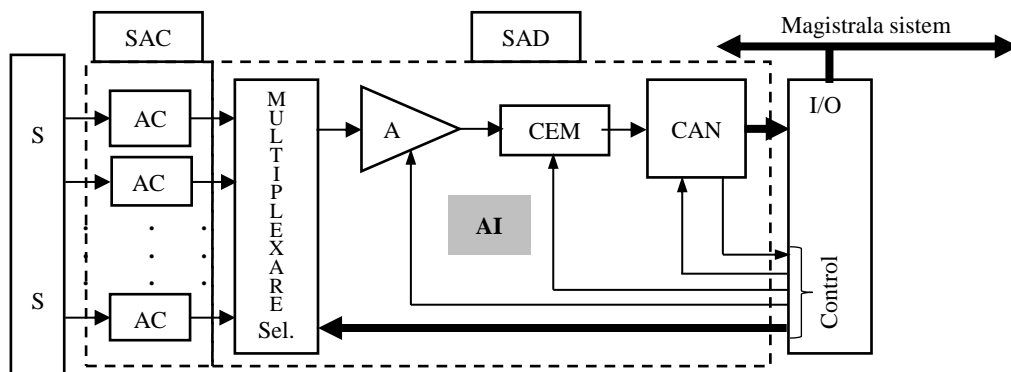


Fig.4.16 Schema bloc a unui modul de IA.

4.5.2. Principiul multiplexării în timp a semnalelor

În multe situații este necesară achiziționarea mai multor semnale analogice. Pentru micșorarea numărului de componente, în multe cazuri, se apelează la o partajare în timp a canalului, denumită multiplexare (chiar dacă achiziția numai poate avea loc simultan). Operația inversă se numește demultiplexare. Operația de multiplexare/demultiplexare analogică necesită dispozitive de comutare care să direcționeze semnalul util pe un canal dorit. În varianta sa cea mai simplă, un multiplexor analogic poate fi asimilat cu un comutator rotativ $k = 2^n$ cu poziții sau cu un ansamblu $k = 2^n$ de comutatoare, dintre care numai unul este închis, în timp ce toate celelalte sunt deschise, comandat de un sistem logic care permite cuplarea uneia din intrări la ieșire (Fig.4.17). Deoarece comutatoarele sunt bilaterale, rezultă că un multiplexor analogic poate fi utilizat și ca demultiplexor analogic, prin simpla schimbare a sensului [5].

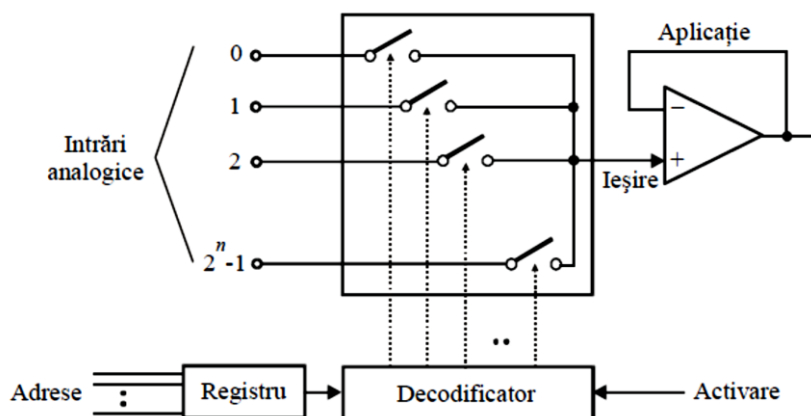


Fig.4.17 Structura unui multiplexor analogic [5].

Principiul multiplexării în timp este ilustrat în figura 4.18 [6]. Cele trei semnale, $x^A(t)$, $x^B(t)$ și $x^C(t)$, care se transmit pe același canal fizic prin multiplexare în timp, modulează în amplitudine trenuri de impulsuri. În cazul general, *purtătoarele utilizate în cele trei procese de modulație sunt decalate în timp, astfel încât impulsurile modulate în amplitudine nu se suprapun.*

În schema din figura 4.18, realizarea *multiplexării intrărilor analogice/numerice (MuxIA/IN)* la emisie și selecția canalelor la recepție se realizează cu comutatoare electronice

sinfazice. Perioada T se împarte în n intervale egale, n fiind numărul de semnale care trebuie multiplexate [6]. Fiecare semnal se transmite distinct într-un astfel de interval, sub forma unor impulsuri modulate în amplitudine. Lățimea impulsurilor τ (intervalul de timp cât comutatorul stă pe o poziție) se alege sensibil mai mică decât T/n . În aceste condiții, pe linia fizică de comunicație, impulsurile aferente semnalelor care se transmit „simultan” se succed întrețesut, fără a se interfera. La recepție, după separarea semnalelor MuxIA/IN aferente celor trei canale, extragerea semnalelor de bază se face cu ajutorul filtrelor trece jos.

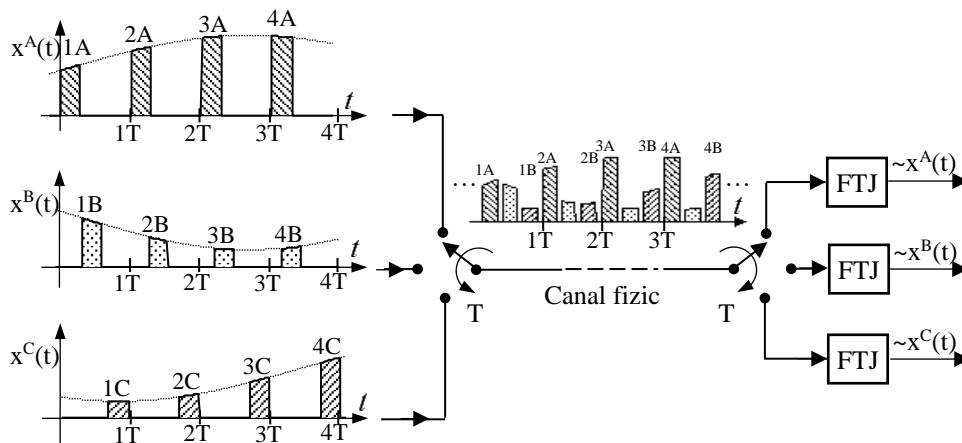


Fig.4.18 Principiul multiplexării în timp [6].

4.5.3. Circuite de eșantionare/memorare (CEM)

4.5.3.1. Funcționarea unui CEM

Procesul de **eșantionare și reținere/memorare** („Sample & Hold”) se definește ca fiind menținerea valorii amplitudinii eșantionului prelevat din mărimea de intrare până la următoarea eșantionare. Aceasta face ca forma de undă să capete un aspect de semnal în trepte.

Funcțional un CEM (Fig.4.19) reprezintă un bloc care sub acțiunea unui semnal de comandă, u_c , realizează două operații [4]:

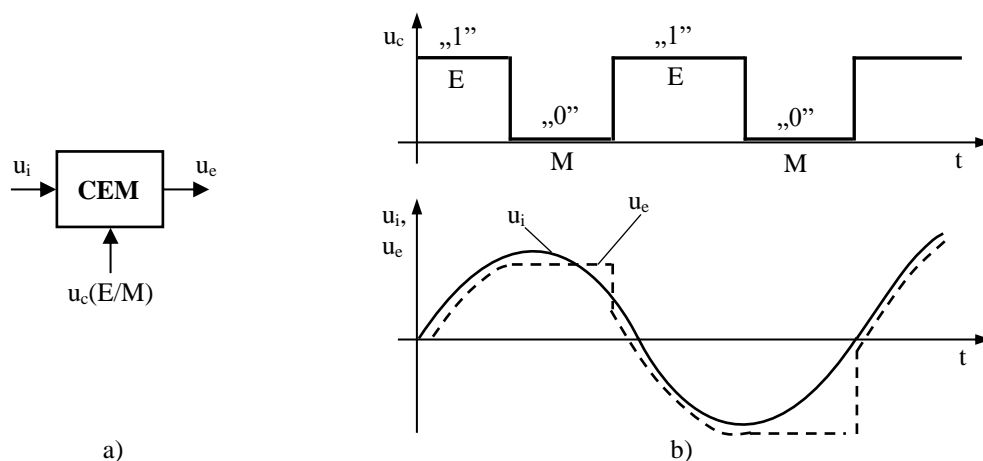


Fig.4.19 Circuite de eșantionare-memorare:
a - reprezentare simbolică; b - diagrama semnalelor.

- **eșantionarea** – adică prelevarea unor eșantioane (valori instantanee) din semnalul aplicat la intrarea sa, la intervale egale de timp (în acest caz eșantionarea este autorizată de nivelul logic „1” al semnalului de comandă);
- **memorarea** - adică reținerea valorii instantanee prelevate din semnalul de intrare în momentul trecerii semnalului de comandă la valoarea corespunzătoare nivelului logic „0”.

CEM memorează valoarea semnalului de intrare la acest moment. Această valoare este menținută la ieșire pe toată durata stării de memorare (M) impusă de semnalul de comandă, interval de timp care trebuie să fie cel puțin egal cu timpul de conversie care depinde de caracteristicile convertorului analog/numeric CAN.

De regulă revenirea semnalului de comandă la starea logică „1”, pentru prelevarea unui nou eșantion, este comandată de CAN la sfârșitul procesului de conversie.

Schema echivalentă a unui CEM, așa cum este prezentată în figura 4.20 conține un comutator și un condensator.

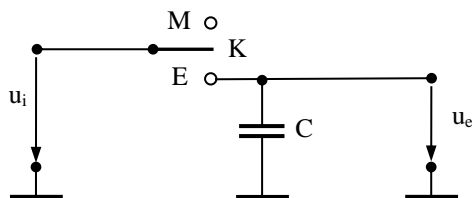


Fig.4.20 Schema echivalentă a unui CEM.

Starea de eșantionare corespunde poziției închis a comutatorului K, iar condensatorul C se încarcă urmărind tensiunea de intrare u_i care se va regăsi și la ieșire.

La primirea comenzii de memorare, comutatorul K se deschide iar tensiunea de ieșire rămâne la valoarea din momentul respectiv, valoare a tensiunii la care este încărcat condensatorul C.

În procesul de eșantionare/memorare, semnalul de ieșire din CEM poate prezenta abateri față de semnalul de intrare, atât ca valoare prelevată, cât și în timp prin apariția unor întâzieri. Aceste abateri conduc la apariția unor erori în semnalul de ieșire față de semnalul de intrare.

Astfel, circuitele de eșantionare-memorare sunt caracterizate printr-o serie de parametri grupați în mai multe caracteristici [5], [4]:

1) Caracteristici de urmărire (pe durata eșantionării), așa cum apare în figura 4.21:

- eroarea staționară - reprezintă abaterea de la amplificarea unitară sau de la cea specificată prin datele de catalog;
- eroarea de decalaj - reprezintă valoarea ieșirii pentru o tensiune de intrare nulă;
- timpul de stabilire - reprezintă intervalul de timp necesar pentru atingerea valorii dorite a ieșirii, cu o toleranță maximă specificată;

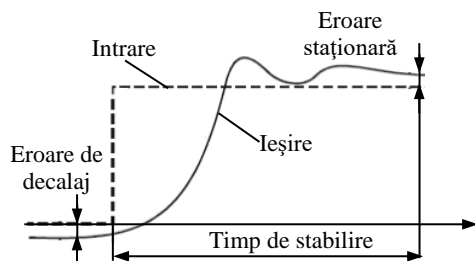


Fig.4.21 Caracteristici de urmărire [5].

2) Caracteristici de tranziție eșantionare-memorare, pe durata t_{EM} , (Fig.4.22):

- timpul de apertură, t_{ap} , este timpul măsurat din momentul comenzii stării de memorare M și momentul începerii stabilizării tensiunii de ieșire [4] (intervalul de timp dintre comanda de memorare și momentul efectiv al comutării circuitului în regim de memorare [5]). Acest timp ia valori de la 2...200 μs în raport de circuitele digitale ale circuitului de comandă [4];

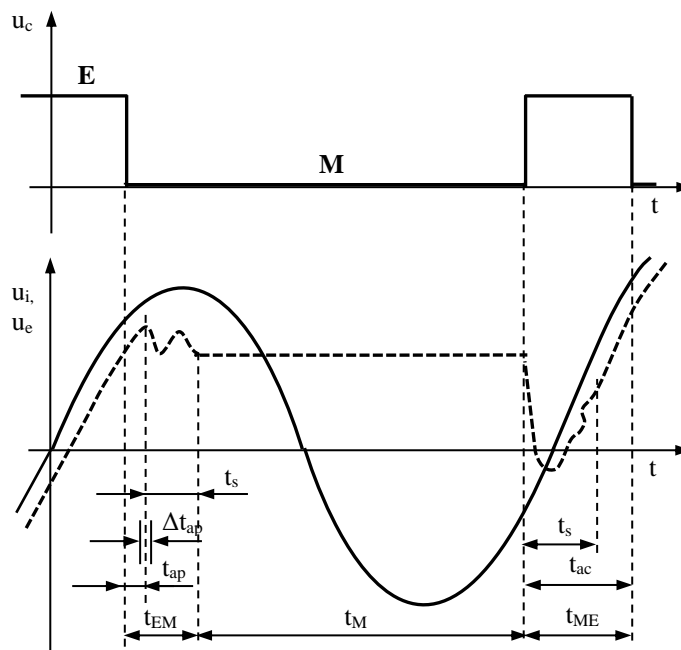


Fig.4.22 Diagrama de semnal pentru operarea unui CEM [4].

➤ *incertitudinea (variația) timpului de apertură*, Δt_{ap} , - reprezintă variația timpului de deschidere a comutatorului regimului de eșantionare-memorare, după primirea comenzii de memorare. Această instabilitate introduce erori a căror valoare maximă este [4]:

$$\varepsilon_{\max} = \left. \frac{du_i}{dt} \right|_{\max} \cdot \Delta t_{ap} \quad (4.1)$$

Achiziția de date, pentru a fi funcțională, trebuie să satisfacă condiția [4]:

$$\varepsilon_{\max} \leq \frac{U_{\max}}{2^n}, \quad (4.2)$$

unde $\frac{U_{\max}}{2^n}$ reprezintă rezoluția absolută a convertorului analog-numeric, U_{\max} (sau U_{cs} - tensiunea la capăt de scală) fiind valoarea maximă a tensiunii de la intrarea CAN, iar n numărul de biți ai secvenței binare de la ieșirea CAN. Pentru un CAN de rezoluție dată, instabilitatea timpului de apertură limitează superior frecvența semnalului de intrare u_i , astfel pentru un semnal sinusoidal de forma $u_i = U_{i\max} \sin \omega t$, viteza maximă de variație a tensiunii de intrare se obține pentru:

$$U_{i\max} = U_{\max} \cdot \quad (4.3)$$

Condiția (4.2) devine:

$$\frac{U_{\max}}{2^n} = \omega \cdot U_{\max} \cdot \Delta t_{ap},$$

respectiv

$$\omega \leq \frac{1}{2^n \Delta t_{ap}} \quad (4.4)$$

Din (4.5) se poate determina frecvența maximă a tensiunii de intrare ce poate fi achiziționată respectând (4.3):

$$f \leq \frac{1}{2^{n+1} \cdot \pi \cdot \Delta t_{ap}}; \quad (4.5)$$

- eroarea de decalaj la memorare - este determinată, în principal, de comutarea târzie a circuitului de memorare și a regimului tranzitoriu de încărcare a condensatorului de memorare;
- 3) Caracteristici de memorare, în intervalul t_M , (Fig.4.23):**

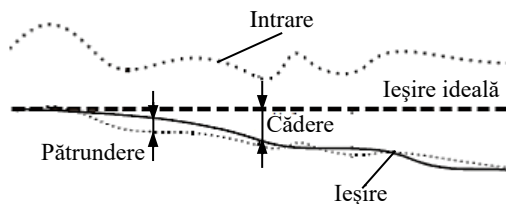


Fig.4.23 Caracteristici de memorare [5].

- *căderea* - reprezintă tendința de scădere a nivelului de la ieșire față de cel ideal, datorită descărcării condensatorului de memorare;
- *pătrunderea* - caracterizează influența intrării asupra ieșirii, datorată imperfecțiunilor circuitelor de comutare analogică;

4) Caracteristici de comutare memorare-eșantionare, pe durata t_{ME} , (Fig.4.22):

- *timpul de achiziție*, t_{ac} , este intervalul de timp delimitat de momentul primirii comenzii de eșantionare și momentul în care tensiunea de ieșire din CEM diferă față de cea de intrare cu mai puțin de $\frac{1}{2}$ din rezoluția absolută a CAN [4]. Un alt enunț ar fi : „este intervalul minim necesar de eșantionare, pentru a se obține o tensiune de ieșire dorită, egală cu semnalul aplicat la intrare cu o toleranță dată” [5]. Timpul de achiziție are valori mai mari de 15 ns și trebuie să fie mai mic decât durata impulsului de eșantionare pentru ca prelevarea eșantioanelor să se facă corect [4]. Este o caracteristică importantă a unui CEM, deoarece limitează frecvența de eșantionare;
- *timpul de stabilire la tranziția memorare-eșantionare* - reprezintă intervalul de timp dintre comutarea propriu-zisă și atingerea unei valori a ieșirii corespunzătoare intrării, cu o toleranță maximă specificată.

4.5.3.2. Modelul temporal al semnalului eșantionat

Dacă se consideră că eșantionarea s-ar face efectiv printr-un întrerupător, atunci el ar realiza modulația naturală a impulsurilor în amplitudine (MIA-N), lățimea τ a impulsurilor fiind egală cu intervalul de timp când întrerupătorul este închis. În realitate, elementul de eșantionare trebuie să extragă valoarea semnalului la momentul discret kT_e , ceea ce ar impune condiția ca intervalul τ când întrerupătorul este închis să tindă spre zero. Pentru analiza teoretică, se consideră că durata impulsurilor este nulă și că „mărimea” impulsului este evaluată prin suprafața sa. Procesul de eșantionare poate fi tratat teoretic, ca o operație de modulație a unei distribuții delta periodice de către un semnal $x(t)$, așa cum se prezintă în figura 4.24 [6].

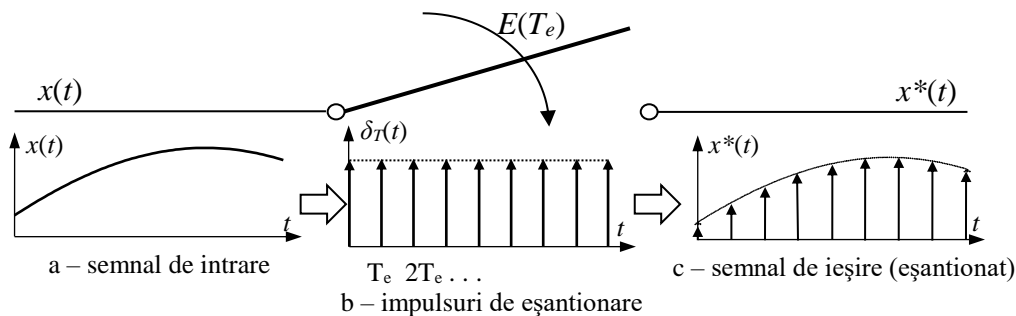


Fig.4.24 Procesul de eșantionare.

Deci, eșantionarea unui semnal analogic poate fi privită ca produsul dintre semnalul respectiv $x(t)$ și un semnal periodic format din impulsuri Dirac $\delta_{T_e}(t)$, rezultând semnalul discret $x^*(t)$, așa cum se arată în figura 4.25.

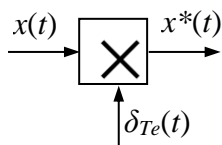


Fig.4.25 Modulația distribuției delta periodice.

Deci:

$$x^*(t) = x(t) \cdot \delta_{T_e}(t), \quad (4.6)$$

unde:

$$\delta_{T_e}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t - kT_e). \quad (4.7)$$

Se poate scrie următoarea relație [6]:

$$x^*(t) = x(t) \cdot \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t - kT_e) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(t) \cdot \delta(t - kT_e), \quad (4.8)$$

sau

$$x^*(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(kT_e) \cdot \delta(t - kT_e). \quad (4.9)$$

Relațiile (4.6) și (4.9) reprezintă modelele temporale ale semnalului eșantionat.

4.5.3.3. Modelul frecvențial al semnalului eșantionat. Teorema lui Shannon

Transformata Fourier a unei funcții $f(t)$ este definită ca fiind:

$$\mathcal{F}\{f(t)\} = F(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) \cdot e^{-j\omega t} \cdot dt, \quad (4.10)$$

unde pulsația $\omega = 2\pi f = 2\pi/T$ (f din punct de vedere conceptual reprezintă frecvența fundamentalei căreia îi corespunde perioada T , t având o dimensiune temporală).

În cazul unui semnal analogic transformata Fourier reprezintă caracteristica spectrală a acestuia (amplitudinea și faza semnalelor de diferite frecvențe care compun semnalul analizat).

Într-o serie de cazuri, cunoscând caracteristica spectrală a unui semnal, se poate reconstitui semnalul original în domeniul timp:

$$\mathcal{F}^{-1}\{f(t)\} = f(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F(\omega) \cdot e^{j\omega t} \cdot d\omega. \quad (4.11)$$

Transformata Fourier a unui impuls de tip Dirac este dată de relația:

$$\mathcal{F}\{\delta(t)\} = \delta(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) \cdot e^{-j\omega t} \cdot dt = 1. \quad (4.12)$$

Una dintre proprietățile de bază ale transformatei Fourier este așa numita *convoluție în frecvență* care se enunță astfel: dacă $h(t)=f(t) \cdot g(t)$, atunci

$$H(\omega) = \frac{1}{2\pi} F(\omega) * G(\omega). \quad (4.13)$$

Se notează cu $X(\omega)=\mathcal{F}\{x(t)\}$ caracteristica spectrală a semnalului $x(t)$, reprezentată schematic în figura 4.26, a.

Transformata Fourier a semnalului eșantionat $x^*(t)$, al cărui model matematic este exprimat prin relația (4.8), utilizând proprietatea (4.13), se scrie:

$$X^*(\omega) = \mathcal{F}\{x^*(t)\} = \mathcal{F}\{x(t) \cdot \delta_{T_e}(t)\} = \frac{1}{2\pi} \cdot [X(\omega) * \mathcal{F}\{\delta_{T_e}(t)\}]. \quad (4.14)$$

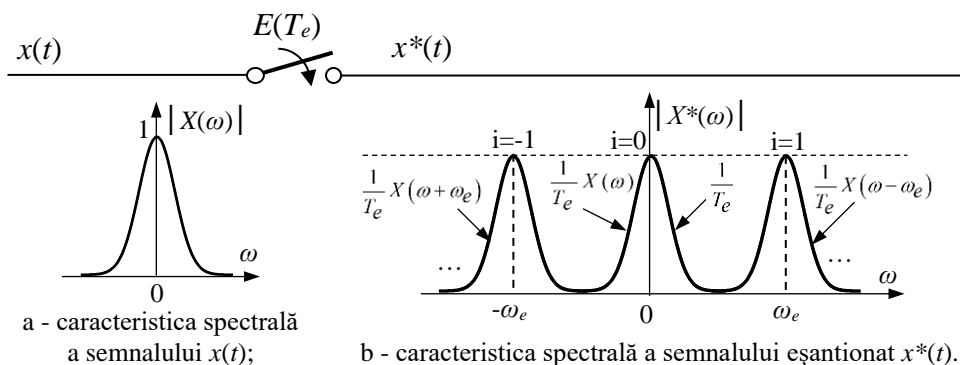


Fig.4.26 Caracteristici spectrale [6].

Pentru a calcula transformata Fourier a funcției delta periodic (a trenului de impulsuri) se va scrie această funcție sub forma unei serii Fourier [6]:

$$\delta_{T_e}(t) = \frac{1}{T_e} \sum_{k=-\infty}^{\infty} e^{jk\omega_e t}. \quad (4.15)$$

unde $\omega_e = 2\pi/T_e$ este frecvența (pulsția) de eșantionare.

Astfel, se poate scrie că:

$$\begin{aligned} \delta_{\omega_e}(\omega) &= \mathcal{F}\{\delta_{T_e}(t)\} = \mathcal{F}\left\{\frac{1}{T_e} \sum_{k=-\infty}^{\infty} e^{jk\omega_e t}\right\} = \frac{1}{T_e} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \mathcal{F}\{e^{jk\omega_e t}\} = \\ &= \frac{1}{T_e} \sum_{k=-\infty}^{\infty} 2\pi \cdot \delta(\omega - k\omega_e) = \frac{2\pi}{T_e} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(\omega - k\omega_e) = \omega_e \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(\omega - k\omega_e) \end{aligned} \quad (4.16)$$

Relația (4.16) permite rescrierea relației (4.14) sub forma [6]:

$$\begin{aligned} X^*(\omega) &= \frac{1}{2\pi} X(\omega) * [\delta_{\omega_e}(\omega)] = \frac{\omega_e}{2\pi} \left[X(\omega) * \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(\omega - k\omega_e) \right] = \\ &= \frac{1}{T_e} \cdot \sum_{k=-\infty}^{\infty} X(\omega) * \delta(\omega - k\omega_e) \end{aligned}, \quad (4.17)$$

respectiv:

$$X^*(\omega) = \frac{1}{T_e} \cdot \sum_{k=-\infty}^{\infty} X(\omega - k\omega_e). \quad (4.18)$$

Caracteristica spectrală a semnalului eșantionat, $X^*(\omega)$, este periodică, de perioadă $\omega_e = 2\pi/T_e$, așa cum se prezintă în figura 4.26, b.

Dacă frecvența de eșantionare, ω_e , nu este corect aleasă, în sensul că are o valoare prea mică, se constată un fenomen de suprapunere în frecvență ("aliasing" în limba engleză, « repliement en fréquence » în limba franceză) așa cum este ilustrat în figura 4.27 [6]. În acest caz, reconstrucția semnalului $x(t)$ din eșantioanele sale, $x^*(t)$, nu este posibilă.

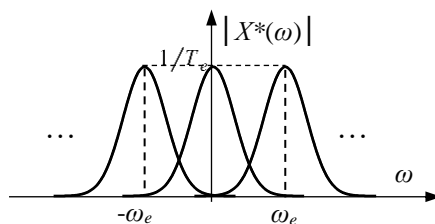


Fig.4.27 Suprapunerea spectrală [6].

Teorema lui Shannon (sau a eșantionării) afirmă faptul că: „Orice semnal $x(t)$, care are o bandă de frecvență limitată (banda nu este infinită), este complet definit (univoc determinat) prin eșantioanele sale $\{x(kT_e)\}$, dacă perioada de eșantionare, T_e , îndeplinește condiția (Nyquist):

$$T_e \leq \frac{1}{2f_M} \tag{4.19}$$

unde f_M este frecvența maximă a spectrului semnalului (eșantionat)” [6].

Fie semnalul $x(t)$ având frecvența maximă a caracteristicii spectrale, ω_M , finită (Fig.4.28, a) și $x^*(t)$ semnalul eșantionat cu perioada de eșantionare T_e . Pentru ca semnalul $x(t)$ să fie reconstruit, pornind de la $x^*(t)$, este necesar ca frecvența de eșantionare să fie cel puțin dublul frecvenței maxime ω_M ($\omega_e \geq 2\omega_M$) așa cum este ilustrat în figura 4.28, b.

În cazul limită în care $\omega_e = 2\omega_M$, componentele spectrale $X(\omega - k \omega_e)$ sunt alipite (Fig.4.29).

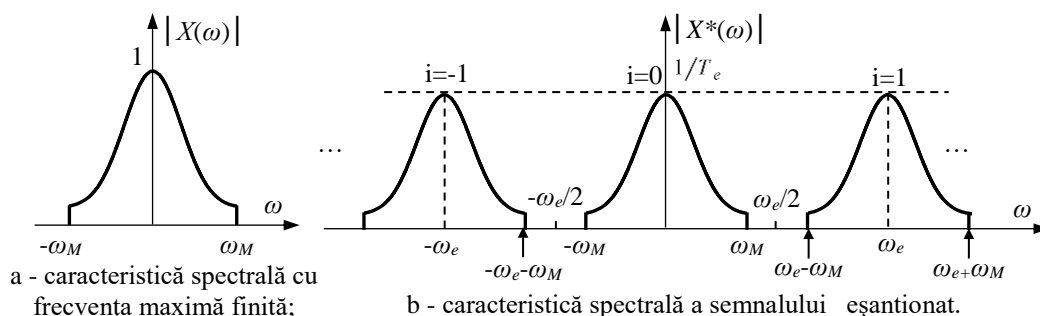


Fig.4.28 Ilustrarea teoremei lui Shannon.

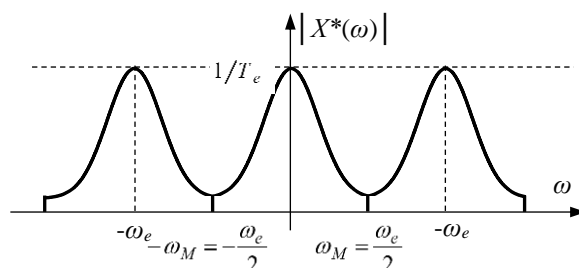


Fig.4.29 Situația limită când $\omega_e = 2\omega_M$.

Semnalele reale nu au caracteristici spectrale limitate în frecvență. În scopul evitării distorsionării semnalului reconstituit datorită suprapunerii în frecvență, susceptibilă să apară din cauza componentelor spectrale ne semnificative de frecvențe ridicate ($\omega_e > \omega_M$), se folosește deseori un „filtru trece jos” anti-aliasing. Acest filtru, plasat la intrarea eșantionatorului elimină componentele nedorite de frecvență $\omega_e > \omega_e/2$. El nu este necesar dacă frecvența maximă conținută în caracteristica spectrală este net inferioară lui $\omega_e/2$.

4.5.3.4. Tipuri constructive de CEM

Una dintre cele mai simple scheme de principiu pentru un CEM (Fig.4.30) conține două amplificatoare operaționale (AO), un condensator (C) ca element de memorare și un comutator electronic (CE) pentru a comanda stările de eșantionare (E) și de memorare (M).

Cele două amplificatoare operaționale AO_1 și AO_2 , în montaj de repetor, asigură o impedanță de intrare mare, respectiv o impedanță de ieșire mică. Ca urmare a acestui fapt condensatorul C se încarcă rapid pe durata de eșantionare, ceea ce asigură un timp de achiziție redus. În intervalul de timp de memorare are loc o descărcare foarte lentă a condensatorului C, ceea ce conduce la o scădere a tensiunii eșantionate, dar de valori reduse.

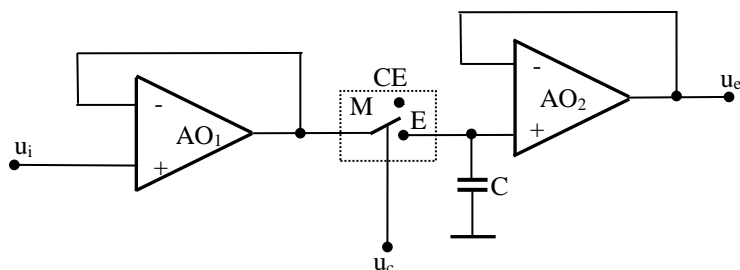


Fig.4.30 Schema de principiu a unui CEM cu un comutator.

Pentru reducerea influenței curentului de polarizare al AO₂ asupra tensiunii la bornele condensatorului C, atunci când comutatorul electronic CE este deschis, se poate utiliza o schemă cu două comutatoare ca și cea din figura 4.31.

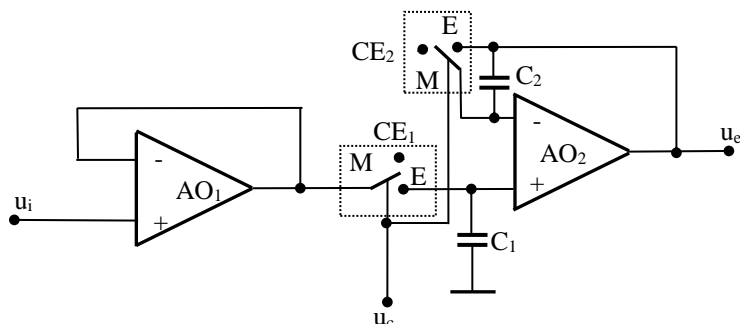


Fig.4.31 Schema de principiu a unui CEM cu două comutatoare.

Pentru eșantionare se comandă închiderea celor două comutatoare, schema funcționând ca și cea din figura 4.30. Pentru starea de memorare se deschid cele două comutatoare, condensatoarele ($C_1=C_2=C$) fiind parcurse de curenți de polarizare egali.

În această situație modificarea tensiunii de ieșire este:

$$\frac{du_e}{dt} = \frac{1}{C} (I_B^+ - I_B^-) = 0, \quad (4.20)$$

adică tensiunea de ieșire rămâne constantă.

Totuși va exista o alterare a tensiunii de ieșire din CEM, datorită faptului că cei doi curenți de polarizare diferă prin curentul de decalaj. Se impune ca această scădere a tensiunii de ieșire să nu depășească valoarea corespunzătoare pentru $\frac{1}{2}$ LSB (bitul cel mai nesemnificativ al cuvântului rezultat în urma conversiei CAN).

Micșorarea erorii de decalaj se poate realiza cu o schemă cu reacție globală (Fig.4.32).

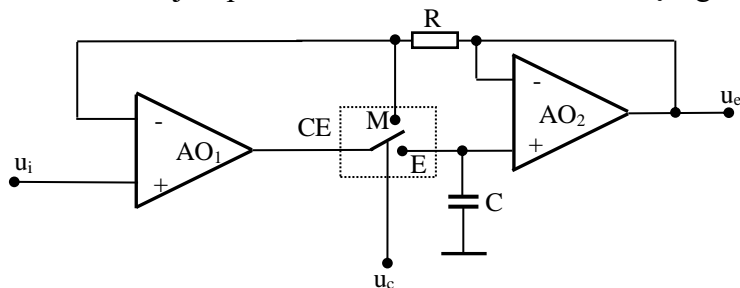


Fig.4.32 Schema de principiu a CEM cu reacție globală.

Cele două amplificatoare operaționale AO₁ și AO₂ sunt introduse într-o buclă de reacție globală ce elimină practic erorile de decalaj produse de AO₂. În starea de memorare, cele două amplificatoare sunt în conexiune repetitoare, rezistența R având rolul de a prelua diferența de tensiune dintre intrare și ieșire.

Una dintre schemele de CEM, cu o mare utilizare este cea prezentată în figura 4.33. Condensatorul de memorare este montat în reacția amplificatorului operațional AO₂, formând împreună cu R₂ un circuit integrator. În starea de eșantionare, tensiunea de ieșire tinde spre valoarea:

$$U_e = -\frac{R_2}{R_1} U_i, \quad (4.21)$$

constanta de timp de încărcare a condensatorului C fiind:

$$\tau = R_1 C. \quad (4.22)$$

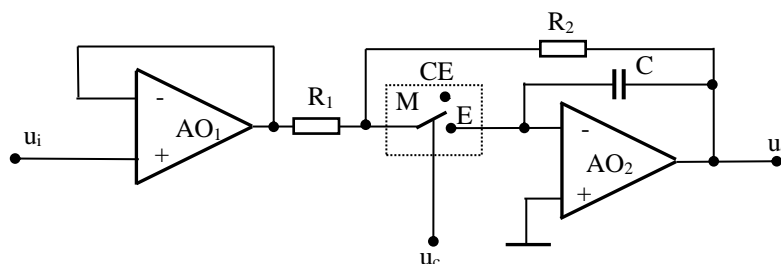


Fig.4.33 Schema de principiu a unui CEM cu integrator.

4.5.4 Circuite de conversie analogică/numerică

4.5.4.1. Cuantificarea semnalului (digitizarea)

Cuantificarea unui semnal reprezintă stabilirea de valori numerice pentru valoarea dată a semnalului analogic.

Dacă se folosesc n biți se obțin 2^n nivele. Prin cuantificare fiecare valoare a fiecărui eșantion va avea asociată o valoare binară pe n biți. Cu cât n este mai mare, cu atât acuratețea evaluării semnalului este mai bună.

Un pas de cuantificare se definește cu relația:

$$q = \frac{V_{cmax} - V_{cmin}}{2^n - 1}, \quad (4.23)$$

unde V_{cmax} și V_{cmin} reprezintă valoarea maximă, respectiv minimă a semnalului de intrare, valori care definesc domeniul maxim de tensiuni admis la intrarea CAN. Deci, pasul de cuantificare (*cuanta*) reprezintă variația minimă a mărimii de intrare, care produce două tranziții succesive ale secvenței binare de ieșire și care reprezintă și *rezoluția absolută* exprimată în valori ale mărimii de intrare.

Procesul de cuantificare (Fig.4.34, a) introduce o anumită eroare, eroarea de cuantificare, definită ca fiind diferența între valoarea reală a semnalului analogic și valoarea binară asociată.

Eroarea de cuantificare (Fig.4.34, b) poate fi dată atât de procesul de eșantionare și reținere (valoarea eșantionului curent este menținută ca valoare pentru semnal până la următoarea eșantionare), cât și de procesul de cuantificare, care mărește sau reduce valoarea eșantionată după cum dictează reprezentarea digitală.

Influența erorii de cuantificare este cu atât mai semnificativă cu cât amplitudinile semnalelor de intrare sunt mai reduse în raport cu valoarea maximă admisă la intrarea în CAN.

Printre soluțiile de reducere a erorii de cuantificare se numără și:

- creșterea numărului de biți alocați reprezentării unui eșantion, număr care este de obicei de 8 sau 12 biți, rar utilizându-se un număr mai mare;
- soluția adaptivă (Fig.4.35) este folosirea combinată a tehnicilor de compresie și expandare, tehnică numită *companding*. Înaintea cuantificării, semnalul este distorsionat, în sensul că partea sa care prezintă valori mari este compresată după o anumită lege, iar la receptor, când se reface semnalul original, aceste intervale sunt expandate corespunzător aceleși legi.

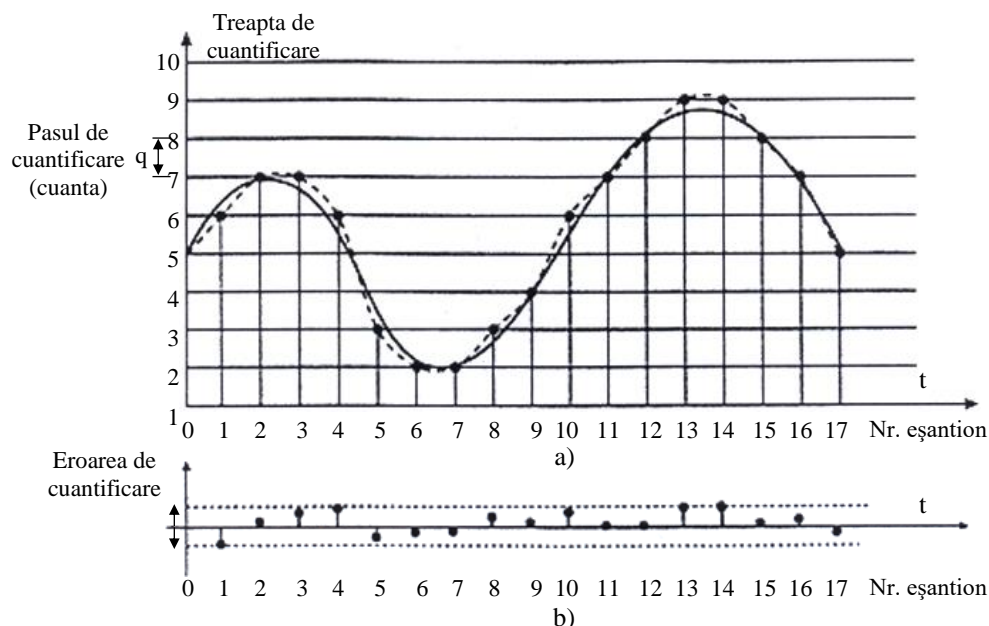


Fig.4.34 Procesul de cuantificare:
a – trepte de cuantificare; b – eroarea de cuantificare.

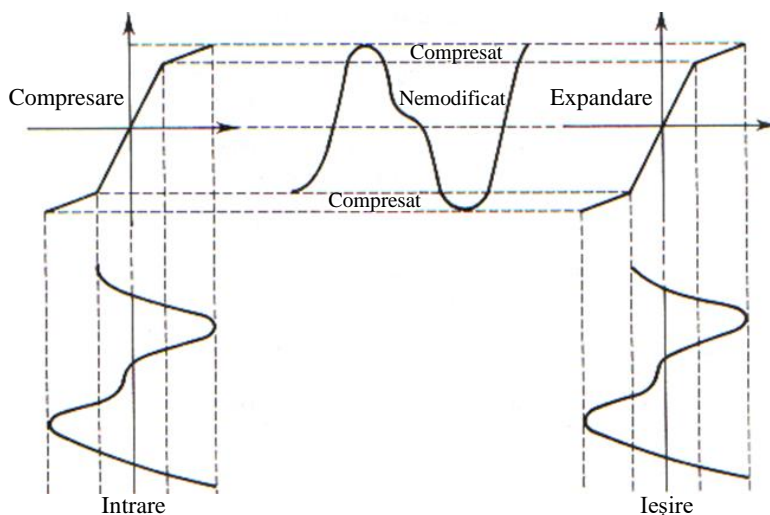


Fig.4.35 Ilustrarea soluției adaptive pentru reducerea erorii de cuantificare.

4.5.4.2. Conversoare analog-numeric (CAN)

Conversoarele analog-numeric (CAN) reprezintă elementele principale în cadrul sistemului de conversie analog-numerică. Ele transformă un semnal analogic prezent la intrarea sa într-unul digital. Mărimea numerică de la ieșire este reprezentată printr-o secvență binară de n biți.

Caracteristica statică de transfer a unui CAN are forma unei funcții în trepte. Un CAN liniar are lățimea și înălțimea treptelor egale (Fig.4.36).

LSB sau bitul cel mai puțin semnificativ (“Least Significant Bit”) este definit ca fiind incrementul minim de tensiune pe care CAN îl poate converti.

FS (“Full Scale”) reprezintă domeniul de variație al intrării ($V_{cmax} - V_{cmin}$). Dacă FS pentru semnalul de intrare este de 10 V, atunci LSB pentru un CAN pe trei biți este: $10/(2^3)=1,25$ V. Pentru un CAN pe 12 biți, valoarea LSB este: $10/(2^{12}) = 2,44$ mV.

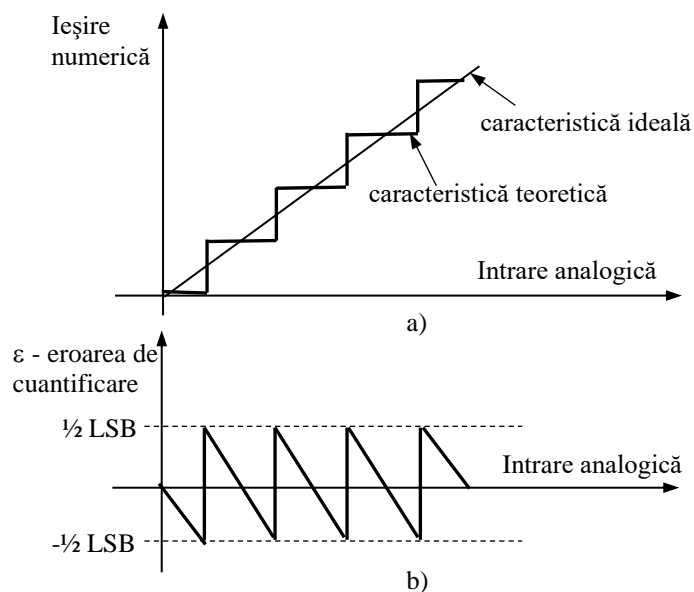


Fig.4.36 a - Caracteristica de transfer; b - Eroarea de cuantificare.

Deoarece valorile tensiunii de intrare corespund valorii numerice de ieșire numai pentru punctele mediane ale intervalelor de cuantificare, aceeași eroare nu depășește valorile $\pm 1/2$ LSB.

Caracteristica ideală corespunde cazului în care numărul de biți al semnalului numeric de ieșire $n \rightarrow \infty$, adică convertorul nu are eroare de cuantizare.

Din punct de vedere funcțional CAN pot fi clasificate în:

- CAN cu comparație directă;
- CAN cu conversie intermediară în interval de timp (cu integrare) sau în interval de frecvență;
- CAN cu conversie mixtă.

CAN cu comparație directă realizează conversia prin compararea permanentă a tensiunii de intrare cu o tensiune de referință.

După modul în care se prezintă tensiunea de referință, există:

- CAN cu comparație simultană;
- CAN cu comparație succesivă.

A. CAN cu comparație simultană (de tip paralel – “flash”)

Acest tip de CAN realizează comparația simultană a semnalului de intrare cu un set de nivele fixe echidistante diferite printr-o cuantă. Elementele componente de bază constau în:

- circuit divizor multiplu de tensiune;
- set de circuite comparatoare;
- circuit codificator bazat pe prioritate.

Nivelele fixe sunt obținute cu o rețea divizoare de rezistențe de mare precizie, căreia i se aplică o tensiune de referință U_R egală cu valoarea la cap de scală U_{cs} a tensiunii de intrare (Fig.4.37).

Toate comparatoarele la care tensiunea de intrare u_i este mai mare decât tensiunea de comparație respectivă, vor avea starea "1" iar celelalte starea "0". Astfel la ieșirea comparatoarelor se obține un șir de stări logice $00\dots 0111\dots 1$, care reprezintă raportul u_i/U_R . Dacă ieșirea numerică este reprezentată de n biți, vor exista 2^n rezistențe și $2^n - 1$ comparatoare.

CAN de tip paralel se caracterizează prin valori foarte reduse ale timpilor de conversie (zeci de ns), dar prezintă dezavantajul unui preț ridicat, dat de necesitatea fabricării de rezistențe cu

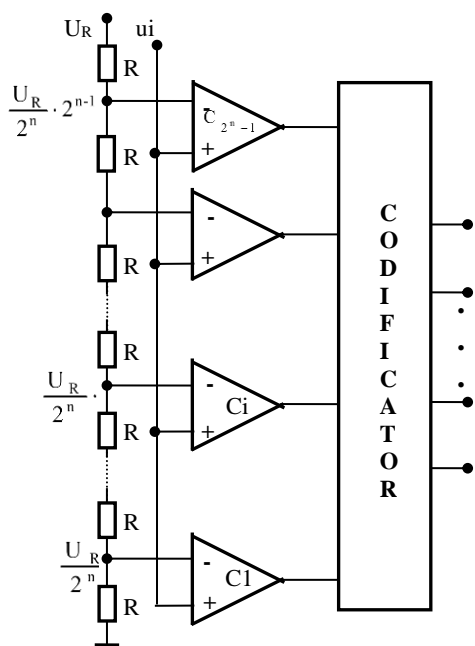


Fig.4.37 CAN paralel.

valori foarte precise și a creșterii exponențiale a numărului de componente odată cu creșterea numărului de biți folosiți la conversie.

B. CAN cu simplă rampă

Face parte din categoria convertoarelor cu comparație succesivă. Relativ simplu, dar lent, timpul de conversie depinzând liniar de numărul de biți pentru cuantificare

Este compus din trei sub-blocuri (Fig.4.38):

- numărător binar;
- convertor numeric-analogic, CNA;
- comparator analogic, C;
- generator de tact (ceas), GT.

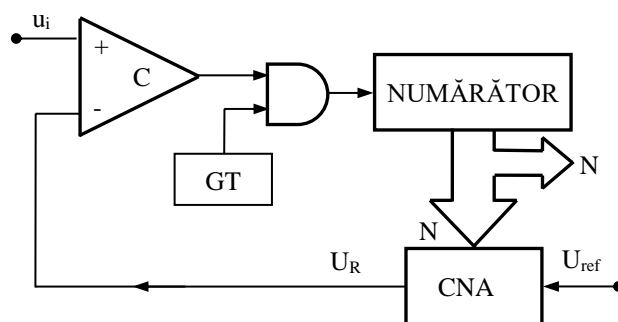


Fig.4.38 Schema de principiu al unui CAN cu simplă rampă.

Convertorul operează astfel:

- numărătorul este resetat;
- cât timp tensiunea pe borna pozitivă a comparatorului U_+ este mai mare decât cea de pe borna negativă U_- , numărătorul binar este incrementat;
- când U_+ este egal cu U_- numărătorul este oprit, iar codul binar echivalent (rezultatul conversiei) este disponibil la ieșire.

C. CAN cu aproximații succesive

Acest tip de convertor face parte din categoria CAN cu comparație succesivă. Cel mai comun, bazat pe 8 sau 12 biți și conține următoarele elemente de bază:

- convertor numeric-analogic, CNA;
- comparator analogic, C;
- modul cu logică de control, MLC;
- registru pentru aproximațiile succesive, RAS.

Schema de principiu al convertorului este prezentată în figura 4.39.

➤

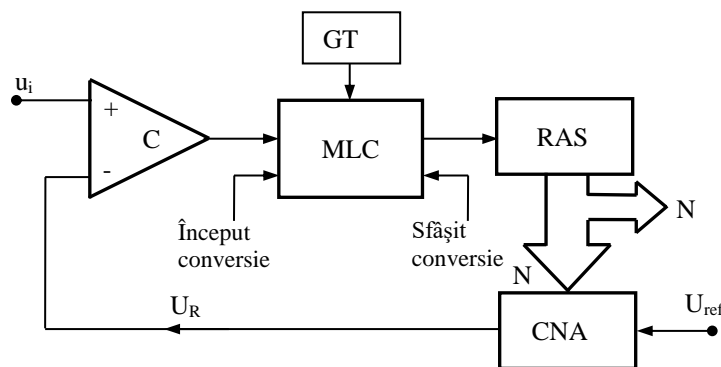


Fig.4.39 Schema de principiu al unui CAN cu aproximatii succesive.

Principiul de funcționare constă într-un șir de operații de comparare, între tensiunea de intrare u_i și o tensiune de referință U_R , ce se desfășoară într-un număr de etape egal cu numărul n de biți ai numărului N de la ieșirea convertorului, astfel [4]:

- în fiecare etapă se decide ce valoare corespunde bitului b_i de rang „ i ”;
- cele n comparații succesive sunt realizate de comparatorul C în ritmul impus de un generator de tact GT (ceas);
- registrul de aproximări succesive RAS conține n circuite basculante bistabile ce pot fi poziționate în diferite moduri în raport de tensiunea de la ieșirea comparatorului. Acest dispozitiv conduce convertorul numeric analogic CNA , a cărui tensiune de ieșire U_R reprezintă numărul binar N existent la intrarea sa.
- Modificarea tensiunii U_R pe durata unei conversii prezintă următoarele aspecte [4]: primul salt al tensiunii U_R este egal cu jumătate din valoarea domeniului maxim a tensiunii de intrare, U_{max} ;
- variația la un moment dat a tensiunii U_R este jumătate din variația suferită la tactul precedent;
- tensiunea U_R scade sau crește după cum $u_i < U_R$, respectiv $u_i > U_R$.

Tensiunea de intrare, u_i , poate fi scrisă sub forma:

$$u_i = U_R \frac{b_1 2^{n-1} + b_2 2^{n-2} + \dots + b_n 2^0}{2^n}. \quad (4.24)$$

Biții b_1, b_2, \dots, b_n se obțin în urma comparației dintre tensiunea U_R generată de CNA și u_i . Rezultatul acestei comparații se materializează în valorile 0 sau 1 pentru fiecare bit:

- în prima etapă se compară u_i cu $U_R = \frac{U_{max}}{2}$. Dacă $u_i > \frac{U_{max}}{2}$, rezultă valoarea celui mai semnificativ bit $b_1 = 1$;

➤ în etapa a doua se compară u_i cu $b_1 \cdot \frac{U_{\max}}{2} + \frac{U_{\max}}{2^2}$ pentru a se decide valoarea celui de-al doilea bit b_2 . Dacă de exemplu $b_1 \cdot \frac{U_{\max}}{2} + \frac{U_{\max}}{2^2}$ rezultă $b_2 = 0$;

➤ comparațiile continuă până la obținerea bitului b_n de semnificație minimă.

Acest tip de CAN este tipul cel mai utilizat în sistemele de achiziție a datelor. Conversia necesită doar n pași, iar valorile tipice ale timpului de conversie sunt de ordinul μs .

Sunt ieftine, relativ precise și rapide. Eroarea de conversie depinde de exactitatea CAN și de sensibilitatea comparatorului. Principalul dezavantaj al acestui tip de CAN îl reprezintă slaba rejecție a semnalelor perturbatoare.

D. CAN cu integrare (cu dublă rampă)

Acest tip de convertor face parte din categoria convertoarelor cu conversie intermediară a tensiunii de intrare într-un interval de timp.

Convertorul conține următoarele componente de bază:

- comutator (K);
- circuit integrator format din amplificatorul operațional A, rezistența R și condensatorul C;
- circuit detector de trecere prin zero realizat cu comparatorul C;
- numărător binar reversibil (N);
- circuit de memorare realizat cu bistabile de tip „latch” (L);
- circuite de control (CC);
- generatorul de tact (GT).

În figura 4.40 se prezintă schema funcțională de principiu a unui astfel de convertor.

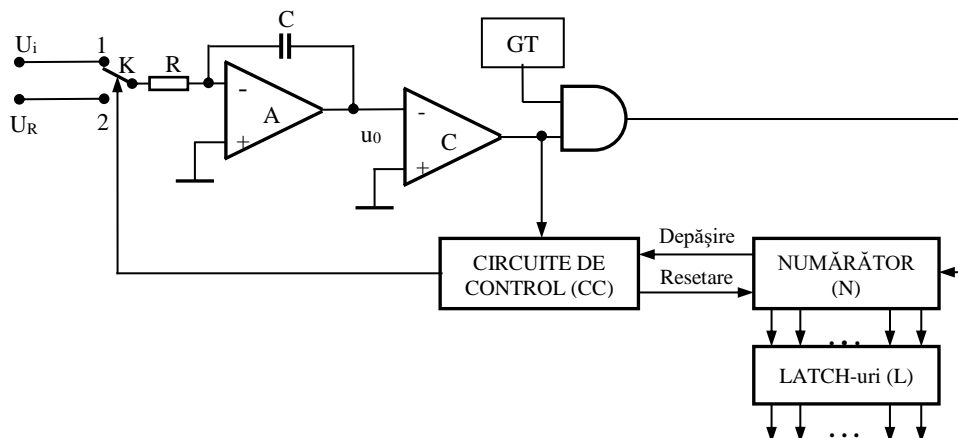


Fig.4.40 Schema de principiu al unui CAN cu dublă integrare.

Operarea convertorului (conversia) are loc în două etape, fiind controlată de dispozitivul de control CC în ritmul impulsurilor de tact oferite de generatorul GT:

1) **În prima etapă**, CC resetează numărătorul N și trece comutatorul K pe poziția 1, astfel încât la intrarea integratorului se aplică tensiunea de intrare U_i care începe să fie integrată. Comparatorul C prezintă la ieșirea sa un nivel ridicat ceea ce permite incrementarea numărătorului N, pentru fiecare impuls cu frecvența f_0 (dictată de GT), până la capacitatea maximă N_{\max} . Integrarea tensiunii de intrare U_x se face pe durata T_1 cât are loc încărcarea numărătorului până la valoarea maximă (N_{\max}). Incrementarea numărătorului având loc la frecvența f_0 rezultă că:

$$T_1 = \frac{N_{\max}}{f_0}, \quad (4.25)$$

iar tensiunea u_0 la ieșirea integratorului, care variază liniar, este la sfârșitul acestui interval:

$$U_0 = -\frac{1}{RC} \int_0^t U_i dt = -\frac{U_i}{RC} t \Big|_0^{T_1} = -\frac{U_i}{RC} T_1 = -\frac{U_i \cdot N_{\max}}{RC \cdot f_0}. \quad (4.26)$$

După timpul T_1 , la încărcarea cu un nou impuls a numărătorului, numărătorul indică depășire (semnal “overflow” activ), este resetat (adus la valoarea zero) și circuitele de control comută comutatorul K pe poziția 2, conectând astfel intrarea negativă a integratorului la tensiunea de referință U_R . În acest moment s-a încheiat etapa de integrare a tensiunii de intrare;

2) **Comutatorului K** este comutat pe poziția a doua și începe etapa de integrare a tensiunii de referință U_R . Pe durata integrării, dispozitivul de control menține accesul impulsurilor de frecvență f_0 la intrarea numărătorului astfel încât acesta se incrementează din nou. Tensiunea la ieșirea integratorului va începe să scadă liniar:

$$u_0(t) = U_0 - \frac{1}{RC} \int_0^t U_R dt = U_0 - \frac{U_R}{RC} t. \quad (4.27)$$

Integrarea tensiunii de referință are loc un interval de timp T_2 , până când circuitul comparator sesizează la ieșirea integratorului aceeași tensiune ca la începutul conversiei (care de regulă este egală cu zero) așa cum se prezintă în figura 4.41, a și b. Comparatorul generează la ieșire o valoare coborâtă, care stopează numărătorul (Fig.4.41). Tensiunea la ieșirea integratorului fiind nulă, rezultă:

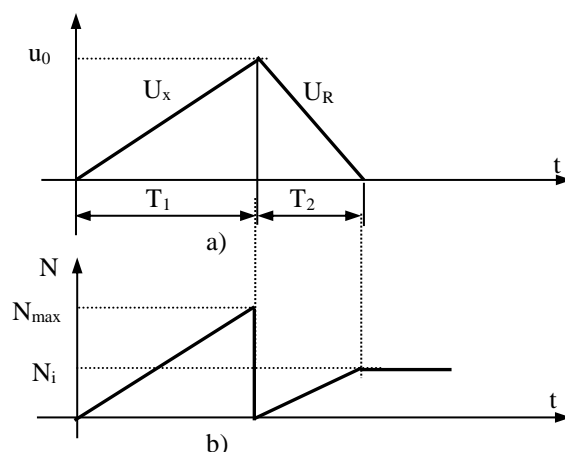


Fig.4.41 Explicativ la funcționarea unui CAN cu dublă integrare:
a - diagrama tensiunii; b - variația conținutului numărătorului.

$$U_0 - \frac{U_R T_2}{RC} = 0 \Rightarrow T_2 = \frac{U_0 RC}{U_R} = \frac{\left(-\frac{U_i \cdot N_{\max}}{RC \cdot f_0} \right) RC}{U_R} = \frac{U_i}{U_R} \frac{N_{\max}}{f_0}. \quad (4.28)$$

În această etapă (T_2), numărătorul N fiind incrementat în ritmul impus de frecvența de ceas f_0 până la conținutul N_i , pentru durata T_2 rezultă următoarea valoare:

$$T_2 = \frac{N_i}{f_0}. \quad (4.29)$$

Din egalitatea relațiilor (4.28) și (4.29) rezultă valoarea N_i conținută în numărătorul N la sfârșitul conversiei, reprezentând echivalentul numeric al semnalului analogic de la intrare, și anume:

$$N_i = \frac{U_i}{U_R} N_{\max}. \quad (4.30)$$

Rezultă că pentru ca efectele integrării celor două tensiuni să fie de sens opus, este necesar ca acestea să aibă polarități diferite, ceea ce reprezintă o limitare majoră.

În concluzie, aceste CAN se caracterizează prin:

- rezoluție înaltă, dar viteză de conversie modestă;
- cost mai ridicat decât un CAN cu aproximații succesive;
- utilizare în special în construirea aparatelor de măsură;
- puțin sensibil la zgomot sau la modificările semnalului de ceas.

4.5.4.3. Ansamblul CEM - CAN

Operația de conversie analog-numerică este precedată de operația de eșantionare a tensiunii de intrare și de memorarea eșantioanelor generate pe durata conversiei. *Operația de eșantionare-memorare nu este necesară dacă semnalele ce se măsoară sunt lent variabile și pe durata conversiei analog numerice nu există variații ale semnalului de intrare mai mari decât rezoluția convertorului*, adică dacă panta maximă de variație a tensiunii de intrare u_i îndeplinește condiția [4]:

$$\left. \frac{du_i}{dt} \right|_{\max} \leq \frac{U_{\max}}{2^n \cdot T_c}, \tag{4.31}$$

unde $\frac{U_{\max}}{2^n}$ este rezoluția CAN, iar T_c este timpul de conversie.

Pentru o tensiune de intrare sinusoidală, frecvența maximă pe care o poate avea este:

$$f_{\max} = \frac{2^{(um)}}{\pi T_c}. \tag{4.32}$$

Modul de comandă al ansamblului CEM-CAM depinde de tipul celor două componente ale ansamblului (Fig.4.42).

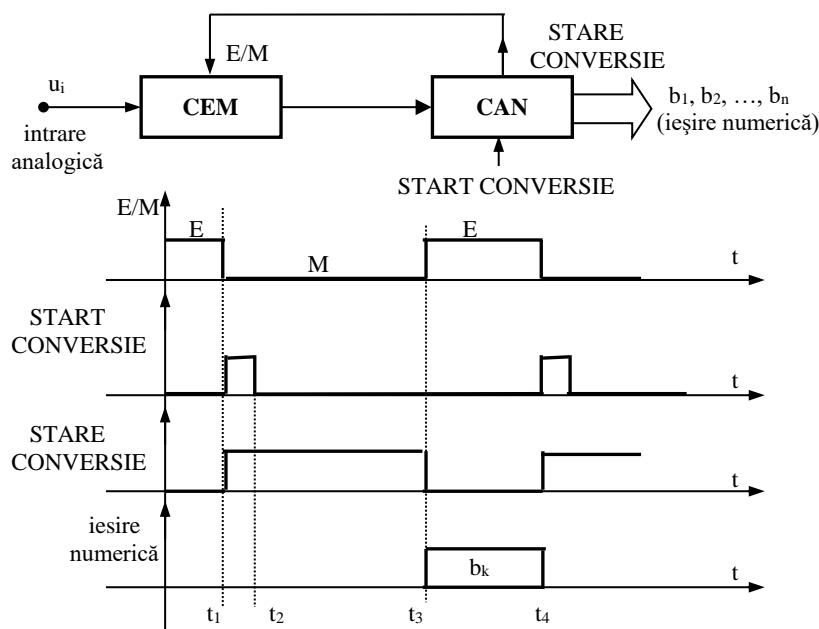


Fig.4.42 Ansamblul CEM-CAN.

Semnalul de comandă de esantionare si memorare (E/M) se aplică la intrarea logică de comandă a CEM. Semnalele de comandă ale CAN sunt [4]:

- START CONVERSIE care permite declanșarea proceselor de conversie pe fronturile crescătoare ale impulsului de comandă;
- STARE CONVERSIE care indică prin nivelul logic „1” efectuarea de către CAN a unei conversii, iar prin frontul coborâtor sfârșitul conversiei. Pentru realizarea conversiei analog-numerică se dă comanda START CONVERSIE la momentul t_1 .

La apariția impulsului corespunzător acestei comenzi, ieșirea STARE CONVERSIE trece din starea “0” în starea “1”, determinând comutarea CEM din starea de eșantionare în cea de memorare. Tensiunea la ieșirea CEM se stabilizează în intervalul $t_1 \div t_2$, iar din momentul t_2 corespunzător sfârșitului impulsului START CONVERSIE, începe conversia propriu-zisă în CAN. La sfârșitul conversiei, ieșirea STARE CONVERSIE revine din nou în starea “0”, determinând comutarea CEM din starea de memorare în starea de eșantionare (momentul t_3). Din acest moment tensiunea de ieșire din CEM va urmări evoluția tensiunii de intrare până la apariția unui nou impuls corespunzător comenzii START CONVERSIE, iar biții rezultați din conversie se încarcă la ieșirea convertorului. Timpul de conversie T_c al CAN este delimitat de momentele t_2 și t_3 .

Este necesar ca $t_4 - t_3 \geq t_{ac}$, unde t_{ac} este timpul de achiziție al CEM, iar $t_2 - t_1 = t_{ap} + t_s$, unde t_{ap} este timpul de apertură iar t_s este timpul de stabilizare al CEM.

Pentru ansamblul CEM-CAN, se precizează perioada minimă de achiziții care reprezintă intervalul de timp minim între momentele de prelevare a două eșantioane succesive:

$$T_{ac\ min} = t_{ap} + t_s + T_c + t_{ac} . \tag{4.33}$$

Frecvența maximă de eșantionare va fi deci :

$$f_{emax} = \frac{1}{T_{acmin}} , \tag{4.34}$$

iar frecvența maximă a semnalului de intrare (conform teoremei eșantionării) va fi :

$$f_{max} = \frac{f_{emax}}{2} . \tag{4.35}$$

4.5.5 Circuite de conversie numerică/analogică

Circuitul care realizează această funcție este Convertorul Numeric/Analogic (CNA), care la intrare prezintă o mărime numerică (digitală) și generează pe baza ei o ieșire continuă (analogică).

Tensiunea de la ieșire, U_e , se constituie ca o sumă de componente de tensiune, fiecare componentă fiind dublul alteia:

$$U_e = U_{ref} \cdot \left(\frac{b_1}{2} + \frac{b_2}{4} + \dots + \frac{b_n}{2^n} \right) . \tag{4.36}$$

Performanța convertorului este dată de numărul de eșantioane ce pot fi procesate și numărul de biți folosiți la conversie.

4.5.5.1. CNA cu rezistențe ponderate

Principiul de funcționare este bazat pe un circuit amplificator operațional sumator (Fig.4.43).

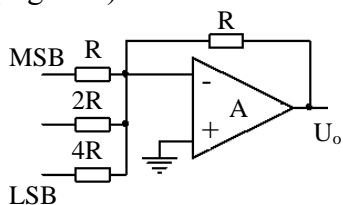


Fig.4.43 Principiul CNA cu rezistențe ponderate.

Fiecare rezistor de intrare are o valoare dublă față de rezistorul anterior. Intrările prezintă mărimi (ponderate) care depind de rezistoarele aferente.

Rezistorul R, care este cel de valoare minimă, afectează bitul cel mai semnificativ MSB și trebuie să prezinte precizie maximă. Dacă numărul de biți folosiți n este mare, convertorul devine nepractic, deoarece crește numărul de rezistoare de precizie (de valori R, 2R, 3R ...), deci apar dificultăți în procesul de integrare. Valoarea tensiunii analogice de la ieșire se obține cu relația:

$$U_e = -(U_R + 0,5U_{2R} + 0,25U_{4R} + 0,125U_{8R} + \dots), \tag{4.37}$$

unde U_R reprezintă tensiunea de referință.

4.5.5.2. CNA cu rețea de rezistențe R-2R

Funcționarea acestui convertor se bazează pe utilizarea unor rezistori cu valori similare ceea ce reprezintă un avantaj pentru integrare (Fig.4.44).

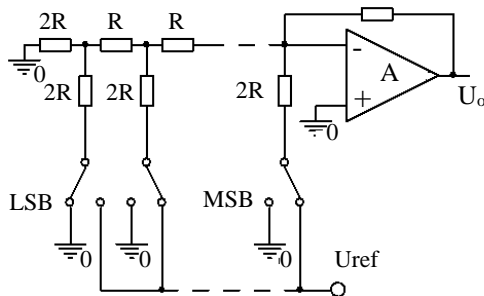


Fig.4.44 Schema de principiu al unui CNA cu rețea de rezistențe R-2R.

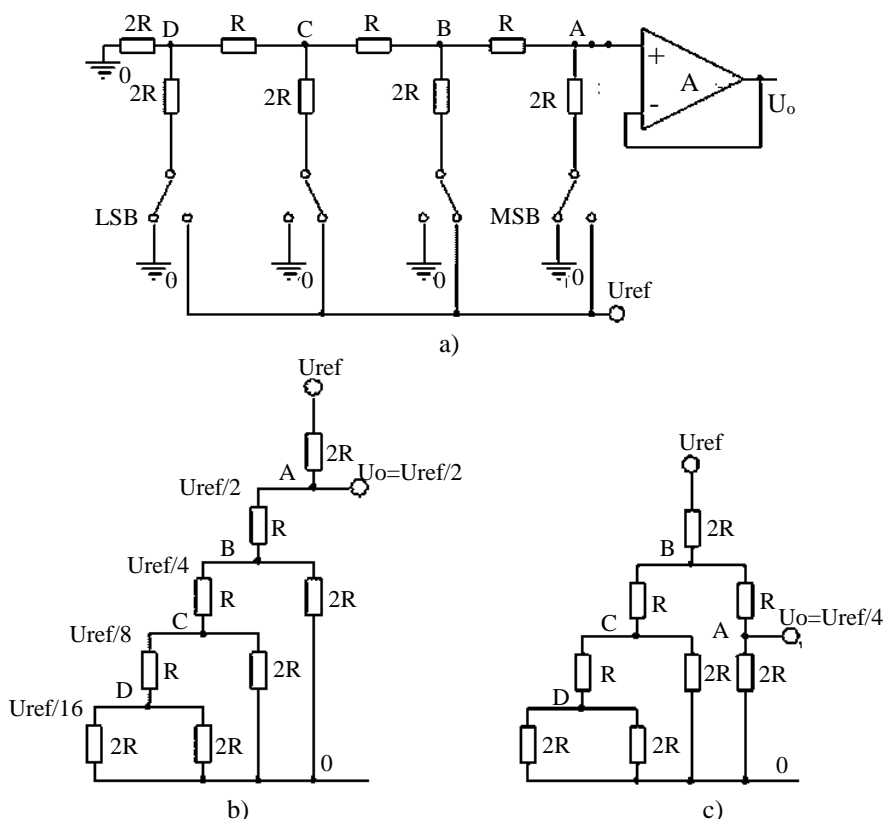


Fig.4.45 Explicativ la modul de operare a unui CNA cu rețea de rezistențe R-2R, pe 4 biți: a – schema echivalentă pentru valoarea 1000; b – schema echivalentă pentru secvența 0100.

Convertorul operează parcurgând următorii pași:

- când bitul k este 1, comutatorul corespunzător este conectat la tensiunea de referință U_{ref} ;
- când bitul k este 0, comutatorul corespunzător este conectat la masă (GND).

Dacă se presupune că toate liniile cu excepția uneia sunt conectate la masă, se constată că:

- linia conectată la U_{ref} va genera un curent ce va circula către intrarea invertoare a amplificatorului operațional;
- acest curent este înjumătățit la fiecare nod al rețelei de rezistențe;
- contribuția fiecărei intrări este dată de poziția bitului aferent în cadrul configurației binare.

Astfel, pentru convertorul de 4 biți din figura 4.45, a, schema electrică din figura 4.46, b corespunde unei secvențe pe 4 biți (începând cu MSB) având valoarea binară 1000 (numai comutatorul corespunzător MSB este ON), în timp ce schema din figura 4.46, c corespunde valorii 0100 (numai comutatorul corespunzător penultimului bit este ON).

BIBLIOGRAFIE

- [1]. R. Tîrnovan, I. Vadan, H. Bălan, A. Botezan, Protecții prin relele în sistemele electroenergetice. Ed. UT. PRESS Cluj-Napoca, 2008, ISBN 978-973-662-376-9.
- [2]. SIEMENS *SIMATIC. Catalog ST 52.3*, 1994.
- [3]. R.A. Cox, Technician's Guide to PROGRAMABLE CONTROLLERS. Second edition, Delmar Publishers Inc., U.S.A., 1989.
- [4]. 2.4. Conversia Analog – Numerică a Semnalelor, http://www.academia.edu/11636880/2_4.Conversia_Analog-numerică_a_semnalelor
- [5]. Costin Ștefănescu, Nicolae Cupcea, Electronică Aplicată – Sisteme Inteligente Hardware - Software de Măsurare și Control, București, 2003.
- [6]. Emil Ceangă, Iulian Munteanu, Antoneta Bratcu, Mihai Culea, Semnale, circuite și sisteme. Partea I: Analiza semnalelor, Editura ACADEMICA, Galați, 2001, ISBN 973-8316-16-2.

5. ALGORITMI DE PRELUCRARE NUMERICĂ CARACTERISTICI RELEELOR DIGITALE

În timpul funcționării normale a releelor digitale, algoritmi de prelucrare numerică (de extragere a caracteristicilor, a parametrilor semnalelor electrice) procesează în mod continuu datele prelevate prin achiziționarea mărimilor instantanee: tensiuni și curenți. Folosind eșantioane secvențiale, algoritmi utilizați pot extrage informații despre valorile măsurate, cum ar fi amplitudinea și unghiul de fază. Defectele, sau alte situații apărute în funcționarea SEE, pot fi determinate prin compararea valorilor măsurate cu setările impuse.

De exemplu pentru un generator sincron se consideră necesară supravegherea/identificarea următoarelor situații în ceea ce privește mărimile electrice din sistem:

- creșterea/scăderea tensiunii.
- valoarea maximă a tensiunii, la creșterea acesteia.
- creșterea/scăderea frecvenței;
- creșterea curentului;
- sensul de circulație a puterii.
- creșterea componentei de secvență inversă a curentului.

Determinarea caracteristicilor mărimilor electrice (conținut în armonici, amplitudine, valoare efectivă, fază, frecvență etc.) supravegheate în cadrul protecției (curenți și tensiuni), se realizează cu ajutorul unor algoritmi de prelucrare a semnalului numeric pe baza cărora se elaborează un set de programe soft de procesare digitală a semnalului. Mărimile astfel prelucrate servesc pentru dezvoltarea algoritmilor soft prin care se implementează funcțiile de protecție, automatizare etc.

Între algoritmi generali incluși echipamentului de protecție digitală (numerică) se regăsesc următorii:

- filtrarea numerică a mărimilor de intrare analogice pentru rejecția componentei continue și a armonicilor de ordin superior până la ordinul N , prezente în spectrul tensiunilor și curenților prelucrați de echipament. Atât armonicile superioare cât și componenta aperiodică nerejectate pot conduce la înrăutățirea preciziei de măsurare;
- filtrarea numerică a mărimilor de intrare numerice pentru eliminarea fenomenelor tranzitorii de vibrații ale contactelor de intrare în echipament;
- calculul cu precizia impusă a valorilor efective ale mărimilor analogice de intrare. Alegerea metodei de calcul a mărimilor efective și a diverselor defazaje se face în baza următoarelor criterii:
 - ✓ precizie;
 - ✓ timp de răspuns corespunzător pentru prelucrarea în timp real;
 - ✓ simplitatea metodei.

5.1. ALGORITMI BAZAȚI PE UNDE SINUSOIDALE NEDEFORMATE

Mărimile de intrare, achiziționate de către releul digital (curenți și tensiuni), sunt considerate ca fiind sinusoidale dar afectate de componente continue (aperiodice) și de armonici superioare. Aceste mărimi de intrare pot fi caracterizate prin valoarea medie, valoarea efectivă, valoarea maximă (valoarea de vârf – amplitudinea), faza precum și frecvența componentei fundamentale.

Se consideră că tensiunea și curentul sunt de forma:

$$\begin{cases} v(t) = \hat{V} \sin(\omega t + \varphi_v) \\ i(t) = \hat{I} \sin(\omega t + \varphi_i) \end{cases}; \quad (5.1)$$

unde:

- \hat{V}, \hat{I} reprezintă amplitudinea tensiunii, respectiv a curentului măsurat;
- $\omega = 2\pi f$ este pulsația semnalului, iar f frecvența acestuia;
- φ_v, φ_i reprezintă faza tensiunii, respectiv a curentului în raport cu o aceeași referință;
- $\varphi = \varphi_v - \varphi_i$ este defazajul dintre curent și tensiune.

Derivatele de ordin unu și doi se exprimă prin relațiile:

$$v'(t) = \omega \hat{V} \cos(\omega t + \varphi_v); \quad (5.2)$$

$$i'(t) = \omega \hat{I} \cos(\omega t + \varphi_i); \quad (5.3)$$

$$v''(t) = -\omega^2 \hat{V} \sin(\omega t + \varphi_v); \quad (5.4)$$

$$i''(t) = -\omega^2 \hat{I} \sin(\omega t + \varphi_i). \quad (5.5)$$

În acest subcapitol, se prezintă cei mai utilizați algoritmi, bazați pe tensiuni și curenți sinusoidali, algoritmi care utilizează pentru determinarea parametrilor semnalelor de intrare două sau trei valori eșantionate consecutive.

Se utilizează următoarele notații:

- Δt intervalul de timp măsurat între două eșantioane succesive;
- indicele „k” desemnează eșantionul cu numărul k, prelevat la momentul $t_k = k \cdot \Delta t$, măsurat de la începutul achiziției semnalului.

Pentru semnalul $x(t)$, valoarea instantanee (eșantionul) la momentul t_k se scrie:

$$x_k = x(t_k) = \hat{X} \sin(\omega t_k + \varphi_x) = \hat{X} \sin[\omega(k\Delta t) + \varphi_x], \quad (5.6)$$

Astfel, în figura 5.1 este exemplificat modul de prelevare a eșantioanelor pentru semnalele descrise prin (5.1) și (5.2).

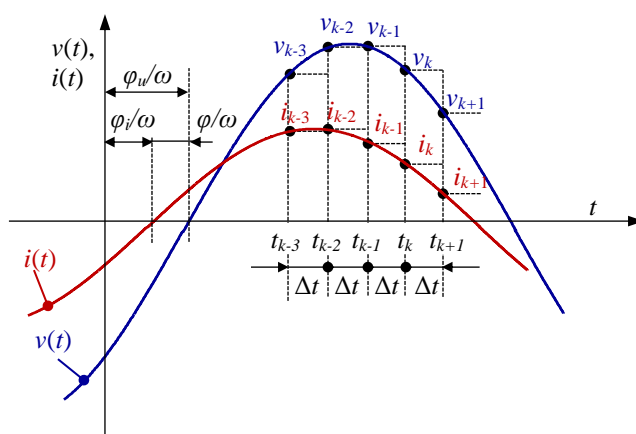


Fig.5.1 Explicativ la notațiile din relația (5.6).

În literatura de specialitate există mai mulți algoritmi de calcul, caracteristica comună a acestor algoritmi constă în utilizarea valorilor instantanee, la anumite momente de eșantionare, fără proprietăți integratoare, în ipoteza că mărimile de proces sunt constituite numai din unda fundamentală sinusoidală.

În continuare se notează cu $v(t)$ tensiunea de fază instantanee.

5.1.1. Algoritmul Mann – Morrison

Algoritmul Mann-Morrison tratează prelucrarea semnalelor într-o manieră foarte simplă. Pentru realizarea unei estimări a parametrilor semnalului de intrare se utilizează trei valori eșantionate consecutive (Fig.5.1) începând cu indexul „k-1”. Dacă se consideră că atât tensiunea cât și curentul își păstrează forma sinusoidală și după apariția defectului

(scurtcircuitului de exemplu) atunci amplitudinea și faza semnalelor pot fi determinate utilizând un număr limitat de eșantioane [1]. Condiția anterioară semnifică faptul că pe perioada analizării semnalelor atât frecvența cât și amplitudinea lor rămân constante [2].

Se consideră că tensiunea și curentul sunt de forma (5.1), (5.2). În acest caz, cele trei eșantioane de tensiune de fază prelevate pot fi exprimate prin relațiile:

$$v_{k-1} = v(t_{k-1}) = \hat{V} \sin(\omega t_{k-1} + \varphi_v) = \hat{V} \sin[\omega(k\Delta t) - \Delta t + \varphi_v]; \quad (5.7)$$

$$v_k = v(t_k) = \hat{V} \sin(\omega t_k + \varphi_v) = \hat{V} \sin[\omega(k\Delta t) + \varphi_v]; \quad (5.8)$$

$$v_{k+1} = v(t_{k+1}) = \hat{V} \sin(\omega t_{k+1} + \varphi_v) = \hat{V} \sin[\omega(k\Delta t) + \Delta t + \varphi_v], \quad (5.9)$$

relație în care se consideră că \hat{V} , ω și φ_u rămân constante pe durata studiată.

Presupunând că frecvența semnalului este cunoscută (impusă), fiind egală cu frecvența de bază f_0 , necunoscutele care trebuiesc determinate din relația (5.7) sunt amplitudinea (mărima maximă) și faza tensiunii.

Pentru determinarea celor două necunoscute sunt necesare două ecuații, astfel încât ecuațiile (5.7) i se adaugă încă una obținută prin derivarea relației (5.7):

$$v'_k = \omega \hat{V} \cos(\omega t_k + \varphi_v) \quad (5.10)$$

și

$$\cos(\omega t_k + \varphi_v) = \frac{v'_k}{\omega \hat{V}}, \quad (5.11)$$

A. Calculul amplitudinii

Combinând (5.7) cu (5.11) rezultă:

$$v_k = \hat{V} \sin(\omega t_k + \varphi_v) = \hat{V} \sqrt{1 - [\cos(\omega t_k + \varphi_v)]^2} = \hat{V} \sqrt{1 - \left(\frac{v'_k}{\omega \hat{V}}\right)^2} = \sqrt{\hat{V}^2 - \frac{(v'_k)^2}{\omega^2}}. \quad (5.12)$$

Din (5.12) se determină amplitudinea tensiunii:

$$\hat{V} = \sqrt{v_k + (v'_k/\omega)^2}. \quad (5.13)$$

Similar, utilizând relații de forma (5.7 - 12) se determină și amplitudinea curentului:

$$\hat{I} = \sqrt{i_k + (i'_k/\omega)^2}. \quad (5.14)$$

Relațiile (5.13) și (5.14) permit și determinarea impedanței:

$$Z = \sqrt{\frac{v_k + (v'_k/\omega)^2}{i_k + (i'_k/\omega)^2}}. \quad (5.15)$$

B. Calculul fazei

Relația (5.7) se împarte cu relația (5.10), astfel:

$$\frac{v_k}{v'_k} = \frac{\hat{V} \sin(\omega t_k + \varphi_v)}{\omega \hat{V} \cos(\omega t_k + \varphi_v)} = \frac{\text{tg}(\omega t_k + \varphi_v)}{\omega}, \quad (5.16)$$

respectiv

$$\varphi_v = \arctg\left(\omega \frac{v_k}{v'_k}\right) - \omega t_k. \quad (5.17)$$

Similar se determină faza curentului:

$$\varphi_i = \arctg\left(\omega \frac{i_k}{i'_k}\right) - \omega t_k. \quad (5.18)$$

Defazajul între tensiune și curent (respectiv faza impedanței) este dată de relația:

$$\varphi = \varphi_v - \varphi_i = \arctg\left(\omega \frac{v_k}{v'_k}\right) - \omega t_k - \arctg\left(\omega \frac{i_k}{i'_k}\right) + \omega t_k = \arctg\left(\omega \frac{v_k}{v'_k}\right) - \arctg\left(\omega \frac{i_k}{i'_k}\right). \quad (5.19)$$

Derivatele pot fi calculate numeric (cu diferențe finite) pentru o valoare medie:

$$v'_k = \frac{\frac{v_{k+1} - v_k}{\Delta t} + \frac{v_k - v_{k-1}}{\Delta t}}{2} = \frac{v_{k+1} - v_{k-1}}{2\Delta t}, \quad (5.20)$$

$$i'_k = \frac{i_{k+1} - i_{k-1}}{2\Delta t}. \quad (5.21)$$

Înlocuind derivatele, în relațiile (5.13), (5.14), (5.15), (5.17), (5.18) și (5.19), cu expresiile (5.20) și (5.21) rezultă:

$$\hat{V} = \sqrt{v_k + \left(\frac{v_{k+1} - v_{k-1}}{2\omega\Delta t}\right)^2}; \quad (5.22)$$

$$\hat{I} = \sqrt{i_k + \left(\frac{i_{k+1} - i_{k-1}}{2\omega\Delta t}\right)^2}; \quad (5.23)$$

$$Z = \sqrt{\frac{v_k + \left(\frac{v_{k+1} - v_{k-1}}{2\omega\Delta t}\right)^2}{i_k + \left(\frac{i_{k+1} - i_{k-1}}{2\omega\Delta t}\right)^2}}; \quad (5.24)$$

$$\varphi_v = \arctg\left[\omega \frac{v_k}{\left(\frac{v_{k+1} - v_{k-1}}{2\omega\Delta t}\right)}\right] - \omega t_k. \quad (5.25)$$

$$\varphi_i = \arctg\left[\omega \frac{i_k}{\left(\frac{i_{k+1} - i_{k-1}}{2\omega\Delta t}\right)}\right] - \omega t_k. \quad (5.26)$$

$$\varphi = \varphi_v - \varphi_i = \arctg\left[\omega \frac{v_k}{\left(\frac{v_{k+1} - v_{k-1}}{2\omega\Delta t}\right)}\right] - \arctg\left[\omega \frac{i_k}{\left(\frac{i_{k+1} - i_{k-1}}{2\omega\Delta t}\right)}\right]. \quad (5.27)$$

În final, decizia de comandă a acționării protecțiilor (de exemplu o protecție maximală de curent) nu se poate baza pe o singură estimare care implică numai trei eșantioane. Este necesară o supraveghere continuă, estimând amplitudinea și faza semnalului (fazorului), pentru a determina cu siguranță sensul de evoluție a fazorului. Astfel, decizia de declanșare trebuie bazată pe un număr suficient de mare de estimări care va duce la creșterea siguranței și a imunității la zgomote sau alte interferențe [2].

În tabelul 5.1 sunt sintetizate rezultatele acestui algoritm.

5.1.2. Algoritmii celor trei eșantioane

Acest algoritm reprezintă o extindere a algoritmului Mann-Morrison în care frecvența de această dată nu se mai consideră ca o constantă cunoscută aprioric [2], [3]. Modelul semnalului atașat acestui algoritm se scrie astfel:

Tabelul 5.1 Rezultatele algoritmului Mann-Morrison

Semnal/fazor	Eșantioane	Amplitudine	Fază
$v(t) = \hat{V} \sin(\omega t + \varphi_v)$	$v_{k-1} = \hat{V} \sin[\omega(t_k - \Delta t) + \varphi_v]$ $v_k = \hat{V} \sin[\omega(t_k) + \varphi_v]$ $v_{k+1} = \hat{V} \sin[\omega(t_k + \Delta t) + \varphi_v]$	$\sqrt{v_k + \left(\frac{v_{k+1} - v_{k-1}}{2\omega\Delta t}\right)^2}$	$\arctg \left[\omega \frac{v_k}{\left(\frac{v_{k+1} - v_{k-1}}{2\omega\Delta t}\right)} \right] - \omega t_k$
$i(t) = \hat{I} \sin(\omega t + \varphi_i)$	$i_{k-1} = \hat{I} \sin(\omega t_k - \Delta t + \varphi_i)$ $i_k = \hat{I} \sin[\omega(t_k) + \varphi_i]$ $i_{k+1} = \hat{I} \sin[\omega(t_k + \Delta t) + \varphi_i]$	$\sqrt{i_k + \left(\frac{i_{k+1} - i_{k-1}}{2\omega\Delta t}\right)^2}$	$\arctg \left[\omega \frac{i_k}{\left(\frac{i_{k+1} - i_{k-1}}{2\omega\Delta t}\right)} \right] - \omega t_k$
Z	-	$\sqrt{v_k + \left(\frac{v_{k+1} - v_{k-1}}{2\omega\Delta t}\right)^2}$ $\sqrt{i_k + \left(\frac{i_{k+1} - i_{k-1}}{2\omega\Delta t}\right)^2}$	$\arctg \left[\omega \frac{v_k}{\left(\frac{v_{k+1} - v_{k-1}}{2\omega\Delta t}\right)} \right] -$ $-\arctg \left[\omega \frac{i_k}{\left(\frac{i_{k+1} - i_{k-1}}{2\omega\Delta t}\right)} \right]$

$$v(t) = \hat{V} \sin(\omega t + \varphi_v) = \hat{V} \sin[(2\pi f)t + \varphi_v]. \quad (5.28)$$

Se consideră trei eșantioane consecutive începând cu indexul „k-1”, respectiv:

$$v_{k-1} = v(t_{k-1}) = \hat{V} \sin[2\pi f_k(t_k - \Delta t) + \varphi_v], \quad (5.29)$$

$$v_k = v(t_k) = \hat{V} \sin[2\pi f_k(t_k) + \varphi_v], \quad (5.30)$$

$$v_{k+1} = v(t_{k+1}) = \hat{V} \sin[2\pi f_k(t_k + \Delta t) + \varphi_v]. \quad (5.31)$$

Algoritmul permite scrierea a trei ecuații, plecând de la expresiile (5.29 - 31), ceea ce permite determinarea a trei necunoscute: frecvența semnalului, amplitudinea și faza lui.

A. Calculul frecvenței semnalului în studiu

Se fac următoarele notații:

$$\alpha = 2\pi f_k(t_k) + \varphi_v; \quad (5.32)$$

$$\beta = 2\pi f_k \Delta t. \quad (5.33)$$

Cu aceste notații se obțin următoarele egalități:

$$\alpha + \beta = 2\pi f_k(t_k) + \varphi_v + 2\pi f_k \Delta t = 2\pi f_k(t_k + \Delta t) + \varphi_v; \quad (5.34)$$

$$\alpha - \beta = 2\pi f_k(t_k) + \varphi_v - 2\pi f_k \Delta t = 2\pi f_k(t_k - \Delta t) + \varphi_v. \quad (5.35)$$

Astfel, suma $v_{k-1} + v_{k+1}$ se scrie:

$$\begin{aligned}
 & v_{k-1} + v_{k+1} = \\
 & = \hat{V} \sin[2\pi f_k(t_k - \Delta t) + \varphi_v] + \hat{V} \sin[2\pi f_k(t_k + \Delta t) + \varphi_v] = \hat{V} [\sin(\alpha - \beta) + \sin(\alpha + \beta)] =, \\
 & = \hat{V} (\sin \alpha \cos \beta - \sin \beta \cos \alpha + \sin \alpha \cos \beta + \sin \beta \cos \alpha) = 2\hat{V} \sin \alpha \cos \beta
 \end{aligned} \quad (5.36)$$

iar raportul

$$\frac{v_{k-1} + v_{k+1}}{2v_k} = \frac{2\hat{V} \sin \alpha \cos \beta}{2\hat{V} \sin \alpha} = \cos \beta = \cos(2\pi f_k \Delta t). \quad (5.37)$$

Din relația (5.37) rezultă:

$$f_k = \frac{\arccos\left(\frac{v_{k-1} + v_{k+1}}{2v_k}\right)}{2\pi\Delta t}. \quad (5.38)$$

B. Determinarea amplitudinii semnalului analizat

Frecvența fiind determinată se poate trece la calculul amplitudinii. Se scrie:

$$\sin(\alpha - \beta) \cdot \sin(\alpha + \beta) = \frac{\cos(-2\beta) - \cos(2\alpha)}{2} = \sin^2 \alpha - \sin^2 \beta, \quad (5.39)$$

sau

$$\left[\hat{V} \sin(\alpha - \beta)\right] \cdot \left[\hat{V} \sin(\alpha + \beta)\right] = \left(\hat{V} \sin \alpha\right)^2 - \left(\hat{V} \sin \beta\right)^2, \quad (5.40)$$

adică

$$v_{k-1} \cdot v_{k+1} = v_k^2 - \left(\hat{V}\right)^2 \sin^2(2\pi f_k \Delta t). \quad (5.41)$$

Din relația (5.40) se determină amplitudinea tensiunii:

$$\hat{V} = \frac{\sqrt{v_k^2 - v_{k-1} \cdot v_{k+1}}}{\sin(2\pi f_k \Delta t)}. \quad (5.42)$$

Similar se determină amplitudinea curentului:

$$\hat{I} = \frac{\sqrt{i_k^2 - i_{k-1} \cdot i_{k+1}}}{\sin(2\pi f_k \Delta t)}, \quad (5.43)$$

în timp ce expresia impedanței este:

$$Z = \sqrt{\frac{v_k^2 - v_{k-1} \cdot v_{k+1}}{i_k^2 - i_{k-1} \cdot i_{k+1}}}. \quad (5.44)$$

C. Calculul fazei semnalului

Pentru estimarea fazei tensiunii se utilizează relația (5.29) din care rezultă:

$$\varphi_v = \arcsin \frac{v_k}{\hat{V}} - 2\pi f_k t_k. \quad (5.45)$$

În mod similar se determină faza curentului:

$$\varphi_i = \arcsin \frac{i_k}{\hat{I}} - 2\pi f_k t_k, \quad (5.46)$$

iar defazajul între tensiune și curent este:

$$\varphi = \varphi_v - \varphi_i = \arcsin \frac{v_k}{\hat{V}} - \arcsin \frac{i_k}{\hat{I}}. \quad (5.47)$$

În tabelul 5.2 sunt rezumate rezultatele acestui algoritim.

5.1.3. Algoritmul Gilcrest - Rockefeller – Udren

Algoritmul Gilcrest-Rockefeller-Udren este un algoritim bazat tot pe prelucrarea a trei eșantioane consecutive, dar utilizează pentru estimarea amplitudinii și a fazei semnalului analizat prima și a doua derivată a acestuia. Astfel, algoritmul Rockefeller-Udren analizează practic un eșantion mai lung decât soluțiile anterioare și poate reduce erorile datorate componenteii amortizate de curent continuu [1], [3].

Tabelul 5.2 Rezultatele algoritmului celor trei eșantioane

Semnal/fazor	Eșantioane	Frecvență	Amplitudine	Fază
$v(t) = \hat{V} \sin(2\pi ft + \varphi_v)$	$v_{k-1} = \hat{V} \sin[\omega(t_k - \Delta t) + \varphi_v]$ $v_k = \hat{V} \sin[\omega(t_k) + \varphi_v]$ $v_{k+1} = \hat{V} \sin[\omega(t_k + \Delta t) + \varphi_v]$	$\frac{\arccos\left(\frac{v_{k-1} + v_{k+1}}{2v_k}\right)}{2\pi\Delta t}$	$\frac{\sqrt{v_k^2 - v_{k-1} \cdot v_{k+1}}}{\sin(2\pi f_k \Delta t)}$	$\arcsin \frac{v_k}{\hat{V}} -$ $-2\pi f_k t_k$
$i(t) = \hat{I} \sin(2\pi ft + \varphi_i)$	$i_{k-1} = \hat{I} \sin(\omega t_k - \Delta t + \varphi_i)$ $i_k = \hat{I} \sin[\omega(t_k) + \varphi_i]$ $i_{k+1} = \hat{I} \sin[\omega(t_k + \Delta t) + \varphi_i]$	$\frac{\arccos\left(\frac{v_{k-1} + v_{k+1}}{2v_k}\right)}{2\pi\Delta t}$	$\frac{\sqrt{i_k^2 - i_{k-1} \cdot i_{k+1}}}{\sin(2\pi f_k \Delta t)}$	$\arcsin \frac{i_k}{\hat{I}} -$ $-2\pi f_k t_k$
Z	-	$\frac{\arccos\left(\frac{v_k + v_{k+2}}{2v_{k+1}}\right)}{2\pi\Delta t}$	$\sqrt{\frac{v_k^2 - v_{k-1} \cdot v_{k+1}}{i_k^2 - i_{k-1} \cdot i_{k+1}}}$	$\arcsin \frac{v_k}{\hat{V}} -$ $-\arcsin \frac{i_k}{\hat{I}}$

Condițiile de analiză sunt aceleași ca în cazurile precedente. Pe parcursul estimării frecvența (cunoscută), amplitudinea și faza se consideră ca fiind constante.

Folosind aceleași notații ca în cazul algoritmilor precedenți, se scriu expresiile primei și a celei de a doua derivată:

$$v'_k = \omega \hat{V} \cos(\omega t_k + \varphi_v); \quad (5.48)$$

$$v''_k = -\omega^2 \hat{V} \sin(\omega t_k + \varphi_v). \quad (5.49)$$

A. Estimarea amplitudinii semnalului

Expresia (5.48), multiplicată cu pulsația ω , se ridică la pătrat și se însumează cu relația (5.49) care este de asemenea ridicată la pătrat, astfel rezultând egalitatea:

$$(\omega v'_k)^2 + (v''_k)^2 = (\omega^2 \hat{V})^2 [\sin^2(\omega t_k + \varphi_v) + \cos^2(\omega t_k + \varphi_v)] = (\omega^2 \hat{V})^2. \quad (5.50)$$

Din relația (5.50) se poate determina amplitudinea semnalului:

$$\hat{V} = \frac{1}{\omega} \sqrt{(v'_k)^2 + \left(\frac{v''_k}{\omega}\right)^2}. \quad (5.51)$$

B. Estimarea fazei

Se divide expresia (5.49) cu (5.48):

$$\frac{v''_k}{v'_k} = -\frac{\omega^2 \hat{V} \sin(\omega t_k + \varphi_v)}{\omega \hat{V} \cos(\omega t_k + \varphi_v)} = -\omega \operatorname{tg}(\omega t_k + \varphi_v), \quad (5.52)$$

de unde se poate exprima faza tensiunii:

$$\varphi_v = -\operatorname{arctg}\left(\frac{v''_k}{\omega v'_k}\right) - \omega t_k, \quad (5.53)$$

Pentru determinarea derivatelor se utilizează expresiile următoare:

➤ o valoare medie pentru derivata de ordin I, conform relației (5.20):

$$v'_k = \frac{v_{k+1} - v_{k-1}}{2\Delta t}, \quad (5.54)$$

➤ iar pentru derivata de ordin II:

$$v''_k = \frac{v'_{k+1} - v'_k}{\Delta t} = \frac{\frac{v_{k+1} - v_k}{\Delta t} - \frac{v_k - v_{k-1}}{\Delta t}}{\Delta t} = \frac{v_{k+1} - 2v_k + v_{k-1}}{(\Delta t)^2}. \quad (5.55)$$

Introducând (5.54) și (5.55) în (5.51) și (5.53) rezultă:

$$\hat{V} = \frac{1}{\omega\Delta t} \sqrt{\left(\frac{v_{k+1} - v_{k-1}}{2}\right)^2 + \left(\frac{v_{k+1} - 2v_k + v_{k-1}}{\omega\Delta t}\right)^2}; \quad (5.56)$$

$$\varphi_v = -\arctg\left(\frac{2}{\omega\Delta t} \frac{v_{k+1} - 2v_k + v_{k-1}}{v_{k+1} - v_{k-1}}\right) - \omega t_k. \quad (5.57)$$

Relații similare pot fi scrise pentru curenți și impedanță:

$$\hat{I} = \frac{1}{\omega\Delta t} \sqrt{\left(\frac{i_{k+1} - i_{k-1}}{2}\right)^2 + \left(\frac{i_{k+1} - 2i_k + i_{k-1}}{\omega\Delta t}\right)^2}; \quad (5.58)$$

$$\varphi_i = -\arctg\left(\frac{2}{\omega\Delta t} \frac{i_{k+1} - 2i_k + i_{k-1}}{i_{k+1} - i_{k-1}}\right) - \omega t_k \quad (5.59)$$

$$Z = \sqrt{\frac{\left(\frac{v_{k+1} - v_{k-1}}{2}\right)^2 + \left(\frac{v_{k+1} - 2v_k + v_{k-1}}{\omega\Delta t}\right)^2}{\left(\frac{i_{k+1} - i_{k-1}}{2}\right)^2 + \left(\frac{i_{k+1} - 2i_k + i_{k-1}}{\omega\Delta t}\right)^2}}; \quad (5.60)$$

$$\varphi = -\arctg\left(\frac{2}{\omega\Delta t} \frac{v_{k+1} - 2v_k + v_{k-1}}{v_{k+1} - v_{k-1}}\right) + \arctg\left(\frac{2}{\omega\Delta t} \frac{i_{k+1} - 2i_k + i_{k-1}}{i_{k+1} - i_{k-1}}\right). \quad (5.61)$$

În tabelul 5.3 se prezintă în rezumat rezultatele estimării utilizând algoritmul Rockefeller – Udren.

Tabelul 5.3 Rezultatele algoritmului Gilcrest - Rockefeller – Udren

Semnal/fazor	Eșantioane	Amplitudine	Fază
$v(t) = \hat{V} \sin(\omega t + \varphi_v)$	$v_{k-1} = \hat{V} \sin[\omega(t_k - \Delta t) + \varphi_v]$ $v_k = \hat{V} \sin[\omega(t_k) + \varphi_v]$ $v_{k+1} = \hat{V} \sin[\omega(t_k + \Delta t) + \varphi_v]$	$\frac{\sqrt{\left(\frac{v_{k+1} - v_{k-1}}{2}\right)^2 + \left(\frac{v_{k+1} - 2v_k + v_{k-1}}{\omega\Delta t}\right)^2}}{\omega\Delta t}$	$-\arctg\left(\frac{2}{\omega\Delta t} \frac{v_{k+1} - 2v_k + v_{k-1}}{v_{k+1} - v_{k-1}}\right) - \omega t_k$
$i(t) = \hat{I} \sin(\omega t + \varphi_i)$	$i_{k-1} = \hat{I} \sin(\omega t_k - \Delta t + \varphi_i)$ $i_k = \hat{I} \sin[\omega(t_k) + \varphi_i]$ $i_{k+1} = \hat{I} \sin[\omega(t_k + \Delta t) + \varphi_i]$	$\frac{\sqrt{\left(\frac{i_{k+1} - i_{k-1}}{2}\right)^2 + \left(\frac{i_{k+1} - 2i_k + i_{k-1}}{\omega\Delta t}\right)^2}}{\omega\Delta t}$	$-\arctg\left(\frac{2}{\omega\Delta t} \frac{i_{k+1} - 2i_k + i_{k-1}}{i_{k+1} - i_{k-1}}\right) - \omega t_k$
Z	-	$\frac{\sqrt{\left(\frac{v_{k+1} - v_{k-1}}{2}\right)^2 + \left(\frac{v_{k+1} - 2v_k + v_{k-1}}{\omega\Delta t}\right)^2}}{\sqrt{\left(\frac{i_{k+1} - i_{k-1}}{2}\right)^2 + \left(\frac{i_{k+1} - 2i_k + i_{k-1}}{\omega\Delta t}\right)^2}}$	$\arctg\left(\frac{2}{\omega\Delta t} \frac{i_{k+1} - 2i_k + i_{k-1}}{i_{k+1} - i_{k-1}}\right) - \arctg\left(\frac{2}{\omega\Delta t} \frac{v_{k+1} - 2v_k + v_{k-1}}{v_{k+1} - v_{k-1}}\right)$

Această tehnică a fost implementată de Westinghouse, în proiectul lor comun cu Pacific Gas & Electric, desemnat ca PRODAR 70 [3].

Sistemul PRODAR 70 a fost instalat în stația Tesla a PG&E pe o linie de transport de 230 kV, cu o lungime de 38 de mile, în anul 1971. În 1974, sistemul PRODAR 70 a fost subiectul unei serii de 8 defecte pe linia protejată, timpul de acționare raportat fiind de 20-23 ms [3].

5.1.4. Algoritmul Gilbert-Shovlin

Gilbert și Shovlin iau în considerare aceleași condiții pentru semnale sinusoidale pentru a calcula direct rezistența aparentă și reactivitatea aparentă în cazul unui defect. Algoritmul lor s-a bazat pe datele măsurate pentru mărimile sinusoidale la 60 Hz (tensiune și curent) folosind trei eșantioane consecutive [3].

Relațiile pentru calculul rezistenței și a reactanței aparente sunt:

$$R = \frac{2v_k \cdot i_k - v_{k+1} \cdot i_{k-1} - v_{k-1} \cdot i_{k+1}}{2(i_k^2 - i_{k-1} \cdot i_{k+1})}, \quad (5.62)$$

$$X = \frac{v_k \cdot i_{k+1} - v_{k+1} \cdot i_k}{i_k^2 - i_{k-1} \cdot i_{k+1}} \sin(\omega \Delta t). \quad (5.63)$$

unde Δt este distanța temporală dintre două eșantioane consecutive, iar ω este pulsația corespunzătoare frecvenței fundamentale. Ecuațiile răspund rapid la modificările produse în datele de intrare, dar sunt foarte sensibile la regimurile tranzitorii de înaltă frecvență. Această tehnică a fost implementată de Pennsylvania Power & Light Co. ca prima parte, din cele trei componente, ale unui proiect de releu digital [3].

5.1.5. Metoda celor două eșantioane (algoritmul Makino-Miki)

Makino și Miki iau în considerare aceleași condiții - tensiunea și curentul sunt unde pur sinusoidale la frecvența fundamentală a sistemului. Datele de intrare au fost utilizate pentru a calcula valorile amplitudinii tensiunii și a curentului, precum și a fluxului de putere, utilizând următoarele ecuații [3]:

A. Estimarea amplitudinii

Fie semnalul [2]:

$$v_k = \hat{V} \sin(\omega t_k); \quad (5.64)$$

$$v_{k+1} = \hat{V} \sin(\omega t_k + \omega \Delta t) = \hat{V} \sin(\omega t_k) \cos(\omega \Delta t) + \hat{V} \cos(\omega t_k) \sin(\omega \Delta t); \quad (5.65)$$

Se utilizează (5.64) pentru a înlocui primul termen din (5.63) rezultând:

$$v_{k+1} = v_k \cos(\omega \Delta t) + \hat{V} \sin(\omega \Delta t) \cos(\omega t_k) \quad (5.66)$$

și apoi egalitatea:

$$\hat{V} \cos(\omega t_k) = \frac{v_{k+1} - v_k \cos(\omega \Delta t)}{\sin(\omega \Delta t)}. \quad (5.67)$$

Se ridică la pătrat relația (5.67):

$$\begin{aligned} \hat{V}^2 \cos^2(\omega t_k) &= \frac{[v_{k+1} - v_k \cos(\omega \Delta t)]^2}{\sin^2(\omega \Delta t)} = \hat{V}^2 [1 - \sin^2(\omega t_k)] = \\ &= \frac{v_{k+1}^2 - 2v_{k+1}v_k \cos(\omega \Delta t) + v_k^2 \cos^2(\omega \Delta t)}{\sin^2(\omega \Delta t)} = \hat{V}^2 - v_k^2 \end{aligned} \quad (5.68)$$

Relația (5.68) se poate aduce la o formă mai simplă:

$$\begin{aligned} \hat{V}^2 &= \frac{v_{k+1}^2 - 2v_{k+1}v_k \cos(\omega \Delta t) + v_k^2 [\cos^2(\omega \Delta t) + \sin^2(\omega \Delta t)]}{\sin^2(\omega \Delta t)} = \\ &= \frac{v_k^2 + v_{k+1}^2 - 2v_{k+1}v_k \cos(\omega \Delta t)}{\sin^2(\omega \Delta t)} \end{aligned} \quad (5.69)$$

În final se determină valoarea amplitudinii tensiunii:

$$\hat{V} = \sqrt{\frac{v_k^2 + v_{k+1}^2 - 2v_{k+1}v_k \cos(\omega\Delta t)}{\sin^2(\omega\Delta t)}}. \quad (5.70)$$

Similar se determină amplitudinea curentului:

$$\hat{I} = \sqrt{\frac{i_k^2 + i_{k+1}^2 - 2i_{k+1}i_k \cos(\omega\Delta t)}{\sin^2(\omega\Delta t)}}. \quad (5.71)$$

Împedanța se calculează cu relația:

$$Z = \sqrt{\frac{v_k^2 + v_{k+1}^2 - 2v_{k+1}v_k \cos(\omega\Delta t)}{i_k^2 + i_{k+1}^2 - 2i_{k+1}i_k \cos(\omega\Delta t)}}. \quad (5.72)$$

B. Estimarea defazajului

În continuare se studiază posibilitatea determinării defazajului plecând de la rescrierea expresiilor eșantioanelor de curent:

$$i_k = \hat{I} \sin(\omega t_k + \varphi) = \hat{I} \sin(\omega t_k) \cos \varphi + \hat{I} \sin \varphi \cos(\omega t_k), \quad (5.73)$$

de unde rezultă:

$$\sin \varphi = \frac{i_k - \hat{I} \sin(\omega t_k) \cos \varphi}{\hat{I} \cos(\omega t_k)}. \quad (5.74)$$

Expresia eșantionului k+1 devine:

$$\begin{aligned} i_{k+1} &= \hat{I} \sin(\omega t_k + \omega\Delta t + \varphi) = \hat{I} \sin(\omega t_k + \omega\Delta t) \cos \varphi + \hat{I} \sin \varphi \cos(\omega t_k + \omega\Delta t) = \\ &= \hat{I} [\sin(\omega t_k) \cos(\omega\Delta t) + \sin(\omega\Delta t) \cos(\omega t_k)] \cos \varphi + \\ &+ \hat{I} [\cos(\omega t_k) \cos(\omega\Delta t) - \sin(\omega\Delta t) \sin(\omega t_k)] \sin \varphi = \\ &= i_k \cos(\omega\Delta t) + \hat{I} \sin(\omega\Delta t) [\cos(\omega t_k) \cos \varphi - \sin(\omega t_k) \sin \varphi] \end{aligned}, \quad (5.75)$$

de unde prin introducerea relației (5.74) în (5.75) rezultă:

$$i_{k+1} - i_k \cos(\omega\Delta t) + \frac{i_k \sin(\omega t_k)}{\cos(\omega t_k)} \sin(\omega\Delta t) = \hat{I} \cos(\omega t_k) \sin(\omega\Delta t) \cos \varphi. \quad (5.76)$$

În conformitate cu (5.64) rezultă că:

$$\sin(\omega t_k) = \frac{v_k}{\hat{V}}, \quad (5.77)$$

respectiv în acord cu relația (5.67):

$$\cos(\omega t_k) = \frac{v_{k+1} - v_k \cos(\omega\Delta t)}{\hat{V} \sin(\omega\Delta t)}, \quad (5.78)$$

Combinând (5.76) cu (5.77) și (5.78) rezultă:

$$\begin{aligned} \cos \varphi &= \frac{i_{k+1} \cos(\omega t_k) - i_k \cos(\omega\Delta t) \cos(\omega t_k) + i_k \sin(\omega t_k) \sin(\omega\Delta t)}{\hat{I} \sin(\omega\Delta t)} = \\ &= \frac{i_{k+1} [v_{k+1} - v_k \cos(\omega\Delta t)] - i_k \cos(\omega\Delta t) [v_{k+1} - v_k \cos(\omega\Delta t)] + i_k v_k \sin^2(\omega\Delta t)}{\hat{I} \cdot \hat{V} \sin^2(\omega\Delta t)}, \end{aligned} \quad (5.79)$$

astfel încât se obține pentru expresia defazajului următoarea relație:

$$\varphi = \arccos \left[\frac{i_k v_k + i_{k+1} v_{k+1} - (i_k v_{k+1} + i_{k+1} v_k) \cos(\omega\Delta t)}{\hat{I} \cdot \hat{V} \sin^2(\omega\Delta t)} \right]. \quad (5.80)$$

Pentru calculul puterii active se utilizează relația următoare:

$$\hat{V} \cdot \hat{I} \cos \varphi = \frac{v_k \cdot i_k + v_{k+1} \cdot i_{k+1} - (v_{k+1} \cdot i_k + v_k \cdot i_{k+1}) \cos(\omega \Delta t)}{\sin^2(\omega \Delta t)}. \quad (5.81)$$

Sintetizat, rezultatele obținute cu acest algoritm sunt prezentate în tabelul 5.4.

Tabelul 5.4 Rezultatele algoritmului celor două eșantioane (Makino-Miki)

Semnal	$v(t) = \hat{V} \sin(\omega t)$	$i(t) = \hat{I} \sin(\omega t + \varphi)$
Eșantioane	$v_k = \hat{V} \sin(\omega t_k)$ $v_{k+1} = \hat{V} \sin(\omega t_k + \omega \Delta t)$	$i_k = \hat{I} \sin(\omega t_k + \varphi)$ $i_{k+1} = \hat{I} \sin(\omega t_k + \omega \Delta t + \varphi)$
Amplitudine	$\sqrt{\frac{v_k^2 + v_{k+1}^2 - 2v_{k+1}v_k \cos(\omega \Delta t)}{\sin^2(\omega \Delta t)}}$	$\sqrt{\frac{i_k^2 + i_{k+1}^2 - 2i_{k+1}i_k \cos(\omega \Delta t)}{\sin^2(\omega \Delta t)}}$
Fază	0	$\arccos \left[\frac{i_k v_k + i_{k+1} v_{k+1} - (i_k v_{k+1} + i_{k+1} v_k) \cos(\omega \Delta t)}{\hat{I} \cdot \hat{V} \sin^2(\omega \Delta t)} \right]$

Relațiile propuse prin acest algoritm vor prezenta erori proporționale cu erorile individuale ale celor două eșantioane utilizate. S-a propus utilizarea filtrelor digitale pentru atenuarea componentei de current continuu și a armonicilor de ordinul trei și de ordin superior. Acest algoritm poate fi considerat ca fiind echivalent matematic cu algoritmul propus de Gilbert și Shovlin, dar cu o fereastră de date redusă la două eșantioane [3].

5.1.6. Alte metode de determinare a amplitudinii și fazei aplicabile unor semnale sinusoidale

Există și alți algoritmi pentru calculul amplitudinii și fazei semnalelor de intrare, bazați pe luarea în considerare a unor regimuri sinusoidale la o frecvență constantă egală cu frecvența fundamentală, cum ar fi [4]:

1) Metoda valorii medii

Se consideră un semnal sinusoidal, $x(t)$, eșantionat în N puncte pe perioadă, eșantionul „ k ” fiind notat cu x_k . La momentul „ i ”, valoarea medie pe o perioadă a semnalului, se obține în baza valorilor anterioare până la momentul „ $i-N+1$ ”.

Pentru un semnal sinusoidal, între valoarea efectivă, X_{ef} , și cea medie, X_{med} , există relația:

$$X_{ef} = k_f \cdot X_{med} = 1,11 \cdot X_{med}. \quad (5.82)$$

definită prin intermediul factorului de formă k_f .

Cu aceasta metodă, la fiecare moment „ i ”, valoarea efectivă poate fi calculată cu relația:

$$X_{ef}^{(i)} = \frac{1,11}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |x_{i-k}|, \quad (5.83)$$

în care eșantioanele cu indici negativi iau valoarea zero:

$$x_{-1} = x_{-2} = \dots = x_{-N+1} = 0. \quad (5.84)$$

Un volum de calcul mai redus se obține punând relația (5.83) sub forma recursivă, astfel:

$$X_{ef}^{(i+1)} = \frac{1,11}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |x_{i+1-k}| = \frac{1,11}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |x_{i-k}| + \frac{1,11}{N} (|x_{i+1}| - |x_{i-N+1}|) = X_{ef}^{(i)} + \frac{1,11}{N} (|x_{i+1}| - |x_{i-N+1}|). \quad (5.85)$$

Dintre avantajele acestei metode pot fi amintite:

- simplitate deosebită;
- volum redus de calcule și ca urmare fără probleme din punct de vedere al vitezei de execuție;
- medierea pentru N puncte are efecte pozitive pentru corecția unor eventuale erori de conversie datorate CAN;
- slab influențată de existența în curba semnalului analogic a armonicilor nerejectate de filtrarea numerică.

Ca dezavantaje ale metodei pot fi amintite:

- necesită un algoritm suplimentar pentru calculul unghiului de defazaj;
- introduce o eroare de principiu pentru semnale nesinusoidale;
- chiar și pentru un semnal sinusoidal și o medie de 10÷15 valori succesive eroarea relativă a metodei este de (5...7)%;

2) Metoda A4 modificată [4]

Se consideră patru eșantioane ale tensiunii și curentului („k-3”, „k-2”, „k-1” și „k”) semnale de formă sinusoidală, echidistante și succesive:

$$\begin{cases} i_{k-3} = \hat{I} \sin \left[2\pi f (k-3) \Delta t + \varphi \right] = \hat{I} \sin \left[\frac{2\pi}{T} (k-3) \frac{T}{N} + \varphi \right] = \hat{I} \sin \left[\frac{2\pi}{N} (k-3) + \varphi \right]; \\ i_{k-2} = \hat{I} \sin \left[\frac{2\pi}{N} (k-2) + \varphi \right]; \\ i_{k-1} = \hat{I} \sin \left[\frac{2\pi}{N} (k-1) + \varphi \right]; \\ i_k = \hat{I} \sin \left[\frac{2\pi}{N} (k) + \varphi \right], \end{cases} \quad (5.86)$$

respectiv:

$$\begin{cases} v_{k-3} = \hat{V} \sin \left[\frac{2\pi}{N} (k-3) \right]; \\ v_{k-2} = \hat{V} \sin \left[\frac{2\pi}{N} (k-2) \right]; \\ v_{k-1} = \hat{V} \sin \left[\frac{2\pi}{N} (k-1) \right]; \\ v_k = \hat{V} \sin \left[\frac{2\pi}{N} (k) \right]. \end{cases} \quad (5.87)$$

Din relațiile (5.86) și (5.87) se obține succesiv, pe baza proprietăților funcțiilor trigonometrice:

$$i_{k-1} - i_{k-3} = 2\hat{I} \sin \left(\frac{2\pi}{N} \right) \cos \left[\frac{2\pi}{N} (k-2) + \varphi \right] \quad (5.88)$$

$$i_k - i_{k-2} = 2\hat{I} \sin \left(\frac{2\pi}{N} \right) \cos \left[\frac{2\pi}{N} (k-1) + \varphi \right] \quad (5.89)$$

$$\begin{aligned} i_{k-1} \cdot (i_{k-1} - i_{k-3}) &= \hat{I}^2 \cos \left[\frac{2\pi}{N} (k-2) + \varphi \right] \cdot 2 \sin \left[\frac{2\pi}{N} (k-1) + \varphi \right] \cdot \sin \left(\frac{2\pi}{N} \right) = \\ &= \hat{I}^2 \cos \left[\frac{2\pi}{N} (k-2) + \varphi \right] \cdot \left\{ \cos \left[\frac{2\pi}{N} (k-2) + \varphi \right] - \cos \left[\frac{2\pi}{N} (k) + \varphi \right] \right\} \end{aligned} \quad (5.90)$$

$$\begin{aligned} i_{k-2} \cdot (i_k - i_{k-2}) &= \hat{I}^2 \sin \left[\frac{2\pi}{N} (k-2) + \varphi \right] \cdot 2 \sin \left(\frac{2\pi}{N} \right) \cos \left[\frac{2\pi}{N} (k-1) + \varphi \right] = \\ &= \hat{I}^2 \sin \left[\frac{2\pi}{N} (k-2) + \varphi \right] \cdot \left\{ \sin \left[\frac{2\pi}{N} (k) + \varphi \right] - \sin \left[\frac{2\pi}{N} (k-2) + \varphi \right] \right\} \end{aligned} \quad (5.91)$$

$$\begin{aligned} & i_{k-1} \cdot (i_{k-1} - i_{k-3}) - i_{k-2} \cdot (i_k - i_{k-2}) = \\ &= \hat{I}^2 \left\{ 1 - \sin \left[\frac{2\pi}{N} (k-2) + \varphi \right] \sin \left[\frac{2\pi}{N} (k) + \varphi \right] - \cos \left[\frac{2\pi}{N} (k-2) + \varphi \right] \cos \left[\frac{2\pi}{N} (k) + \varphi \right] \right\} =, \quad (5.92) \\ &= \hat{I}^2 \left[1 - \cos \left(\frac{4\pi}{N} \right) \right] = 2\hat{I}^2 \sin^2 \left(\frac{2\pi}{N} \right) \end{aligned}$$

iar valoarea efectivă se poate calcula cu relația:

$$I_{ef} = \frac{\sqrt{i_{k-1} \cdot (i_{k-1} - i_{k-3}) - i_{k-2} \cdot (i_k - i_{k-2})}}{2 \sin\left(\frac{2\pi}{N}\right)} . \quad (5.93)$$

Similar se obține și valoarea efectivă a tensiunii, V_{ef} :

$$V_{ef} = \frac{\sqrt{v_{k-1} \cdot (v_{k-1} - v_{k-3}) - v_{k-2} \cdot (v_k - v_{k-2})}}{2 \sin\left(\frac{2\pi}{N}\right)} , \quad (5.94)$$

rezultând pentru impedanță valoarea

$$Z = \frac{V_{ef}}{I_{ef}} = \sqrt{\frac{v_{k-1} \cdot (v_{k-1} - v_{k-3}) - v_{k-2} \cdot (v_k - v_{k-2})}{i_{k-1} \cdot (i_{k-1} - i_{k-3}) - i_{k-2} \cdot (i_k - i_{k-2})}} . \quad (5.95)$$

Pe baza relațiilor (5.80), (5.93,94), defazajul dintre tensiune și curent se determină astfel:

$$\varphi = \arccos \left[\frac{i_k v_k + i_{k-1} v_{k-1} - (i_k v_{k-1} + i_{k-1} v_k) \cos\left(\frac{2\pi}{N}\right)}{2 I_{ef} \cdot V_{ef} \sin^2\left(\frac{2\pi}{N}\right)} \right] . \quad (5.96)$$

Principalele avantaje ale acestei metode constau în:

- permite calcularea atât a valorilor efective ale tensiunii, respectiv a curentului cât și a defazajului dintre acestea;
- volum redus de calcule - utilizând o mediere a valorilor efective consecutive pe un număr de (10...20) valori anterioare se obține o stabilitate deosebită a metodei iar eroarea relativă nu depășește 5%;
- metoda este practic insensibilă la existența armonicilor superioare nerejectate de filtrarea numerică.

Dintre dezavantajele metodei pot fi amintite:

- utilizarea unei medieri pentru un număr mai mare de valori implică o întârziere suplimentară care cumulată cu întârzierea de cca 20 ms introdusă de filtrarea numerică conduce la o întârziere globală mai mare de o perioadă;
- precizia evaluării mărimilor efective și în mod special a defazajului sunt puternic influențate în mod negativ, la variația frecvenței semnalului analogic, dacă nu se respectă condiția de N eșantioane pe o perioadă.

3) Metoda valorii efective directe

Metoda se bazează pe relația de definiție a valorii efective a unei mărimi periodice:

$$X_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T x^2(t) dt} . \quad (5.97)$$

care transpusă pentru semnale eșantionate, cu N eșantioane pe o perioadă, se scrie:

$$X_{ef}^{(i)} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x^2(i-k)} . \quad (5.98)$$

sau sub formă recursivă:

$$\begin{aligned} X_{ef}^{(i+1)^2} &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x^2(i+1-k) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x^2(i-k) + \frac{1}{N} (x^2(i+1) - x^2(i-N+1)) = \\ &= X_{ef}^{(i)^2} + \frac{1}{N} (x^2(i+1) - x^2(i-N+1)) \end{aligned} . \quad (5.99)$$

Ca avantaje ale metodei pot fi amintite:

- volum redus de calcule, în special pentru forma recursivă;

- medierea pentru N puncte are efecte pozitive pentru corecția eventualelor erori de conversie;
- este slab influențată de existența armonicilor nerejectate de algoritmul de filtrare, în timp ce principalele sale dezavantaje ar fi:
- necesitatea utilizării unui algoritm suplimentar pentru calculul unghiului de defazaj;
- precizia ceva mai scăzută, eroarea relativă a metodei situându-se între 4 și 6%.

Algoritmii utilizați de către releele digitale, prezentați anterior, au în comun faptul că folosesc doar două sau trei eșantioane de date, toți având același gen de probleme în ceea ce privește pachetele de date întârziate. Un eșantion întârziat este interpretat la destinație ca și cum rata de eșantionare ar fi fost modificată [1]. De asemenea, algoritmii prezentați anterior sunt extrem de sensibili la deviațiile frecvenței de eșantionare. Utilizarea acestor soluții clasice pentru prelucrarea eșantioanelor nesecvențiale nu este posibilă, așa cum se poate observa din ecuațiile care reprezintă amplitudinea și unghiul de fază al semnalelor eșantionate [1].

Adaptarea pentru prelucrarea unor eșantioane nesecvențiale și întârziate, presupune implementarea unor algoritmi care utilizează un număr mai mare de eșantioane.

5.2. TRANSFORMATĂ FOURIER DISCRETĂ (TFD)

Una din soluțiile cele mai stabile și utilizate pe scară largă în protecția digitală este algoritmul Fourier discret.

5.2.1. Recapitulativ la transformata Fourier

Transformata Fourier, numită astfel după matematicianul și fizicianul Joseph Fourier, este o operație care se aplică unei funcții complexe și produce o altă funcție complexă care conține aceeași informație ca funcția originală, dar reorganizată după frecvențele componente. De exemplu, dacă funcția inițială este un semnal dependent de timp, transformata sa Fourier descompune semnalul după frecvență și produce un spectru al acestuia [5].

Una din formulele cele mai utilizate pentru calculul transformatei Fourier este (3.9), iar utilizând relația (3.10) se poate reconstitui semnalul inițial.

Se notează cu $X(\omega) = \mathcal{F}\{x(t)\}$ caracteristica spectrală a semnalului $x(t)$, reprezentată schematic în figura 3.27, a.

Această capacitate a transformatei Fourier de reorganizare a informației după frecvențe (temporale, spațiale sau de alt fel) este extrem de utilă în prelucrarea semnalelor de diverse tipuri.

Prin intermediul seriilor Fourier funcții periodice complicate sunt scrise ca simple sume de termeni care conțin funcțiile sinus și cosinus. Datorită proprietăților acestor funcții este posibil să revenim la valoarea fiecărei termen din sumă printr-o integrală.

În multe cazuri se dorește folosirea formulei lui Euler, care se scrie sub forma $e^{2\pi j\zeta} = \cos(2\pi\zeta) + j\sin(2\pi\zeta)$, pentru a scrie seria Fourier în termenii undelor de bază $e^{2\pi j\zeta}$.

Trecerea de la sinus și cosinus la exponențiala complexă face necesară utilizarea coeficienților Fourier complecși, rezultând astfel amplitudinea și faza undei sau unghiul inițial al undei.

Ca în cazul seriilor Fourier, transformarea Fourier poate fi gândită ca o funcție care măsoară cât de mult este prezentă în semnalul analizat fiecare frecvență individuală.

Se notează cu $F(\omega)$, $G(\omega)$, $H(\omega)$ transformatele Fourier ale funcțiilor integrabile $f(t)$, $g(t)$ și $h(t)$. Cu aceste notații se prezintă în continuare proprietățile de bază ale transformatei Fourier:

- 1) **Liniaritatea** - pentru orice numere complexe a și b , dacă $h(t) = af(t) + bg(t)$, atunci

$$H(\omega) = a \cdot F(\omega) + b \cdot G(\omega); \quad (5.100)$$

- 2) **Deplasarea în timp (translația)** - pentru orice număr real t_0 , dacă $h(t) = f(t - t_0)$, atunci

$$H(\omega) = F(\omega) \cdot e^{-j\omega t_0}; \quad (5.101)$$

3) **Deplasarea în spectru (modulația)** - pentru orice număr real ω_0 , dacă $h(t) = e^{j\omega_0 t} f(t)$, atunci

$$H(\omega) = F(\omega - \omega_0); \quad (5.102)$$

4) **Schimbarea de scală** - pentru un număr real $a \neq 0$, dacă $h(t) = f(at)$, atunci

$$H(\omega) = \frac{1}{|a|} F\left(\frac{\omega}{a}\right). \quad (5.103)$$

Cazul $a = -1$ conduce la proprietatea *inversării timpului*, care arată că: dacă $h(t) = f(-t)$, atunci

$$H(\omega) = F(-\omega); \quad (5.104)$$

5) **Conjugata** – dacă $h(t) = \overline{f(t)}$, atunci

$$H(\omega) = \overline{F(-\omega)}; \quad (5.105)$$

În particular, dacă f este real, atunci avem *condiția reală* $F(-\omega) = \overline{F(\omega)}$.

Dacă f este pur imaginar, atunci $F(-\omega) = -\overline{F(\omega)}$;

6) **Convoluția în timp** - dacă $h(t) = (f * g)(t)$, atunci

$$H(\omega) = F(\omega) \cdot G(\omega); \quad (5.106)$$

7) **Convoluția în frecvență** – este una dintre proprietățile de bază ale transformatei Fourier care se enunță astfel: dacă $h(t) = f(t) \cdot g(t)$, atunci

$$H(\omega) = \frac{1}{2\pi} F(\omega) * G(\omega); \quad (5.107)$$

8) **Derivarea în timp** – dacă $h(t) = \frac{df(t)}{dt}$, atunci

$$H(\omega) = j\omega_0 \cdot F(\omega); \quad (5.108)$$

9) **Integrarea în timp** – dacă $h(t) = \int f(t) \cdot dt$, atunci

$$H(\omega) = \frac{F(\omega)}{j\omega_0}; \quad (5.109)$$

10) **Conservarea energiei** - transformata Fourier conservă energia semnalului:

$$\int_{-\infty}^{\infty} f^2(t) \cdot dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F(\omega) \cdot d\omega. \quad (5.110)$$

5.2.2. Transformata Fourier discretă TFD

5.2.2.1. Definirea transformatei Fourier discretă [6]

Fie $x(t)$ un semnal de durată finită τ ($x(t) = 0$ pentru $t < 0$ și $t > \tau$) așa cum se prezintă în figura 5.2, a și al cărui model spectral $X(\omega)$ este prezentat în figura 5.2, c. Se admite că $x(t)$ are caracteristica spectrală limitată la frecvența maximă ω_M .

Este posibilă construcția unui *semnal periodic*, $x_\tau(t)$, repetând pe $x(t)$ la fiecare interval de timp τ așa cum este ilustrat în figura 5.2, b, astfel încât există relația:

$$x_\tau(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} x(t - m\tau). \quad (5.111)$$

Dacă semnalul periodic $x_\tau(t)$ se modelează cu seria Fourier complexă (Fig.5.2, d), atunci:

$$x_\tau(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} A_k e^{ji\omega_0 t}, \quad (5.112)$$

cu:

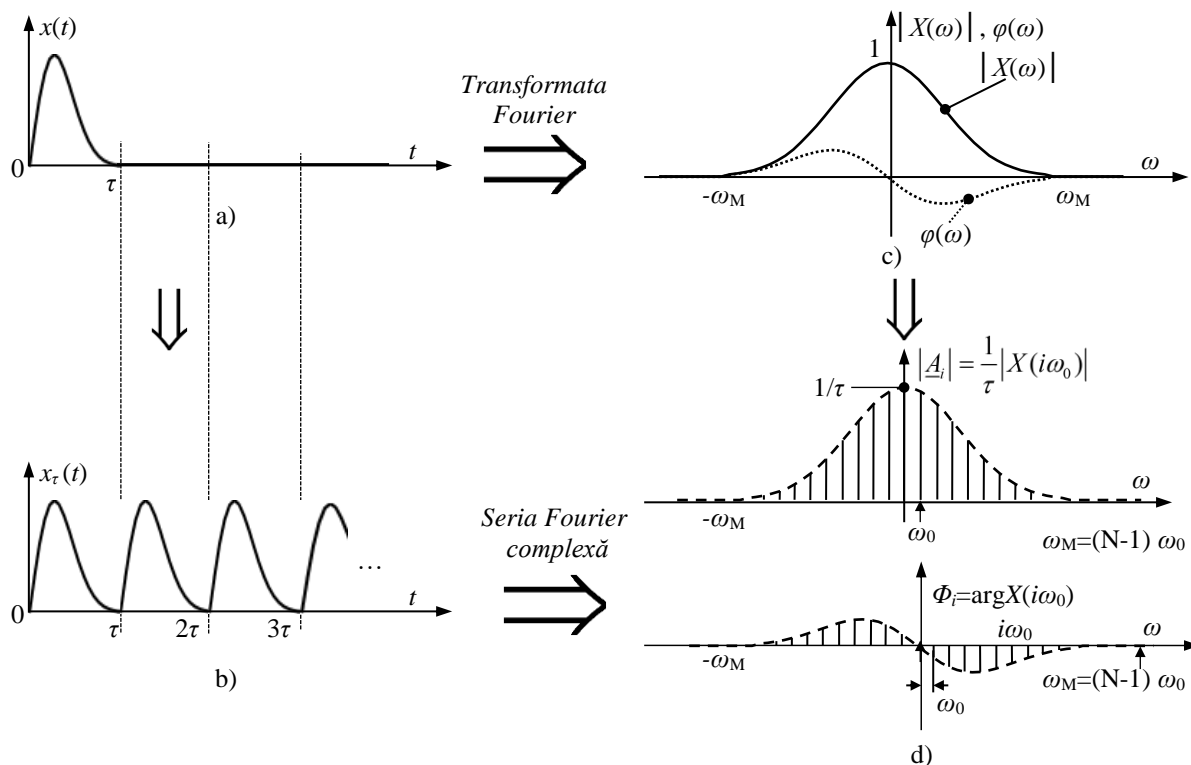


Fig.5.2 Caracterica spectrală a semnalului periodic $x_\tau(t)$.

$$\omega_0 = \frac{2\pi}{\tau}, \tag{5.113}$$

$$\underline{A}_i = \frac{1}{\tau} \int_0^\tau x_\tau(t) \cdot e^{-j i \omega_0 t} dt = \frac{1}{\tau} \int_0^\tau x(t) e^{-j i \omega_0 t} dt = \frac{1}{\tau} \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-j i \omega_0 t} dt. \tag{5.114}$$

Din relația (5.114) rezultă:

$$\underline{A}_i = \frac{1}{\tau} X(i\omega_0). \tag{5.115}$$

Relația (5.112) se rescrie astfel:

$$x_\tau(t) = \frac{1}{\tau} \sum_{i=-\infty}^{\infty} X(i\omega_0) \cdot e^{j i \omega_0 t}. \tag{5.116}$$

Se constată că spectrul de frecvență complex (SFC) al semnalului $x_\tau(t)$ este obținut prin eșantionarea caracteristicii spectrale $X(\omega)$ a semnalului $x(t)$, cu o perioadă de eșantionare determinată în conformitate cu (5.113) așa cum este ilustrat în figurile 5.2 c și d.

Se consideră semnalul $x^*(t) = x(kT_e) \equiv x(k)$, eșantionat cu perioada de eșantionare $T_e = 1/(2f_M) = \pi/\omega_M$ (la limita lui Shannon) ceea ce implică următoarea corespondență:

$$\omega_e = \frac{2\pi}{T_e} = \frac{2\pi}{\pi/\omega_M} = 2\omega_M = N \frac{2\pi}{NT_e} = N \frac{2\pi}{\tau} = N\omega_0. \tag{5.117}$$

Caracteristica spectrală a semnalului eșantionat (modulul) este reprezentată în figura 5.3, b, în banda de bază având expresia:

$$\begin{aligned} X^*(\omega) &= \frac{1}{T_e} \cdot \sum_{i=-\infty}^{\infty} X(\omega - i\omega_e) \Big|_{i=0} = \frac{1}{T_e} X(\omega) = \\ &= \frac{1}{T_e} \mathcal{F}\{x(t)\} = \frac{1}{T_e} \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \cdot e^{-j\omega t} dt = \frac{1}{T_e} \int_0^\tau x(t) \cdot e^{-j\omega t} dt \end{aligned} \tag{5.118}$$

unde prin discretizarea (cu pasul de eșantionare T_e și $N=\tau/T_e$) a timpului t în ultima integrală rezultă:

$$X^*(\omega) = \frac{1}{T_e} \sum_{k=0}^{N-1} x(k) \cdot e^{-j\omega k T_e} = \sum_{k=0}^{N-1} x(k) \cdot e^{-j\omega k T_e} \quad (5.119)$$

Pentru semnalul periodic $x_r(k)$, construit repetând pe $x(k)$ la fiecare interval de timp $\tau=NT_e$ (Fig.5.3, c), se discretizează axa frecvențelor ω , cu pasul ω_0 (Fig.5.3, d). Relația (5.119) devine:

$$X_i \equiv X^*(i\omega_0) = \sum_{k=0}^{N-1} x(k) \cdot e^{-ji\omega_0 k T_e} = \sum_{k=0}^{N-1} x(k) \cdot e^{-jiN\omega_e k T_e} = \sum_{k=0}^{N-1} x(k) \cdot e^{-jik \frac{2\pi}{N}}, i = \overline{0, N-1}, \quad (5.120)$$

unde „ i ” reprezintă ordinul armonicii calculate (X_i – amplitudinea armonicii de ordin „ i ”).

Astfel, rezultă:

$$x(t) = \begin{cases} \frac{1}{\tau} \cdot \sum_{i=-\infty}^{\infty} X(i\omega_0) e^{ji\omega_0 t} = \frac{T_e}{\tau} \cdot \sum_{i=0}^{N-1} X_i e^{ji\omega_0 t}, & 0 \leq t \leq \tau \\ 0, & \text{în rest} \end{cases} \quad (5.121)$$

relație în care se discretizează timpul t cu pasul T_e ($t=kT_e, k=0,1,2,\dots,N-1$) rezultând:

$$x(k) \equiv x(kT_e) = \frac{T_e}{NT_e} \cdot \sum_{i=0}^{N-1} X^*(i\omega_0) e^{ji\omega_0 k T_e} = \frac{1}{N} \cdot \sum_{i=0}^{N-1} X_i \cdot e^{jki \frac{2\pi}{N}}, k = 0,1,\dots,N-1. \quad (5.122)$$

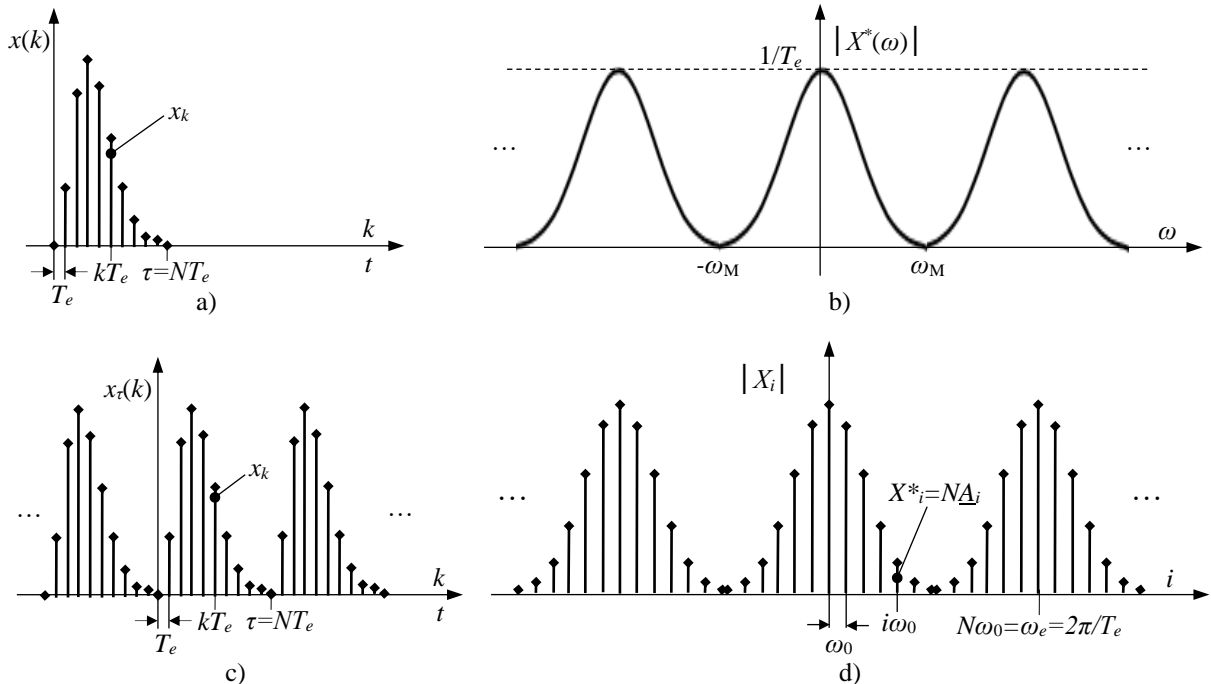


Fig.5.3 Caracterica spectrală a semnalului eșantionat.

Se notează:

$$\underline{w}_N = e^{j\frac{2\pi}{N}} \quad (5.123)$$

numărul complex de modul unitar și de argument $2\pi/N$, reprezentat ca vector, \underline{w}^i pentru $k=0,1,\dots,N-1$ reprezentând steaua simetrică a vectorilor de modul unitar [6].

Făcând corespondența cu seria Fourier complexă, rezultă:

$$\underline{A}_i = X_i / N, \quad (5.124)$$

iar relațiile (5.120) și (5.122) devin:

➤ Transformata Fourier discretă **directă**

$$X_i = \mathcal{F}_d \{x(i)\} = \sum_{k=0}^{N-1} x(k) \cdot \underline{w}_N^{-ik}, \quad i = \overline{0, N-1}; \quad (5.125)$$

➤ Transformata Fourier discretă **inversă**

$$x(k) = \mathcal{F}_d^{-1} \{X^*(k)\} = \frac{1}{N} \cdot \sum_{i=0}^{N-1} X_i \cdot \underline{w}_N^{ik}, \quad k = \overline{0, N-1}. \quad (5.126)$$

Relația (5.125) permite determinarea armonicilor semnalului $x(t)$, în modul și fază, ordinul maxim al armonicilor determinate trebuind să respecte relația (5.117) la limita lui Shannon. Adică, pentru eșantioane $x(0), \dots, x(N-1)$ numere reale, avem proprietatea de simetrie a TFD:

$$X_i = X_{N-i}, \quad i = \overline{0, N-1}; \quad (5.127)$$

rezultând că toată informația de frecvență este redundantă dincolo de $N/2$. Se obțin $N/2$ componente de frecvență datorită simetriei TFD, de la 0 la $f_e/2$ Hz. În conformitate cu teorema lui Nyquist, TFD conține informația spectrală la o rezoluție dictată doar de N și f_e .

Dacă se dorește determinarea armonicii de ordin 13, pentru un semnal cu frecvența de bază (fundamentală) $f_0=50$ Hz, se poate de determina frecvența minimă de eșantionare, f_{emin} și numărul minim de eșantioane N_{min} pe intervalul dat. Calculul debutează cu determinarea frecvenței maxime a mărimii de achiziționat, egală în acest caz cu cea a armonicii de ordin 13:

$$\begin{aligned} f_M &= 13 \cdot 50 = 650 \text{ Hz}; \\ f_{emin} &= 2f_M = 2 \cdot 650 = 1300 \text{ Hz} = N \cdot f_0; \\ N_{min} &= \frac{f_{emin}}{f_0} = \frac{1300}{50} = 26. \end{aligned}$$

Prin similitudine, plecând de la frecvența de bază și numărul de eșantioane N în intervalul dat se poate de determina ordinul maxim al armonicii ce poate fi achiziționată:

$$i_{max} = \frac{f_{imax}}{f_0} = \text{Int} \left(\frac{f_e/2}{f_0} \right) - 1 = \text{Int} \left(\frac{N}{2} \right) - 1. \quad (5.128)$$

Pentru $f_0=50$ Hz și $N=35$ rezultă:

$$i_{max} = \text{Int} \left(\frac{37}{2} \right) - 1 = 17.$$

5.2.2.2. Calculul transformatei Fourier discrete

Dacă se scrie relația (5.125), pentru $i=0 \dots N-1$, se obțin N relații algebrice, care pot fi scrise sub forma matricială:

$$\begin{bmatrix} X_0 \\ X_1 \\ X_2 \\ \dots \\ X_{N-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & \underline{w}_N^{-1} & \underline{w}_N^{-2} & \dots & \underline{w}_N^{-(N-1)} \\ 1 & \underline{w}_N^{-2} & \underline{w}_N^{-4} & \dots & \underline{w}_N^{-2(N-1)} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 1 & \underline{w}_N^{-(N-1)} & \underline{w}_N^{-2(N-1)} & \dots & \underline{w}_N^{-(N-1)^2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x(0) \\ x(1) \\ x(2) \\ \dots \\ x(N-1) \end{bmatrix}, \quad (5.129)$$

sau

$$[\mathbf{X}_i] = [\mathbf{W}] \cdot [\mathbf{x}(k)]. \quad (5.130)$$

Similar, transforma Fourier inversă, definită prin (5.126), poate fi scrisă sub forma matricială:

$$\begin{bmatrix} x(0) \\ x(1) \\ x(2) \\ \dots \\ x(N-1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & \underline{w}_N^1 & \underline{w}_N^2 & \dots & \underline{w}_N^{(N-1)} \\ 1 & \underline{w}_N^2 & \underline{w}_N^4 & \dots & \underline{w}_N^{2(N-1)} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 1 & \underline{w}_N^{(N-1)} & \underline{w}_N^{2(N-1)} & \dots & \underline{w}_N^{(N-1)^2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_0 \\ X_1 \\ X_2 \\ \dots \\ X_{N-1} \end{bmatrix}. \quad (5.131)$$

5.3. TRANSFORMATĂ FOURIER RAPIDĂ (TFR)

În ceea ce privește volumul de calcul se observă că matricea $[\underline{W}]$ este de dimensiune $N \times N$, de unde rezultă că pentru fiecare componentă X_i a spectrului sunt necesare N înmulțiri (complexe) și sumarea a N termeni, adică $N-1$ adunări. Cum sunt N componente de calculat, rezultă că în total sunt N^2 înmulțiri și $N(N-1)$ adunări (complexe). Dar o înmulțire complexă constă din 4 înmulțiri și 2 adunări reale, astfel că numărul operațiilor este $4N^2$ înmulțiri și $2N^2 + 2N(N-1)$ adunări reale. În total sunt necesare $8N^2 - 2N$ operații, deci complexitatea aritmetică a algoritmului este $O(N^2)$ [7].

Pornind de la particularitățile matricei din relația (5.129) (identitatea liniilor și coloanelor având același indice), respectiv de la proprietățile mărimilor \underline{w}

$$\underline{w}_N^{-iN} = (\underline{w}_N^N)^{-i} = \left(e^{j2\pi \frac{N}{N}} \right)^{-i} = (1)^{-i} = 1, i = \overline{0, N-1}; \quad (5.132)$$

$$\underline{w}_N^{-(2i+1)\frac{N}{2}} = (\underline{w}_N^{N/2})^{-i} = \left(e^{j\pi \frac{N}{N}} \right)^{-(2i+1)} = (-1)^{-(2i+1)} = -1, i = \overline{0, N-1}; \quad (5.133)$$

$$\underline{w}_N^{\frac{N}{4}} = e^{j\frac{\pi N}{2N}} = j; \quad (5.134)$$

$$\underline{w}_N^{\frac{3N}{4}} = e^{j\frac{3\pi N}{2N}} = -j \quad (5.135)$$

au fost dezvoltati algoritmi care permit un calcul mai rapid al valorilor X_i prin micșorarea numărului de operații [7].

Ideea unui astfel de algoritm este aceea de a descompune TFD de ordin N în transformate de ordin mai mic. De exemplu, se poate presupune că N nu este număr prim, deci există N_1 și N_2 (prime între ele sau cu divizori comuni) astfel încât $N = N_1 \cdot N_2$. Un caz important este $N = r^m$, r fiind numit bază, obținându-se astfel algoritmi în baza r .

Pentru a explica o largă categorie de algoritmi se poate porni de la reprezentarea indicilor sub forma [7]:

$$\begin{cases} i = K_1 i_1 + K_2 i_2 \text{ mod}(N) \\ k = K_3 k_1 + K_4 k_2 \text{ mod}(N) \end{cases} \quad (5.136)$$

Dacă baza este r , relația (5.135) se scrie sub următoarea formă:

$$\begin{cases} i = i_1 + \frac{N}{r} i_2; i_1 = \overline{0, \frac{N}{r} - 1}; i_2 = \overline{0, r-1} \\ k = rk_1 + k_2; k_1 = \overline{0, \frac{N}{r} - 1}; k_2 = \overline{0, r-1} \end{cases}, \quad (5.137)$$

rezultând astfel *algoritmi cu decimare în timp*.

Dacă (5.136) se scrie sub forma:

$$\left\{ \begin{array}{l} i = ri_1 + i_2; i_1 = 0, \overline{\frac{N}{r}} - 1; i_2 = \overline{0, r-1} \\ k = k_1 + \frac{N}{r}k_2; k_1 = 0, \overline{\frac{N}{r}} - 1; k_2 = \overline{0, r-1} \end{array} \right., \quad (5.138)$$

vor rezulta algoritmi cu decimare în frecvență.

Dacă $r = 2$ (sau $N = 2m$), atunci se obține algoritmul în baza 2 cunoscut sub denumirea de Cooley & Tukey (1965), fiind primul algoritm dezvoltat pentru calculul TFD. Acest algoritm cere ca N să fie o putere a lui 2, în acest caz numărul de operații de înmulțire reducându-se la $N \log_2 N$, iar înmulțirea de matrici se efectuează în $\log_2 N$ etape. Reducerea numărului de operații se bazează pe posibilitatea descompunerii matricii $N \times N$ într-un produs de $\log_2 N$ matrici fiecare conținând pe linie numai 2 elemente nenule, unul fiind unitatea, iar celălalt un număr complex. Deasemenea se modifică și ordinea elementelor în vectorul $[X_i]$ din membrul stâng al relației. De exemplu pentru $N=2^2$, se obține:

$$\begin{bmatrix} X_0 \\ X_2 \\ X_1 \\ X_3 \end{bmatrix} = \frac{T}{N} \begin{bmatrix} 1 & W^0 & 0 & 0 \\ 1 & W^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & W^1 \\ 0 & 0 & 1 & W^3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & W^0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & W^0 \\ 1 & 0 & W^2 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & W^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(0) \\ x(1) \\ x(2) \\ x(3) \end{bmatrix}. \quad (5.139)$$

După calcularea vectorului $[X_i]$ se revine la ordinea inițială a elementelor sale printr-o rearanjare a acestora.

Există și alți algoritmi, dezvoltați ulterior, ca de exemplu algoritmul în baza 4 (asemănător cu cel în baza 2), algoritmul cu baze despicate (“split radix”), algoritmul cu baze mixte sau algoritmul Winograd.

Aceste metode sunt cunoscute sub numele de **Transformată Fourier Rapidă (TFR** sau **“FFT – Fast Fourier Transform”**, în limba engleză).

5.4. ALGORITMUL GOERTZEL

O tehnică eficientă de a calcula rezultatele doar pentru unele din cele N frecvențe este algoritmul Goertzel, care calculează rezultatul pentru o singură componentă spectrală, la fiecare N eșantioane ale semnalului analizat. Algoritmul Goertzel poate fi folosit și la calculul TFD [8].

TFR calculează eficient rezultatele pentru toate cele N puncte ale TFD. Pe de altă parte, TFD poate fi calculată direct pentru a obține rezultatele în doar câteva puncte.

Tipic, dacă se cer a fi calculate mai mult de $\log_2 N$ din cele N puncte, este mai rapid să se calculeze rezultatele pentru toate cele N puncte, aplicând TFR și neluând în seamă punctele nedorite. Dacă este nevoie doar de câteva puncte, TFD este mai rapid de aplicat decât TFR.

Algoritmul Goertzel evaluează TFD cu o economie de calcule și timp. Pentru a calcula TFD direct, este nevoie de mulți coeficienți complecși. Pentru a calcula TFD în N puncte, sunt necesari N^2 coeficienți complecși. Pentru calculul într-un singur punct din cele N trebuie calculați N coeficienți complecși.

Spre deosebire de TFD, algoritmul Goertzel utilizează doar doi coeficienți (unul complex și unul real), pentru calculul într-un singur punct. Algoritmul Goertzel calculează rezultate complexe, așa cum face și TFD dar algoritmul Goertzel poate fi modificat algebric astfel încât rezultatul său să fie pătratul amplitudinii componente spectrale respective (o valoare reală). Această modificare șterge informația de fază.

Un alt avantaj al algoritmului Goertzel, pe lângă reducerea numărului coeficienților folosiți, este acela că algoritmul poate prelucra fiecare eșantion pe măsură ce acesta sosește, eliminând astfel nevoia utilizării unui buffer de memorie în care să se stocheze N eșantioane, ca în cazul

TFD. În plus, nu este necesar nici un mecanism “bit reversed” de adresare a memoriei, ca în cazul FFT.

Algoritmul Goertzel exploatează proprietatea de periodicitate a coeficienților de rotație \underline{w} și permite exprimarea formulei de definiție a TFD ca pe o filtrare liniară.

Deoarece $\underline{w}_N^{iN} = 1, i = 0, N - 1$ se poate multiplica relația de definiție a TFD (5.125) cu acest factor și se obține:

$$X_i = \underline{w}_N^{iN} X^*(i) = \underline{w}_N^{iN} \sum_{k=0}^{N-1} x(k) \cdot \underline{w}_N^{i(N-k)}. \quad (5.140)$$

Fie

$$y_i(m) = \sum_{k=0}^{N-1} x(k) \cdot \underline{w}_N^{i(m-k)}. \quad (5.141)$$

În general, convoluția a două semnale este dată de :

$$(x_1 \otimes x_2)(i) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x_1(k) \cdot x_2(i-k). \quad (5.142)$$

Pentru $m = N$ se obține:

$$y_i(N) = \sum_{k=0}^{N-1} x(k) \cdot \underline{w}_N^{i(N-k)} = X^*(i). \quad (5.143)$$

Rezultatul TFD și TFR este un vector de dimensiune N ce conține valorile complexe (amplitudine și fază) ale componentelor spectrale ale unui vector de intrare tot de dimensiune N . Transformarea este îndeplinită prin procesarea mai întâi a unui număr de N eșantioane de intrare, apoi calculând rezultatele de ieșire, adică cele N componente spectrale.

Spre deosebire de TFD, un filtru FIR (cu răspuns finit la impuls) sau IIR (cu răspuns infinit la impuls) calculează o nouă ieșire pentru fiecare eșantion de intrare. Calculul recursiv de ordinul 2 al TFD prin algoritmul Goertzel dă o nouă ieșire $y(k)$ pentru fiecare eșantion de intrare $x(k)$. Rezultatul TFD, X_i , este echivalent cu $y(i)$ când $i = N$. Cum celelalte valori ale $y(i)$, pentru $i \neq N$, nu contribuie în nici un fel la rezultatul final X_i , nu este necesar calculul lui $y(i)$ până când i nu devine egal cu N . Aceasta înseamnă că algoritmul Goertzel este echivalent funcțional cu un filtru IIR de ordin doi, cu excepția faptului că o nouă ieșire a filtrului este generată doar după ce au ajuns, au fost prelucrate n eșantioane ale semnalului analizat.

Așa cum este arătat în figura 5.4, calculele privind realizarea algoritmului Goertzel pot fi împărțite în două etape:

- prima implică calculele legate de calea de reacție;
- cea de a doua etapă implică calculele privind calea directă și obținerea $X^*(i)$.

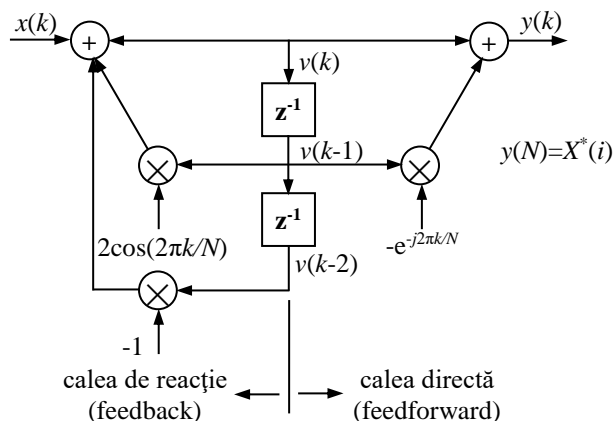


Fig.5.4 Implementarea algoritmului Goertzel ca filtru IIR (cu răspuns infinit la impuls).

5.5. CALCULUL PARAMETRIILOR SEMNALELOR UTILIZÂND TRANSFORMATA FOURIER DISCRETĂ

TFD, aplicată unui semnal analogic, permite determinarea amplitudinii, valorii efective, fazei și a frecvenței semnalului, realizând filtrarea componentei fundamentale de componenta continuă și armonicile superioare.

Determinarea componentelor reală și imaginară a fazorului complex $\underline{X}_i(n) = X_{re,i}(n) + jX_{im,i}(n)$, la momentul n , se realizează plecând de la relațiile de definiție a TFD directă, (5.120) și (5.125), astfel:

$$X_{re,i}(n) = \operatorname{Re} \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} x(n-k) \cdot e^{-jik \frac{2\pi}{N}} \right\} = \sum_{k=0}^{N-1} x(n-k) \cdot \cos \left(i \frac{2\pi k}{N} \right), i = \overline{0, N-1}; \quad (5.144)$$

$$X_{im,i}(n) = \operatorname{Im} \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} x(n-k) \cdot e^{-jik \frac{2\pi}{N}} \right\} = \sum_{k=0}^{N-1} x(n-k) \cdot \sin \left(i \frac{2\pi k}{N} \right), i = \overline{0, N-1}, \quad (5.145)$$

unde i reprezintă ordinul armonicii de identificat, și

$$x(-1) = x(-2) = \dots = x(-k) = \dots x(-N+1) = 0. \quad (5.146)$$

Pentru $i = 1$ se obține partea reală, respectiv imaginară a armonicii la frecvența de bază (fundamentală):

$$X_{re,1}(n) = \sum_{k=0}^{N-1} x(n-k) \cdot \cos \left(\frac{2\pi k}{N} \right); \quad (5.147)$$

$$X_{im,1}(n) = \sum_{k=0}^{N-1} x(n-k) \cdot \sin \left(\frac{2\pi k}{N} \right). \quad (5.148)$$

Din relațiile (5.147) și (5.148) se observă faptul că pentru calculul direct al componentelor $X_{re,1}$ și $X_{im,1}$ sunt necesare $2N$ multiplicări ale fiecărui eșantion. Pentru a simplifica calculele relațiile de mai sus pot fi scrise sub o formă recursivă [9]:

$$X_{re,1}(n) = X_{re,1}(n-1) + \frac{2}{N} [x(n) - x(n-N)] \cos \left(\frac{2\pi k}{N} \right); \quad (5.149)$$

$$X_{im,1}(n) = X_{im,1}(n-1) + \frac{2}{N} [x(n) - x(n-N)] \sin \left(\frac{2\pi k}{N} \right), \quad (5.150)$$

cu $x(-1) = x(-2) = \dots = x(-k) = \dots x(-N+1) = 0$ și $X_{re,1}(-1) = X_{im,1}(-1)$.

Relațiile (5.149) și (5.150) necesită numai două multiplicări pentru fiecare eșantion. În plus, aceste relații permit obținerea unui fazor staționar, spre deosebire de relațiile (5.147) și (5.148) care conduc la un fazor în rotație.

5.5.1. Determinarea valorii efective și a fazei

Valoarea efectivă $X_{ef,n}$ și faza φ_n se determină cu relațiile:

$$X_{ef,1}(n) = \sqrt{\frac{X_{re,1}^2(n) + X_{im,1}^2(n)}{2}}; \quad (5.151)$$

$$\varphi_n = \operatorname{arctg} \left[\frac{X_{im,1}(n)}{X_{re,1}(n)} \right], \quad (5.152)$$

iar fazorul complex se scrie

$$\underline{X}_{ef,1}(n) = X_{ef,1}(n) \cdot e^{j\varphi_n}; \quad (5.153)$$

5.5.2. Determinarea valorii maxime

Valoarea maxima X_{\max} a semnalului eșantionat poate fi determinată cu relația:

$$X_{\max} = \max \{x(n-k)\}_{k=0}^{N-1}, \quad (5.154)$$

unde $x(-1) = x(-2) = \dots = x(-k) = \dots x(-N+1) = 0$.

În cazul apariției fenomenului de ferorezonanță tensiunile sistemului pot atinge valori periculoase. Performanțele protecțiilor maxime de tensiune, bazate pe supravegherea valorii efective a tensiunii, pot fi reduse datorită conținutului ridicat de armonici superioare. În aceste condiții se recomandă supravegherea valorii maxime a tensiunii determinate conform relației (5.154)[9].

5.5.3. Calculul frecvenței

Armonicile superioare și zgomotele care se suprapun peste mărimile de intrare modifică momentele trecerilor prin zero ale tensiunii sistemului sau determină treceri prin zero multiple a acesteia. Astfel, determinarea frecvenței prin măsurarea duratei dintre două treceri succesive prin zero a tensiunii sistemului este influențată nefavorabil și în consecință precizia releelor care utilizează o astfel de metodă pentru a determina frecvența poate fi relativ redusă.

O posibilitate mult mai sigură și exactă de măsurare digitală a frecvenței se bazează pe calculul fazorului obținut prin TFD [9]. Aceasta metodă permite o măsurare corectă a frecvenței prin utilizarea fazorului tensiunii de secvență pozitivă.

Fie \underline{V}_R , \underline{V}_S , \underline{V}_T fazorii tensiunilor de fază (la frecvența de bază – fundamentală) obținuți cu relația (5.153). Componenta de secvență pozitivă a tensiunii se calculează cu relația:

$$\underline{V}^+ = \frac{1}{3}(\underline{V}_R + a\underline{V}_S + a^2\underline{V}_T), \quad (5.155)$$

unde $a = e^{j120^\circ} = 1/2 + j\sqrt{3}/2 = 0,5 + j0,866$; $|a|=1$.

În ipoteza că frecvența semnalului de intrare la momentul n , după o perioadă (N eșantioane) se abate cu Δf de la frecvența nominală f_0 , atunci pentru faza componentei de secvență pozitivă se poate scrie relația:

$$\begin{aligned} \omega_n \cdot T_0 + \varphi_n &= (\omega_{n-N} + \Delta\omega)T_0 + \varphi_{n-N} = \omega_{n-N}T_0 + \Delta\omega T_0 + \varphi_{n-N} \\ &= \omega_{n-N}T_0 + \varphi_{n-N} + \Delta\varphi \end{aligned} \quad (5.156)$$

Rezultă următoarea relație de legătură între variația fazei componentei de secvență pozitivă, $\Delta\varphi$, respectiv deviația de frecvență Δf în momentul n :

$$\Delta\varphi = \varphi_n - \varphi_{n-N} = \Delta\omega \cdot T_0 = 2\pi\Delta f \frac{1}{f_0}, \quad (5.157)$$

de unde:

$$\Delta f = \frac{1}{2\pi}(\varphi_n - \varphi_{n-N})f_0. \quad (5.158)$$

Rezultă că modificarea fazei componentei de secvență pozitivă este legată direct de Δf . Frecvența se calculează o dată la fiecare perioadă (N eșantioane). Precizia de măsurare poate fi îmbunătățită prin creșterea timpului de măsurare, dar cu consecințe asupra timpului de răspuns a releului.

5.5.4. Calculul puterii active și reactive

Calcularea puterilor prin algoritmi bazați pe TDF, corespunzători fazorilor unde fundamentale a curentului și tensiunii permit obținerea unei insensibilități la armonicile din mărimile de intrare.

Dacă \underline{V} și \underline{I} sunt fazorii tensiunii și curentului, puterea aparentă pe o fază, \underline{S}_0 , este:

$$\underline{S}_0 = \underline{V} \cdot \underline{I}^* = P_0 + jQ_0, \quad (5.159)$$

unde P_0 este puterea activă, respectiv Q_0 este puterea reactivă monofazată.

Puterea totală într-un sistem trifazat se calculează ca suma puterilor de pe cele trei faze:

$$\underline{S} = P + jQ = \underline{V}_R \cdot \underline{I}_R^* + \underline{V}_S \cdot \underline{I}_S^* + \underline{V}_T \cdot \underline{I}_T^*, \quad (5.160)$$

sau printr-o relație utilizată și în cadrul metodei celor două wattmetre:

$$\underline{S} = P + jQ = \underline{U}_{RT} \cdot \underline{I}_R^* + \underline{U}_{ST} \cdot \underline{I}_S^*. \quad (5.161)$$

Factorul de putere poate fi calculat cu următoarea relație:

$$\cos \varphi = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2}}. \quad (5.162)$$

Pentru implementarea funcțiilor de protecție direcționată, sensibilă la sensul de circulație al puterii, este suficient să fie determinat semnul componentelor puterii în relația (5.159) sau semnele componentelor puterii pe fiecare fază în conformitate cu relația (5.160).

Principalele avantaje ale aplicării metodei care utilizează TFD pentru calculul parametrilor semnalelor electrice constau în [4]:

- filtrează armonicile din componența semnalelor analogice;
- precizie remarcabilă, eroarea relativă fiind sub 2%;
- permite tratarea unitară a calculului valorii efective a fundamentalei și a armonicilor de ordin superior necesare funcțiilor de protecție;
- permite calculul comod al componentelor pozitive, negative și zero necesare algoritmilor de protecție;
- permite calculul comod al puterii active, reactive, aparente și a factorului de putere necesare funcțiilor de măsură;
- are un timp de răspuns mai bun decât oricare dintre metodele descrise în paragrafele anterioare.

BIBLIOGRAFIE

- [1]. Elemer Demeter, A Digital Relaying Algorithm for Integrated Power System Protection and Control, Thesis Submitted to the College of Graduate Studies and Research in Partial Fulfillment of the Requirements for the Degree of Doctor of Philosophy in the Department of Electrical Engineering University of Saskatchewan Saskatoon, Saskatchewan, July 2005.
- [2]. S. R. Bhide, Digital Power System Protection, Prentice-Hall of India Pvt.Ltd; 1 edition (May 1, 2014).
- [3]. Adly Ageeb Girgis, Application of Kalman filtering in computer relaying of power systems, 1981, Retrospective Theses and Dissertations, 7168, Iowa State University, <http://lib.dr.iastate.edu/rtd/7168>.
- [4]. Alexandru Vasilevici, Stelian Gal, Florin Balașiu, Traian Fagărașan, Implementarea echipamentelor digitale de protecție și comandă pentru rețele electrice, Ed. Tehnică, Lucrare editată în cadrul programului JEP 09737 cu sprijinul financiar al EC TEMPUS, 2000.
- [5]. https://ro.wikipedia.org/wiki/Transformata_Fourier, accesat mai 2018
- [6]. E. Ceangă, I. Munteanu, Antoneta Bratcu, M. Culea, Semnale, circuite și sisteme. Partea I: Analiza semnalelor, Editura ACADEMICA, Str. Domnească 111, 6200, Galați, 2001.
- [7]. 10. Transformata Fourier discretă, <http://www.afahc.ro/ro/facultate/cursuri/ccg/MSE/C10%20-TFD.pdf>
- [8]. Dragoș Nicolae Vizireanu, Radu Mihnea Udrea, „Aplicații ale procesoarelor de semnal în comunicații”, Ed. Electronica 2000, București 2006.
- [9]. Sisteme Moderne de Protecție în Electrotehnică - Tendințe noi în dezvoltarea sistemelor de protecție, <https://biblioteca.regielive.ro/cursuri/energetica/sisteme-moderne-de-protectie-in-electrotehnica-electrotehnica-134898.html>, accesat mai 2018.

6. SINCROFAZORI

6.1. ASPECTE GENERALE

Comportarea dinamică a sistemelor electroenergetice (SEE) ridică probleme din ce în ce mai complexe și mai dificile pe măsură ce acestea se extind, devenind din ce în ce mai greu de modelat. În plus, cunoașterea exactă, prin măsurători în timp real a mărimilor electrice din SEE și abilitatea de a realiza controlul în timp real al sistemului, asigură o exploatare optimizată și ușurează prevenirea avariilor [1].

Noțiunea de fazor este utilizată de foarte multă vreme în ingineria electrică și până la urmă reprezentarea fazorială a mărimilor electrice stă și la baza înțelegerii modului de utilizare a sincrofazorilor. *Sincrofazorii, sau măsurările sincronizate de fazori*, reprezintă o tehnologie relativ recentă apărută în cursul anilor '80, odată ce prin apariția sateliților de poziționare globală GPS a devenit posibilă sincronizarea în orice locație de pe glob a echipamentelor de măsură față de o referință unică de timp. Definiția precisă a fazorilor sincronizați în timp (sincrofazori) a fost introdusă relativ recent de către standardele internaționale IEEE 1344 și IEEE C37.118, IRIG-B [1].

Sincrofazorii sunt strâns legați de sistemul de poziționare globală prin sateliți (Global Positioned Satellite – GPS), realizat de SUA și care constă din 24 de sateliți plasați pe 6 orbite la o înălțime de aproximativ 16000 km de la suprafața Pământului (jumătate din altitudinea unei orbite geosincrone). Poziționarea planului orbital al sateliților este realizată astfel încât, în orice moment și pentru orice punct de pe suprafața pământului, sunt vizibili cel puțin 4 sateliți.

Utilitatea civilă a sistemului GPS este de a transmite coordonatele geografice ale unui receptor staționar, după ce acesta a trimis în prealabil un impuls recepționat de către satelit. De asemenea, GPS transmite un impuls de sincronizare la fiecare secundă, impuls care poate fi interpretat de către receptorul de pe suprafața Pământului. Pentru aplicațiile civile precizia acestui semnal de sincronizare este de cel puțin 1 microsecundă (sau sub o microsecundă), ceea ce face posibilă sincronizarea proceselor, deci și a măsurătorilor din orice punct de pe Pământ cu o acuratețe suficientă pentru a monitoriza și controla fenomenele din SEE [1].

A măsura sincronizat în diverse locații deschide porțile unor aplicații extrem de interesante, mai ales în ceea ce privește rafinarea estimatoarelor de stare sau în ceea ce privește asigurarea unei siguranțe sporite la nivelul sistemelor electroenergetice prin identificarea unor moduri periculoase de oscilații de putere.

Evoluția utilizării fazorilor este marcată de câteva repere temporale [1]:

- 1893 – C.P. Steinmetz propune tehnici matematice de analiză a rețelelor de curent alternativ cu ajutorul fazorilor, tehnici care sunt preluate rapid, pe scară largă, fiind unanim acceptate;
- 1970 – Paul Dimeo¹² publică lucrarea „Analiza nodală a sistemelor electroenergetice” propunând o metodă de monitorizare și control a sistemului bazat pe urmărirea fazorilor tensiunilor și curenților nodali și un echipament original, anagraful, bazat pe cunoașterea defazajelor tensiunilor nodurilor și dedicat supravegherii regimurilor nodului respectiv;
- 1987 – este lansat primul GPS operațional sincronizat experimental;
- 1992 – se efectuează primul test de măsurare a sincrofazorilor aplicat unei zone mai extinse cu validarea modelului folosit;
- 2004 – se emite prima recomandare oficială pentru utilizarea dispozitivelor sincronizate în timp.

¹² Paul Gh. Dimeo (n. 10 iunie 1905, Turnu Severin - d. 17 aprilie 1990, București) a fost un inginer român, membru titular al Academiei Române. S-a făcut cunoscut pe plan mondial în calitate de creator al metodei REI (Radial, Equivalent, Independent - network) – DIMO de analiză nodală a sistemelor electroenergetice.

Pionierii măsurătorilor sincronizate de fazori au fost cercetătorii de la universitatea Virginia Tech din Statele Unite ale Americii, iar primul echipament comercial de tip PMU (Phasor Measurement Unit) a fost dezvoltat și lansat pe piață în 1991 de Microdyne. Inițial privită ca o tehnologie relativ scumpă, măsurarea sincronizată a fazorilor a început să ia amploare după ce Schweitzer Engineering Laboratories și General Electric au inclus funcțiile de PMU în releele digitale de protecție.

În momentul de față și alți producători de echipamente numerice de protecție au lansat terminale care conțin și funcții PMU și au extins aceste funcții chiar și pentru releele de protecție care se instalează la nivelul rețelei de distribuție a energiei electrice.

În prezent, estimatoarele de stare utilizează informațiile furnizate de sistemele EMS/SCADA (“Energy Management System / Supervisory Control And Data Acquisition”) pentru determinarea stării în diversele noduri ale sistemului electroenergetic. Aceste informații implică un grad de imprecizie relativ ridicat și pot fi rafinate prin implementarea unor estimatoare hibride de stare, care să utilizeze informațiile de la echipamentele PMU instalate.

O problemă o constituie înțelegerea deosebirilor care există între datele achiziționate de SCADA și datele oferite de sistemul de achiziție a sincrofazorilor [1]. În acest sens, în Tabelul 6.1 se prezintă o comparație între sistemele tip SCADA și sistemele bazate pe PMU.

Una din problemele importante privind coordonarea măsurătorilor sincrofazorilor o constituie prezența în SEE a transformatoarelor cu diferite conexiuni (diferite numere caracteristice), sau cu reglaj longo-transversal, cu posibilități de rotire a fazorului tensiunii. În situația în care în rețea există astfel transformatoare, rezultatele măsurătorilor sincrofazorilor trebuie corectate pentru a ține seama de defazajele apărute.

6.2. DEFINIREA SINCROFAZORILOR

Mărimile electrice alternative armonice pot fi reprezentate prin intermediul unei relații matematice de tipul:

$$x(t) = X_m \cos(\omega t + \varphi), \quad (6.1)$$

unde:

- X_m reprezintă amplitudinea undei sinusoidale;
- ω este viteza unghiulară (pulsăția) care depinde de frecvență;
- φ – unghiul inițial al undei.

Un fazor este un vector definit prin amplitudine și fază și corespunde unei forme de undă sinusoidale la o anumită frecvență.

Spre exemplu, mărimea alternativă armonică (sinusoidală), descrisă prin (6.1), se reprezintă fazorial prin intermediul unui vector de amplitudine X_m care se rotește cu pulsăția ω în sens trigonometric și care are unghiul inițial de fază egal cu φ , așa cum se prezintă în figura 6.1. Proiecția sa pe axa verticală va reprezenta exact mărimea instantanee exprimată prin funcția sinus. Evident, proiecția sa pe axa orizontală va reprezenta mărimea instantanee exprimată prin funcția cosinus.

Tabelul 6.1 Date comparative ale sistemelor SCADA și sincrofazori [1].

Caracteristică	SCADA	SINCROFAZORI
Tipul măsurătorii	analogică	digitală
Rezoluție	2 - 4 eşantioane / s	până la 60 eşantioane / s
Observabilitate	regim staționar	regim dinamic / tranzitoriu
Monitorizare	locală	arie largă
Măsurarea fazei	nu	da
Mărimea măsurată	Modul	modul și unghi
Sincronizarea datelor	precizie 2 – 4 s	precizie 1 μs

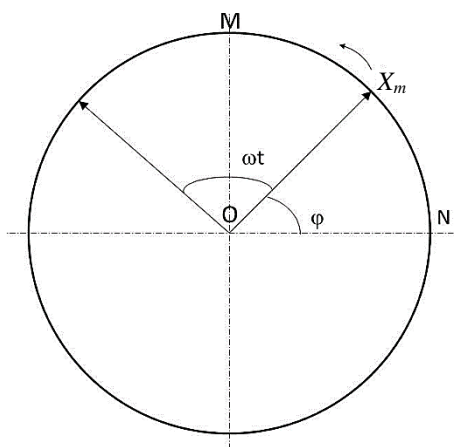


Fig.6.1 Reprezentarea fazorială a unei mărimi alternative armonice.

Vectorul rotitor descrie practic comportarea mărimii instantanee cosinusoidale și se numește fazor. Avantajul utilizării reprezentării fazoriale apare mai ales atunci când trebuie adunate mai multe mărimi armonice, caz întâlnit des în analiza circuitelor și a rețelelor electrice. După reprezentarea fazorială, orice adunare de mărimi sinusoidale devin mărimi fazoriale respectă regulile adunării vectoriale.

Fazorii reprezintă practic un concept aplicat la o singură frecvență (frecvența nominală sau o altă frecvență) constantă!

Dacă mărimile armonice au aceeași frecvență de oscilație și aceasta este constantă, reprezentarea fazorială poate renunța la ωt și se reduce practic la fazori care au amplitudinea dată de amplitudinea mărimilor armonice respective (sau de valoarea lor efectivă din moment ce aceasta este proporțională cu amplitudinea) și unghiul dat de faza inițială φ (Fig.6.2).

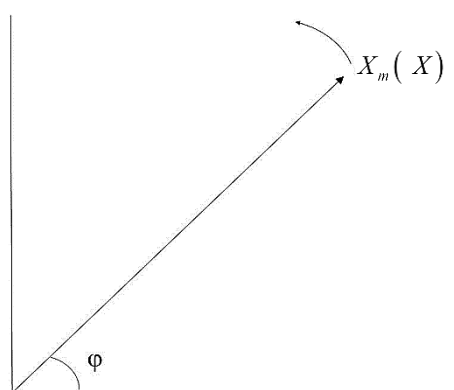


Fig.6.2 Reprezentarea fazorială simplificată.

În notație fazorială o astfel de mărime poate fi scrisă astfel:

$$\bar{X} = X_m \angle \varphi. \quad (6.2)$$

Dacă frecvența de oscilație a mărimii măsurate nu este constantă, vectorul sau fazorul nu se mai rotește pe circumferința unui cerc ci locul său geometric va fi sub forma unei spirale, determinată de modul de variație al frecvenței respectivei mărimi. În multe aplicații deviația frecvenței nu este de o asemenea natură încât să modifice mult cele menționate anterior.

Fazorul unui semnal poate fi estimat, folosind dezvoltări în serie Fourier, utilizând eşantioanele de date ale semnalului prelevate într-o fereastră de timp selectată. Pentru un semnal staționar, amplitudinea este o constantă, în timp ce valoarea fazei depinde de momentul

de start al prelevărilor. Faza este o cantitate relativă și impune selectatarea unei referințe. Dispozitivele de măsurare (PMU), într-o rețea electrică, sunt amplasate în locații diferite pentru a preleva eşantioanele de tensiune și de curent din care se pot calcula fazorii. Dacă eşantioanele obținute de dispozitivele de măsurare nu sunt sincronizate cu o referință de comună, fazele fazorilor calculați în locații diferite nu vor fi comparabile. Acest lucru împiedică atât înțelegerea și analiza anumitor fenomene din SEE, cât și dezvoltarea unor aplicații complexe. Pentru a elimina această barieră măsurarea fazorilor, în întreaga rețea electrică, trebuie să aibă o referință de sincronizare comună, astfel încât compararea directă să fie fezabilă [2].

Reprezentarea fazorială reprezentată prin (6.1) și (6.2) poate fi extinsă fără probleme ca o formă de reprezentare pentru sincrofazori, în care faza inițială este raportată la o referință unică de timp.

Standardul IEEE 1344-1995 definește „începutul secunde” (“the start of the second”) ca referință de timp pentru stabilirea valorii unghiului de fază a fazorului. Convenția stabilită este ilustrată grafic în figura 6.3 [3].

În special în literatura americană de specialitate se preferă utilizarea funcției cosinus pentru exprimarea mărimilor armonice.

Măsurarea instantanee a unghiului de fază rămâne constantă la frecvența nominală atunci când se utilizează începutul de secundă ca referință. Dacă frecvența semnalului diferă de cea nominală, faza instantanee variază în funcție de timp [3].

Fie $v(t)$ tensiunea de fază instantanee măsurată la bornele sistemului. În cazul unui regim armonic (sinusoidal) tensiunea poate fi descrisă, în conformitate cu (6.1), printr-o relație de forma:

$$v(t) = V_m \cos(2\pi \cdot f \cdot t + \varphi_0), \quad (6.3)$$

în care argumentul tensiunii este o funcție variabilă în timp, de forma:

$$\theta(t) = 2\pi \cdot f \cdot t + \varphi_0. \quad (6.4)$$

Dacă frecvența nu este egală cu frecvența nominală, relația (6.4) poate fi pusă sub forma:

$$\theta(t) = 2\pi \cdot f_n \cdot t + 2\pi \cdot \Delta f \cdot t + \varphi_0, \quad (6.5)$$

unde:

$$\Delta f = f - f_n. \quad (6.6)$$

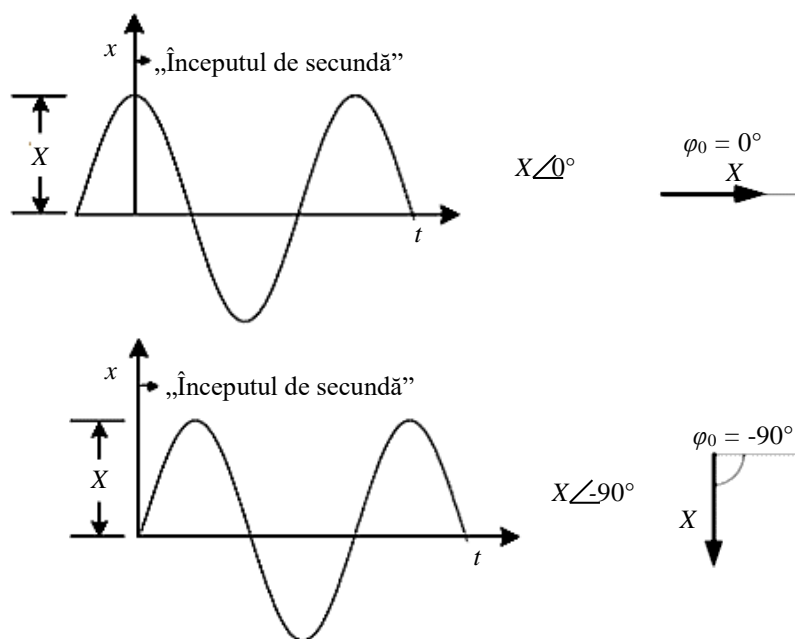


Fig.6.3 Convenția de măsurare a sincrofazorului în funcție de timp.

Datorită variației (deviației) de frecvență față de frecvența nominală, f_n , rezultă o variație în timp a argumentului tensiunii, față de condițiile nominale, cu cantitatea:

$$\varphi(t) = 2\pi \cdot \Delta f \cdot t + \varphi_0, \tag{6.7}$$

φ_0 fiind faza tensiunii la momentul $t = 0$.

În cazul în care deviația frecvenței $\Delta f = 0$ rezultă că variația în timp a argumentului tensiunii față de condițiile nominale $\varphi(t) = \varphi_0$. La frecvențe diferite de frecvența nominală $\varphi(t)$ este variabilă în timp, după cum variază frecvența. În figura 6.4 se prezintă variația lui $\varphi(t)$ în cazul în care $\Delta f = ct. > 0$.

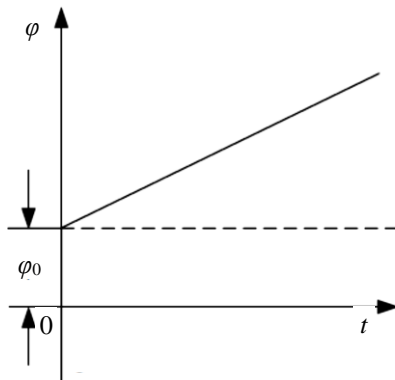


Fig.6.4 Măsurarea fazei la o frecvență diferită de cea nominală cu $\Delta f > 0$.

Standardul IEEE 1344-1995 definește o formă de undă în regim staționar unde magnitudinea, frecvența și unghiul de fază nu se modifică. Acest standard nu are cerințe privind performanța de măsurare a fazorului în regim tranzitoriu.

De reținut că sincrofazorul este referit la funcția cosinus!

Deci, sincrofazorii sunt fazori situați în diferite puncte ale spațiului, definiți față de un moment de referință unic în timp, stabilit folosind GPS (Fig.6.5) [1].

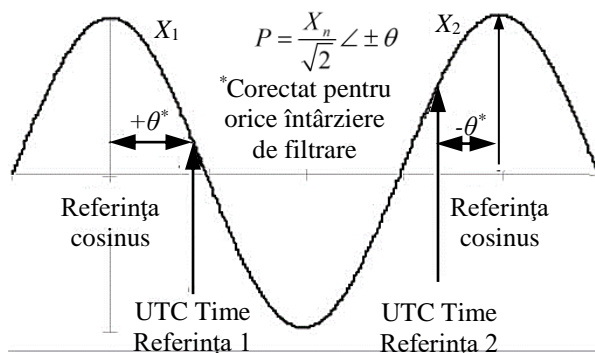


Fig.6.5 Definierea sincrofazorilor [2].

O altă definiție echivalentă, în conformitate cu standardul IEEE C37.118, se enunță astfel: „un sincrofazor este un fazor calculat din eşantioane de date utilizând un semnal de timp standard ca referință pentru măsurare”.

Faza unui sincrofazor trebuie corectată astfel încât ea să țină cont de întârzierile cauzate de orice tip de temporizare introdusă în procesul de măsurare a lui.

În figura 6.5 este marcată referința de timp (UTC Time - Universal Time Coordinated succesorul lui Greenwich Mean Time - GMT) realizată cu ajutorul sistemului GPS. La momentul de timp 1, unda are unghiul „ $+\theta^*$ ” și amplitudinea X_1 (considerând un regim cu

frecvență constantă și amplitudine variabilă). Similar la momentul de timp 2, în raport cu unda cosinusoidală se măsoară un unghi „ θ ” și amplitudinea X_2 . Unghiul măsurat trebuie să fie cuprins în intervalul $\pm \pi$. Trebuie subliniat că standardul referitor la sincrofazori se concentrează pe semnale staționare care există atunci când forma undei este constantă pentru perioada în care se fac măsurătorile [1,4].

Figura 6.6 prezintă fazorii tensiunilor din n noduri ale unei rețele electrice, care poate fi asociată unui sistem electroenergetic, raportați în planul fazorial la referința unică de timp.

Desigur, precizia măsurării unghiului de fază este o consecință a preciziei de sincronizare și implicit a celorlalte criterii de conformitate impuse sincrofazorilor.

În lumea reală, sistemul de putere rareori funcționează exact la frecvența nominală. Ca atare, calculul unghiului de fază, φ , trebuie să țină cont de frecvența reală a sistemului în momentul măsurării [4].

Fazorii achiziționați trebuie să fie etichetați în timp în funcție de ora referinței UTC. Eticheta de timp este un mesaj pe 8 octeți format din [4]:

- „Secunda Secolului” (“Second Of Century - SOC”) cu o lungime de 4 octeți. Marcajul de timp SOC înregistrează numărul de secunde trecute începând cu data de 1 ianuarie 1970 ca un întreg nesemnificativ de 32 de biți. Pe 32 biți, contorul SOC poate înregistra până la 136 de ani sau până în anul 2106;
- „Frațiunea de secundă” (“Fraction of Second - FOS”) – cu o lungime de 3 octeți marcajul FOS divizează secunda în 16,777.216 părți sau contorizează părți de secundă de 59,6 ns. Dacă nu se dorește o astfel de rezoluție, standardul propus (C37.118) permite utilizarea unei baze definite de utilizator (de exemplu - o bază de 1.000.000 ar eticheta un fazor la cea mai apropiată microsecundă);
- „Indicator de calitate al timpului” (“Time Quality Indicator- TQI”) – are o lungime de 1 octet și conține informații despre starea și precizia relativă a ceasului sursă, precum și indicații asupra secundelor „sărite” și a direcției (plus sau minus).

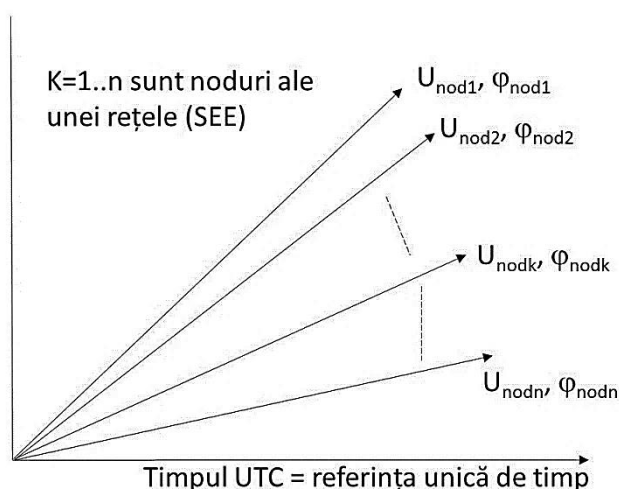


Fig.6.6 Tensiunile din nodurile unui SEE reprezentate fazorial și raportate la aceeași referință.

6.3. RAPORTAREA SINCROFAZORILOR

Standardul IEEE C37.118 revizuieste Standardul IEEE1344 și propune să fie standardizate câteva frecvențe de raportare și intervale de raportare, referitor la măsurarea sincrofazorilor așa cum se prezintă în Tabelul 6.2.

Tabel 6.2 Ratele de raportare a sincrofazorilor [4].

Frecvența sistemului:	50 Hz		60Hz				
Ratele de raportare:	10	25	10	12	15	20	30

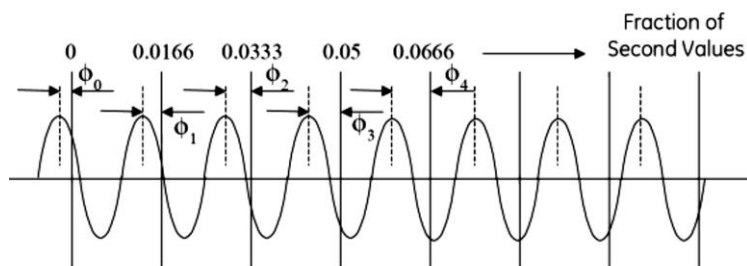


Fig.6.7 Intervale sincrone de raportare [4].

O rată de raportare dată trebuie să dividă în mod egal un interval de o secundă în numărul specificat de sub-intervale, fapt ilustrat în figura 6.7 unde rata de raportare este selectată la 60 fazori pe secundă (depășind valoarea maximă necesară care este permisă de noul standard propus) [4]. Primul interval de raportare trebuie să fie la Vârful de Secundă și este notat ca intervalul de raportare „0”. Frațiunea de Secundă pentru acest interval de raportare trebuie să fie zero.

Următorul interval de raportare din figură, etichetat cu T_0 , trebuie raportat la 1/60 dintr-o secundă după Vârful de Secundă - cu Frațiunea de Secundă de raportare după 279.620 numărări pe o bază de 16.777.216.

6.4. CRITERII DE PERFORMANȚĂ PENTRU SINCRIFAZORI

Măsurarea sincrofazorilor trebuie să-și păstreze precizia pentru un domeniu larg de condiții de funcționare a SEE. Standardul IEEE C37.118 impune anumite condiții măsurării sincrofazorilor: să păstreze precizia unghiului de fază și a amplitudinii mărimilor măsurate în anumite condiții specifice de funcționare.

În acest sens s-a definit un indicator de calitate care apreciază global acuratețea de măsurare a sincrofazorilor. Precizia sincrofazorilor e determinată de către o valoare numită eroare vectorială totală, TVE (“Total Vectorial Error” în limba engleză). Conform standardului IEEE C37.118 eroarea vectorială totală este definită ca fiind rădăcina pătrată a sumei pătratelor diferenței dintre componenta reală a fazorului și cea măsurată, respectiv a diferenței dintre componenta imaginară a fazorului și cea măsurată, raportată la valoarea amplitudinii fazorului, așa cum rezultă din expresia:

$$TVE = \sqrt{\frac{[X_r(n) - X_r]^2 + [X_i(n) - X_i]^2}{X_r^2 + X_i^2}} \cdot 100 [\%], \quad (6.8)$$

unde X_r și X_i reprezintă valorile componentelor reală și imaginară teoretică (exactă) a sincrofazorului, iar $X_r(n)$ și $X_i(n)$ sunt valorile măsurate (estimate) pentru sincrofazor.

Eroarea vectorială totală impusă unui echipament PMU care măsoară sincrofazori trebuie să fie de sub 1%, în condițiile unei deviații maxime de la frecvența nominală de $\pm 5\text{Hz}$, a unui coeficient de distorsiune armonică totală THD de 10% și cu un semnal perturbator în afara benzii de frecvență cu valori de până la 10% din valoarea semnalului util [5].

Aceste cerințe de conformitate sunt definite în standardul IEEE C37.118 – standardul prezintă două nivele de conformitate, numite nivelul 0 și nivelul 1. Datele anterioare se referă la conformitatea corespunzătoare nivelului 1, numit de documentul IEEE C37.118 ca fiind „nivelul standard” de conformitate.

6.5. EFECTELE DEVIAȚIEI DE FRECVENȚĂ ASUPRA ESTIMĂRII CLASICE A FAZORILOR

Sincrofazorii sunt de fapt valorile de amplitudine și unghi de fază determinate în urma măsurării sincronizate a fazorilor. Întrucât procesul de măsurare sincronizată a fazorilor este

unul de natură numerică, bazat pe eșantionarea și conversia analog-numerică a valorilor instantanee ale unor mărimi electrice, în literatură [5] se precizează că dacă se consideră eșantionarea a N valori pe parcusul unui ciclu (unei perioade a frecvenței nominale a sistemului electroenergetic în care se realizează măsurarea), expresia valorii efective a unui fazor estimat poate fi scrisă printr-o dezvoltare în serie Fourier discretă sub forma [4]:

$$\hat{X} = \frac{\sqrt{2}}{N} \sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} x[\Delta t(k+1/2)] \cdot e^{-j\left(k+\frac{1}{2}\right)\frac{2\pi}{N}}, \quad (6.9)$$

unde:

- \hat{X} reprezintă amplitudinea fazorului estimat pe durata unui ciclu;
- $\Delta t = 1/(N \cdot f_n)$ cu f_n frecvența nominală;
- $x[\Delta t(k+1/2)]$ eșantionul de curent sau tensiune achiziționat la momentul $t = \Delta t(k+1/2)$. S-a considerat că numărul de eșantioane N este par.

Dacă se presupune că eșantioanele sunt preluate de la un semnal care conține doar o componentă de frecvență, nu neapărat cea nominală, se poate scrie [2]:

$$x[\Delta t(k+1/2)] = \sqrt{2} \operatorname{Re} \left\{ \bar{X} \cdot e^{j\left(k+\frac{1}{2}\right)\frac{2\pi f}{N f_n}} \right\} = \sqrt{2} \cdot \bar{X} \cdot \cos \left[\left(k + \frac{1}{2} \right) \frac{2\pi f}{N f_n} \right], \quad (6.10)$$

în care

- \bar{X} reprezintă valoarea adevărată (actuală) a fazorului din secvența de eșantioane;
- f_n este frecvența nominală a sistemului (de regulă 50 Hz în Europa), care este și valoarea de bază în cazul eșantionării cu rată fixă;
- f este valoarea reală (actuală) a semnalului eșantionat.

Introducând expresia (6.9) în relația (6.1) se poate stabili o legătură între fazorul estimat la un ciclu și valoarea adevărată a fazorului mărimii care se dorește a fi măsurată [3]:

$$\hat{X} = A \cdot \bar{X} + B \cdot \bar{X}^*, \quad (6.11)$$

în care \bar{X}^* este conjugata complexă a lui \bar{X} .

Coeficienții A și B din (6.11) au expresiile [4]:

$$A = \frac{\sin \left[\pi \left(\frac{f}{f_n} - 1 \right) \right]}{N \cdot \sin \left[\frac{\pi}{N} \left(\frac{f}{f_n} - 1 \right) \right]}; \quad (6.12)$$

$$B = \frac{\sin \left[\pi \left(\frac{f}{f_n} - 1 \right) \right]}{N \cdot \sin \left[\frac{2\pi}{N} + \frac{\pi}{N} \left(\frac{f}{f_n} - 1 \right) \right]}. \quad (6.13)$$

Din expresiile coeficienților A și B se poate constata că atunci când frecvența semnalului este aproape egală cu frecvența nominală, A tinde spre valoarea 1, iar B tinde spre valoarea zero. Exprimat mai sintetic, atunci când $f = f_n$, $A = 1$ și $B = 0$ și implicit relația (6.11) se transformă într-o egalitate:

$$\hat{X} = \bar{X}, \quad (6.14)$$

Relația (6.9) arată că în cazul unui semnal măsurat, a cărui frecvență este egală cu frecvența nominală, relația (6.4) conduce la o estimare a fazorului care nu conține nicio eroare de amplitudine sau de fază [4].

Dacă frecvența semnalului prelevat este diferită de cea nominală estimarea fazorului conform (6.4) introduce atât erori de fază, cât și de amplitudine. Când frecvența mărimii care

se măsoară se îndepărtează de frecvența nominală, valoarea coeficientului $|A|$ scade sub 1 iar valoarea coeficientului $|B|$ crește peste zero, introducând-se o distorsiune.

Separând componentele reale și imaginare în relația (6.11) rezultă următoarele expresii:

$$\begin{aligned} \operatorname{Re}[\hat{X}] &= \operatorname{Re}[A \cdot \bar{X} + B \cdot \bar{X}^*] = \operatorname{Re}\left\{\operatorname{Re}(\bar{X}) \cdot [A + B] + j \operatorname{Im}(\bar{X}) \cdot [A - B]\right\} = \\ &= [A + B] \cdot \operatorname{Re}(\bar{X}) \end{aligned} \quad ; \quad (6.15)$$

$$\operatorname{Im}[\hat{X}] = \operatorname{Im}[A \cdot \bar{X} + B \cdot \bar{X}^*] = [A - B] \cdot \operatorname{Im}(\bar{X}), \quad (6.16)$$

sau

$$\operatorname{Re}(\bar{X}) = \frac{\operatorname{Re}[\hat{X}]}{[A + B]}; \quad (6.17)$$

$$\operatorname{Im}(\bar{X}) = \frac{\operatorname{Im}[\hat{X}]}{[A - B]}. \quad (6.18)$$

Se poate scrie următoarea relație:

$$\left\{\frac{\operatorname{Re}[\hat{X}]}{[A + B]}\right\}^2 + \left\{\frac{\operatorname{Im}[\hat{X}]}{[A - B]}\right\}^2 = [\operatorname{Re}(\bar{X})]^2 + [\operatorname{Im}(\bar{X})]^2 = \bar{X}^2, \quad (6.19)$$

relație care reprezintă în planul complex locul geometric al unei elipse (axa mare și mică sunt aliniată după axa reală, respectiv imaginară ale planului complex) ale cărei intersecții cu axele planului complex sunt date de relațiile:

$$\operatorname{Re_intersect} = [A + B] \cdot |\bar{X}|; \quad (6.20)$$

$$\operatorname{Im_intersect} = [A - B] \cdot |\bar{X}|; \quad (6.21)$$

Analizând relațiile (6.12) și (6.13), respectiv (6.19), se poate constata că la o frecvență egală cu frecvența nominală, estimarea fazorului coincide cu fazorul real (locul geometric este un cerc), iar la frecvențe diferite de cea nominală ale mărimii pentru care se estimează fazorul, locul geometric al fazorului se transformă în elipsă, care devine tot mai evidentă odată cu creșterea diferenței dintre frecvența mărimii măsurate și frecvența nominală.

Totodată, se mai poate observa că amplitudinea fazorului estimat este întodeauna mai mică decât amplitudinea fazorului real (coeficientul A are valoarea maximă egală cu unitatea, de regulă el având o valoare subunitară).

6.6. ARHITECTURA SISTEMELOR CU PMU

În figura 6.8 se prezintă schema de principiu a unei instalații de măsurare sincronă a fazorilor (sincrofazori) [1].

Implementarea PMU (a măsurătorilor sincronizate de fazori) se răspândește din ce în ce mai mult, ceea ce are implicații asupra considerațiilor arhitecturale care trebuie abordate:

➤ *Prima dintre acestea* se referă la locația fizică. Trebuie remarcat faptul că, ținând cont de PMU-urile cu capacitate de măsurare sincronă a curentului, observabilitatea completă (cunoașterea tuturor mărimilor de stare din sistem – potențialele tuturor nodurilor) ar putea fi obținută prin localizarea PMU-urilor alternând nodurile din rețea. Curenții de circulație din laturi (injecțai sau ejecțai din noduri – stații) pot fi utilizați pentru a estima tensiunea în stațiile (nodurile) aflate la distanță prin calcularea căderii de tensiune $\Delta V = I_1 \cdot Z_1$ de-a lungul liniei. În general, este de așteptat ca aceste valori să fie corelate, printr-un proces echivalent, cu estimatorii de stare existenți - doar de 20 de ori mai rapid;

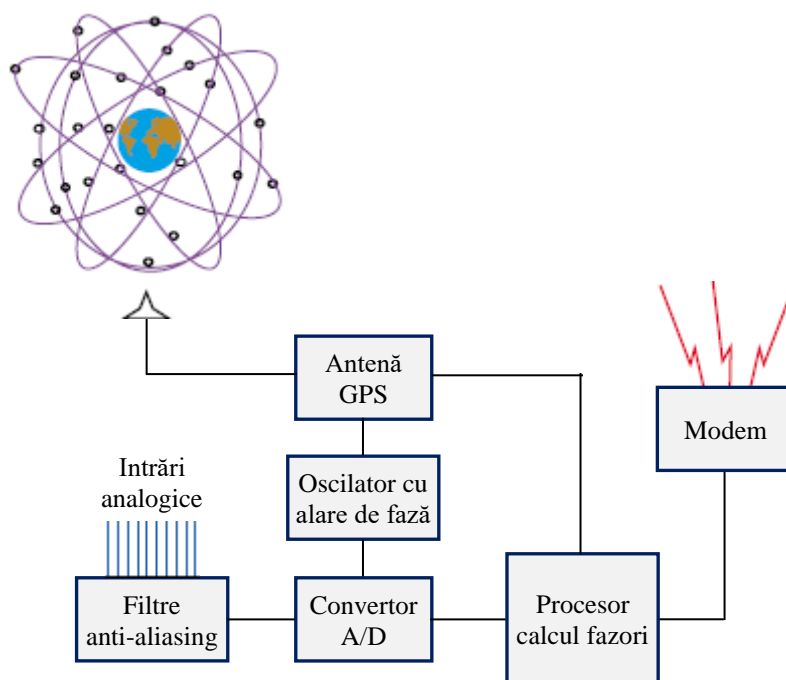


Fig.6.8 Diagrama bloc a sistemului de măsurare a sincrofazorilor [1].

➤ *Următoarele* aspecte arhitecturale care trebuie abordate sunt cele ale canalelor de comunicații și ale lățimii de bandă. Lățimea de bandă este dictată de „apetitul” utilizatorului pentru date (informații). De exemplu, alegerea unei rate de raportare a fazorului de 60 fazori/sec. pentru o tensiune, 5 curenți, 5 măsurători de puteri active, 5 măsurători de puteri reactive, frecvența și rata de schimbare a frecvenței - toate raportate ca valori în virgulă mobilă - vor necesita o lățime de bandă de 64.000 bps (“Bits per second”). Pe de altă parte, o rată de raportare a datelor de 12 fazori/sec. pentru 1 tensiune, 5 curenți și frecvență - raportată în format întreg pe 16 biți - poate fi asigurată de un canal de 4800 bps [4]. În alegerea lățimii de bandă a canalului, ar trebui luate în considerare atât cerințele actuale, cât și cele viitoare. În special, trebuie luată în considerare posibilitatea realizării în viitor a unui control în buclă închisă, în măsura în care viteza acestui control este funcție de lățimea de bandă disponibilă;

➤ *Următoarea considerație* arhitecturală este cea de alegere a unui canal de comunicare fizic. Această alegere trebuie să țină de mai multe cerințe funcționale, și anume [4]:

- ✓ lățimea de bandă necesară;
- ✓ cerințele privind disponibilitatea sistemului;
- ✓ disponibilitatea datelor (adică - câte pachete de date pierdute sunt tolerate);
- ✓ distribuirea datelor către utilizatorii finali.

Aceste cerințe conduc către o arhitectură a cărei topologie este exemplificată în figura 6.9, conform căreia se constată că:

➤ *Există mai multe căi de date*, fiecare dintre acestea necesitând canale de comunicație de dimensiuni și cu caracteristici diferite;

➤ *Există mai multe nivele de colectare și decizie* care abordează constrângeri operaționale diferite - cea mai importantă fiind cea a vitezei de răspuns în cazul în care este implicat controlul cu buclă închisă;

➤ *Prima cale (legătură, conexiune) a unei linii de date* este cea de la PMU la un concentrator de date PDC (“Phasor Data Concentrator”) situat pe primul nivel, unde datele recepționate de la mai multe PMU-uri sunt sortate după etichetarea în timp. Opțiunile pentru această conexiune includ canale seriale, care funcționează cu rate de date de la 9600 bps la 57600 bps, și protocoale Ethernet, sau de alt tip, care funcționează la 10 sau 100 MB. Standardele referitoare

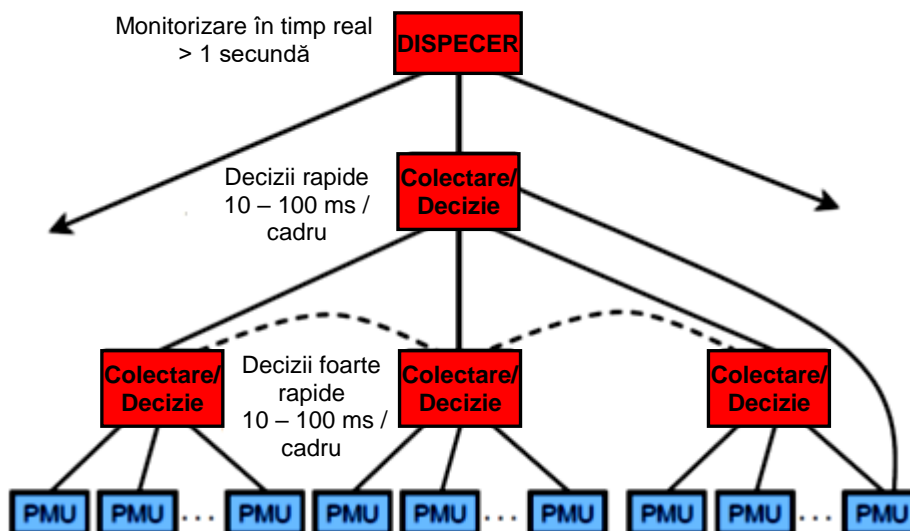


Fig.6.9 Topologia unei arhitecturi de colectare a datelor cu PMU [4].

la Sincrofazori specifică formatul de date pentru legătura de PMU - PDC. În multe cazuri, poate fi necesară existența unor căi de comunicație redundante sau pot exista mai mulți utilizatori de date. Dacă se utilizează canale seriale, trebuie să fie acceptată fie existența unor porturi de ieșire multiple din PMU, fie existența unei conexiuni serială multiplă. Atunci când se acceptă mai mulți consumatori prin Ethernet, PMU trebuie fie să suporte mai multe conexiuni, fie transmisii de date multicast [4];

➤ *Se impune ca atât între PDC-urile situate la același nivel ierarhic să existe un schimb de date, precum și între PDC-urile situate pe nivele ierarhice succesive adiacente. Este de așteptat ca acest schimb PDC-uri să aibă loc la rate de raportare mai mici de aproximativ 10 sincrofazori pe secundă. Deși rata de date este de 6 ori mai mică (60 față de 10 fazori pe secundă), fluxurile de date agregate pot conține date de la 16 la 32 PMU-uri [4]. Pentru transportul acestor date vor trebui luate în considerare tehnologii folosite în cadrul WAN ("Wide Area Network" - rețele cu arie mare de întindere) - rețele care interconectează LAN-uri furnizând acces la calculatoare din alte locații geografice - cum ar fi: T-Carrier Series (în SUA TI, T2, T3), SONET/SDH ("Synchronous Optical Networking/Synchronous Digital Hierarchy" - protocoale standardizate de multiplexare care transferă fluxuri digitale multiple pe fibră optică, folosind LASER-e sau LED-uri) sau Ethernet;*

➤ *O altă zonă care de interes din punct de vedere arhitectural este cea a schimbului de date între PDC și software-ul de aplicație. În măsura în care aplicația software va fi cel mai probabil multi-vendor (multi prestator), orientările arhitecturale sugerează că o interfață standard generică ar servi cel mai bine industriei. IntelliGrid Architecture4, lansată recent, abordează această problemă și recomandă pentru astfel de aplicații interfața definită prin GID ("Generic Interface Definition" - IEC 61970 Partea 4) cu acces rapid la date ("High Speed Data Access interface" - IEC 61970 Partea 404). Practic, acest lucru este implementat prin standardul OLE pentru controlul proceselor (OPC). Principial realizarea unei astfel de arhitecturi pentru PDC-uri este prezentată în figura 6.10.*

6.7. APLICAȚII ALE SINCRFAZORILOR ÎN SISTEMELE DE PROTECȚIE PRIN RELEE DIN SISTEMELE ELECTROENERGETICE

Sincrofazorii, datorită preciziei de sincronizare, care este uzual sub o microsecundă (sau cel mult de ordinul a zece microsecunde), permit ca eroarea de măsurare a unghiului de fază să

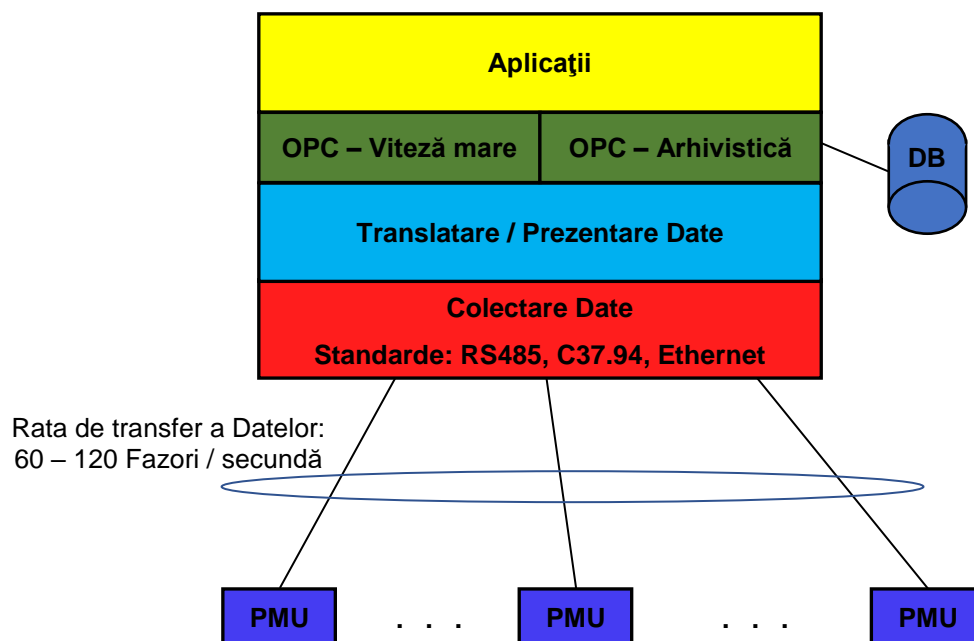


Fig.6.10 Arhitectura unui concentrator de date (PDC) [4].

fie mult sub 1 grad electric, astfel încât deschid porțile aplicațiilor care necesită compararea unor mărimi fazoriale nu doar ca valoare efectivă (sau de amplitudine) ci și ca valoare de unghi.

Datele oferite de sincrofazori constituie o informație extrem de valoroasă datorită principalelor ei caracteristici:

- completitudine – pentru că pe lângă valorile tensiunilor în noduri, sincrofazorii oferă și defazajele existente și în consecință sincrofazorii din nodurile sistemului caracterizează complet starea sistemului în momentul respective;
- coerența se datorează sincronizării măsurătorilor cu omare precizie (eroare sub 1 μ s), ceea ce face posibilă analiza cu mare acuratețe nu numai a regimurilor staționare sau lente, ci și a celor tranzitorii.

6.7.1. Elemente generale privind oportunitatea utilizării sincrofazorilor în sistemele de protecție ale SEE

Principalele aplicații ale sincrofazorilor privesc [1], [2]:

- identificarea unor parametri ai elementelor de sistem, ai modelelor matematice ale sistemului;
- monitorizarea funcționării și îmbătrânirii echipamentelor, a variațiilor de frecvență pe zone întinse ale sistemului, a condițiilor de schimb de energie pe magistralele de interconexiune, a stabilității statice la nivel de nod și pe ansamblul sistemului și a oscilațiilor electromecanice;
- estimarea stării și analiza regimurilor permanente;
- reglarea circulației puterilor active și gestionarea congestiilor;
- reglarea tensiunii și circulației puterilor reactive;
- restaurarea stării sistemului în urma unor avarii grave;
- analiza regimurilor tranzitorii;
- analiza „semnăturii evenimentelor”.
- prin măsurarea directă a fazei, transferul de putere între nodurile rețelei poate fi calculat direct;
- rata de eșantionare ridicată (până la 60 de eșantioane pe secundă) permite extinderea *Observabilității* dincolo de regiunea proprie de operare;

- monitorizarea perturbațiilor – oferă răspunsuri atât în regim tranzitoriu cât și în regim staționar de funcționare;
- nu în ultimul rând, o clasă extrem de importantă de probleme rezolvabile prin aplicații ale sincrofazurilor se referă la capacitatea unor sisteme bazate pe măsurări sincronizate de fazori să detecteze moduri de oscilație locale sau interzonale.

Dacă metodele analitice de calcul sau chiar metodele de aproximare numerică pornind de la relații matematice clar definite pot aduce avantaje importante în implementarea aplicațiilor măsurărilor sincronizate de fazori în energetică, o clasă ceva mai nouă de metode utilizabile în cazul sincrofazurilor sunt cele care rezultă din aplicarea tehnicilor de inteligență artificială. Acest tip de metode nu recurg la calcule analitice complexe, ci se bazează pe ideea că anumitor scenarii, care apar în sistemele electroenergetice când au loc evenimente periculoase, li se pot asocia șabloane de date pentru mărimile de stare, iar tehnicile de inteligență artificială pot face o determinare calitativă vis-a-vis de apariția anumitor tipuri de situații.

Până în prezent, protecțiile SEE s-au bazat, în primul rând, pe scheme cu relee de protecție incluse în sistemele de comunicație asistă locale sau din stații. Odată cu răspândirea și creșterea calității rețelelor de comunicații de mare viteză, sistemele de protecție își extind funcțiile cuprinzând atât nivele de generare, cât și cele de transport și distribuție. Standardele actuale de performanță impun extinderea sistemelor de protecție pentru a acoperi zone mai întinse, utilizând scheme cu acțiuni de restaurare (RAS – “Remedial Action Scheme”) cu rețele de comunicații multiple între relee. Astfel de tehnici necesită date foarte precise, sigure și în timp real la nivel de sistem.

Una dintre definițiile Sistemelor cu Acțiuni de Restaurare (conform Planului de restaurare a SEE ...), RAS (cunoscute și sub denumirea de Scheme Speciale de Protecție – SPS, “Special Protection Systems”), publicată în [7] se enunță astfel:

„O schemă concepută pentru a detecta condiții prestabilite ale sistemului și pentru a lua automat măsuri corective care pot include, dar nu se limitează la, reglajul sau declanșarea generării (MW și Mvar), deconectarea sarcinilor sau reconfigurarea unui sistem (sisteme).

RAS realizează obiective precum:

- Respectarea cerințelor identificate în standardele de fiabilitate (NERC);
- Menținerea stabilității sistemului electroenergetic (SEE);
- Menținerea tensiunilor în limitele prescrise;
- Menținerea fluxurilor de putere în limitele acceptabile;
- Limitarea impactului evenimentelor de tip cascadă sau extreme.”

Individual, următoarele funcții, echipamente, scheme nu constituie un RAS:

- Declanșarea la ieșire din sincronism, sau blocarea (desensibilizarea) protecțiilor de distanță la apariția pendulărilor în sistem;
- Automatizări de descărcare a sarcinilor (DASf) la scăderea frecvenței (UFLS);
- Automatizări de descărcare a sarcinii (DASU) la scăderea tensiunii (programe UVLS);
- Scheme de Reanclanșare Automată Rapidă (RAR);
- Schemele de monitorizare aplicate unor element pentru condiții non-defect, cum ar fi: pierderea excitației la generatoarele sincrone, modificări ale temperaturii uleiului la transformatoare, creșterea tensiunii, suprasarcini;
- Controlerele care comută sau reglează dispozitive reactive serie sau sunt, sisteme flexibile de transport a energiei (FACTS), transformatoare schimbătoare a fazei, transformatoare cu ploturi, sisteme de reglare a excitației de generatoarelor (RAT) și care sunt amplasate și monitorizează mărimile amintite numai în stația în care este amplasat și ca elementul care este comutat sau reglat;
- Dispozitivele FACTS care comută de la distanță dispozitive statice reactive situate în alte stații pentru a regla ieșirea unui singur dispozitiv FACTS;

- h. Scheme sau controlere care comută de la distanță reactoare șunt și condensatoare de șunt pentru reglarea tensiunii care altfel ar fi comutată manual;
 - i. Scheme care deconectează automat o linie pentru o intervenție non-defect atunci când un capăt al liniei este deschis;
 - j. Scheme care oferă protecție anti-insularizare (de exemplu, protejează sarcina de efectele izolării în insule pentru care generatoarele nu sunt capabile să mențină frecvența și tensiunea în limitele acceptabile);
 - k. Secvențe automate care se desfășoară atunci când sunt inițiate manual numai de un operator;
 - l. Modularea HVdc sau a FACTS prin intermediul unor comenzi suplimentare, cum ar fi amortizarea unghiului intern sau amortizarea frecvenței, aplicată în cazul oscilațiilor locale sau interzonale;
 - m. Sisteme de protecție la rezonanță sub-sincronă (SSR) care detectează direct mărimi sub-sincrone (de exemplu, curenți sau oscilații de torsiune);
 - n. Controlul generatoarelor, cum ar fi (dar fără a se limita la): controlul generării automate (AGC), controlul excitației [de ex. reglarea automată a tensiunii (AVR) și stabilizarea sistemului de putere (PSS)], reglajul vanelor și a dispozitivului direcțional.
- Pe de altă parte un sistem de protecție este definit ca fiind format din:
- Releele de protecție corespunzătoare mărimilor electrice monitorizate;
 - Sisteme de comunicații necesare pentru funcționarea corectă a funcțiilor de protecție;
 - Dispozitive de detectare a tensiunii și a curentului care furnizează intrări releelor de protecție;
 - Surse de alimentare la tensiune continuă (inclusiv baterii, încărcătoare de baterii și alte surse de alimentare de exemplu pile cu combustibil);
 - Circuite de control asociate funcțiilor de protecție care determină acțiuni asupra bobinelor de declanșare a întreruptoarelor sau a altor dispozitive de comutație.
-

Pentru o funcționare sigură, la sensibilitatea dorită, majoritatea tipurilor de protecție (cum ar fi o protecție de distanță, sau o schemă de verificare a sincronizării prin compararea tensiunilor) necesită ca măsurile măsurate în diferite locații fizice să fie sincronizate (o referință unică). Pe de altă parte, majoritatea sistemelor de protecție operează în funcție de evoluția mărimilor electrice monitorizate din anumite puncte din rețea în raport cu valori predefinite (praguri). Acest mod de operare există chiar dacă topologia sistemului se modifică în mod constant, iar pragurile de declanșare pot să nu fie problematice pentru o gamă largă de configurații de sistem. Beneficiul utilizării datelor PMU constă în faptul că permite ca setarea protecțiilor să fie stabilită pe baza solicitărilor reale din sistem (valori efective și faze măsurate în timp real), conducând la o funcționare mult mai precisă și sigură (mai adecvată). Datele etichetate în timp, în ordine temporală succesivă, pot fi analizate automat [8].

În [8] se precizează faptul că există trei considerente în evaluarea potențialului de utilizare a datelor de sincrofază, în locul măsurătorilor releelor, pentru obținerea informațiilor necesare funcționării adecvate a unei scheme de protecție:

1) *Primul aspect* se referă la avantajele oferite de datele colectate de PMU (tipuri, viteză de măsurare și precizia informațiilor prelevate din rețea) comparativ cu datele utilizate de relele în sistemele de protecție existente - adică, dacă vitezele de măsurare a datelor PMU (la 30 până la 120 de probe pe secundă) și vitezele de calculul (cum ar fi calculul unghiurilor de fază) contribuie la transmiterea unor informații mult mai proprii, necesare pentru operarea unor anumite scheme de protecție, decât măsurătorile releelor. Bineînțeles, că acest aspect depinde în mod clar de aplicație, de exemplu: protecția diferențială și de distanță necesită determinarea foarte rapidă a condițiilor de rețea, în timp ce alte protecții pot utiliza unghiuri de fază (defazaje) calculate pentru realizarea funcției implementate;

2) *Un alt considerent* se referă la viteza de transfer a datelor PMU (prin rețelele existente) astfel care trebuie să satisfacă cerințele de sincronizare locală sau de sistem, sau dacă nu este necesară implementarea unor legături dedicate transferului de date PMU (la fel cum astăzi există linii de date dedicate mai multor scheme de protecție bazate pe relee) - adică dacă viteza de transmitere a datelor PMU, către punctul de analiză a protecției, poate atinge sau depăși viteza de transfer a datelor din sistemele de protecție cu relee existente:

➤ această viteză depinde de arhitectura sistemelor cu PMU-uri, impunând o anumită topologie pentru sistemele utilizate în cadrul protecțiilor rețelelor electrice, ținând cont de faptul că rețelele actuale de date pentru sincrofazori au fost concepute în principal pentru a colecta date de la stații și pentru a furniza date concentratoarelor de date zonale (PDC-uri). Topologiile de bază ale rețelelor de PMU-uri sunt prezentate în figura 6.11, a, b și c. În cadrul acestor structuri de rețea de sincrofazori este necesară analizarea potențialelor PMU-urilor privind calitatea datelor achiziționate și a ratelor de raportare în contextul posibilei utilizări în cadrul sistemelor de protecție;

➤ trebuie remarcat faptul că sistemele actuale de protecție a SEE includ deseori rețele de comunicații dedicate pentru a furniza, cronologic așa cum necesită schema de protecție, date până la punctul de analiză și decizie a protecției (în comparație cu utilizarea doar a funcțiilor oferite de SCADA sau a rețelelor generale de date). Prin urmare, este impropriu să se presupună că datorită costurilor de latență prea mari pe calea de comunicație primară a PMU de la câmpul PMU la PDC-ul central și înapoi la punctul de protecție, datele PMU nu pot fi utilizate pentru protecția sistemului. Este posibilă construirea unor linii de date dedicate, sau utilizarea liniilor de comunicații deja existente dacă este mai avantajos, pentru transferul datelor de la PMU-uri la protecție;

➤ din punct de vedere a performanțelor, conform standardului C37.118-2014 al IEEE, PMU-urile se încadrează în două clase precizie:

✓ PMU-uri din clasa „M” – au o precizie mai mare impusă de dispozitivele de măsurare sau monitorizare. Acestea sunt recomandate pentru prelevarea de date din SEE în regimuri de funcționare permanente;

✓ PMU-uri din clasa „P”, care asigură un răspuns rapid necesar dispozitivelor de protecție și pentru caracterizarea comportamentului dinamic al sistemului. În cazul acestor PMU-uri se renunță la o precizie mai ridicată în favoarea creșterii vitezei de măsurare (de multe ori astfel de unități nu realizează o filtrare anti-aliasing în etapa de achiziție a datelor);

3) *Cel de al treilea aspect* se referă la posibilitatea utilizării liniilor de comunicații dedicate existente, la care sunt conectate releele (pentru o schemă de protecție specifică), pentru a transmite și datele de la PMU-uri. Acest lucru poate fi fezabil în special în cazul în care PMU-urile nu sunt dispozitive independente, iar releele dispun de PMU-uri încorporate. Acest lucru ar putea permite ca datele sincronizate furnizate de PMU să suplimenteze, sau să înlocuiască datele prelevate clasic și transmise releului, în evaluările și executarea schemei de protecție.

Există un număr tot mai mare de cercetări în privința modului în care tehnologia sincrofazorilor poate fi utilizată pentru protecția SEE. Releele, a căror decizii de declanșare sunt bazate pe sincrofazori, constituie o clasă de dispozitive de protecție adaptive/predictive. În prezent, acestea par a avea un viitor foarte promițător, pentru realizarea unor sisteme de protecție adaptive, care să poată ține cont de toate posibilitățile de funcționare ale SEE.

6.7.2. Scheme de protecție a elementelor de sistem

6.7.2.1. Aplicarea PMU în cazul protecțiilor de distanță

Dacă într-o zonă extinsă sunt implementate mai multe protecții de distanță în diferite relee, s-ar putea dezvolta o schemă pilotată care să cuprindă mai multe zone și care să încorporeze date provenite de la mai multe PMU-uri. Implementarea acestui tip de schemă în cadrul logicii tip releu este de obicei fie prea greoaie, fie imposibil de realizat fără o schemă de reconfigurare

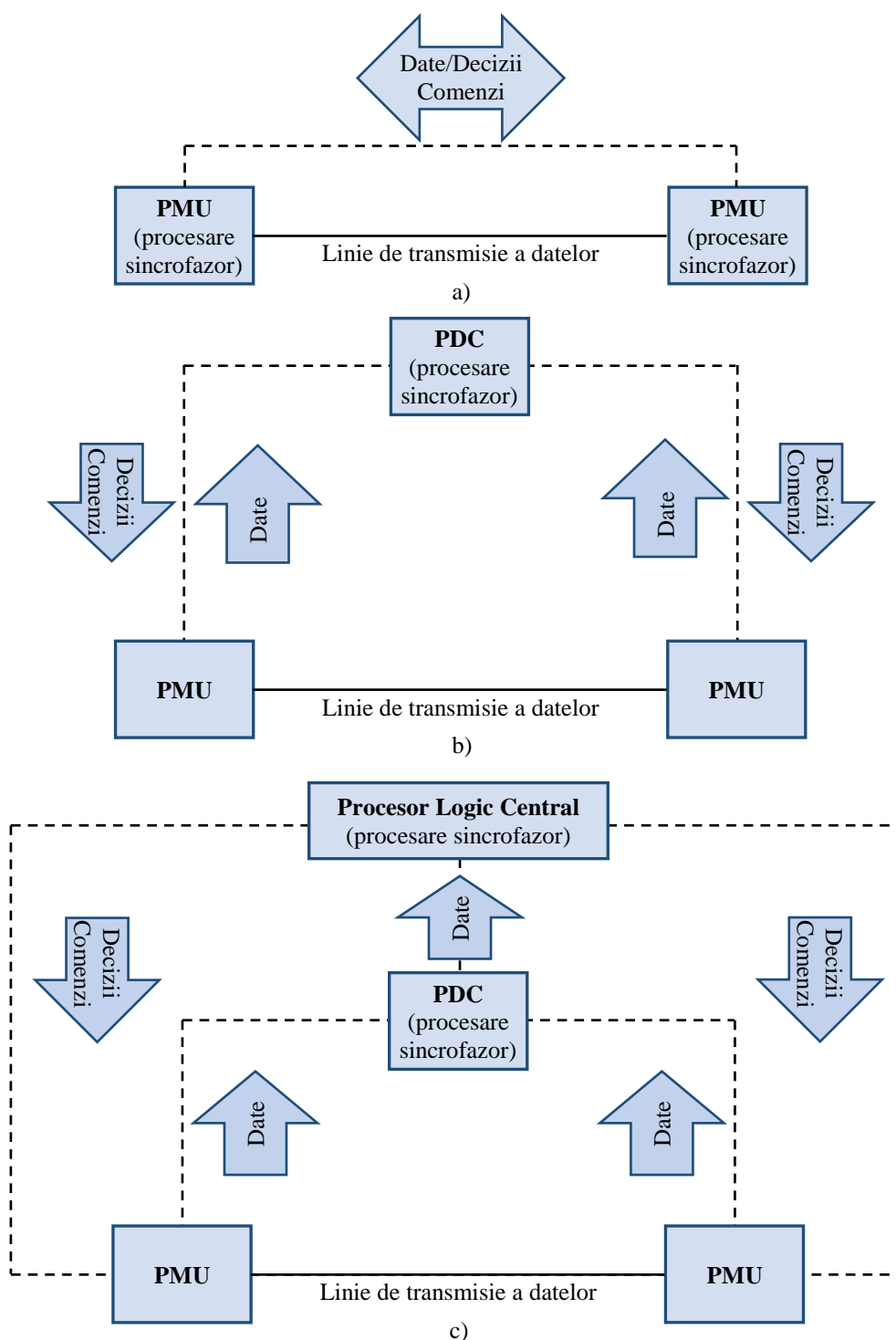


Fig.6.11 Structuri de bază ale sistemelor cu PMU: a) PMU – PMU; b) PMU - PDC – PMU; c) PMU - PDC - Procesor Logic Central [8].

(restaurare) după avarie dedicată. Aceeași schemă ar putea fi implementată cu un controler capabil să opereze cu sincrofazori, pentru a efectua calculele necesare reglajelor și coordonării protecției. Tehnologia PMU actuală (clasa P) raportează datele fazoriale la rate destul de ridicate pentru a realiza coordonarea protecțiilor de distanță a liniilor. Durata de calcul a fazorului pentru protecțiile cu PMU este mai scurtă decât temporizările tipice zonei 3 de protecție a protecției de distanță, astfel încât utilizarea PMU pentru acest tip de protecție este pe deplin fezabilă [8].

6.7.1.2. Aplicarea PMU în cazul protecțiilor diferențiale ale liniilor

PMU-urile pot fi folosite pentru protecția diferențială a liniilor electrice deoarece fazorii de curent sunt măsurăți și pot fi transmiși la distanță (central sau capătul liniei) pentru a calcula diferența fazorială. Măsurătorile PMU, fiind sincronizate în timp, oferă o referință de timp comună pentru alinierea măsurătorilor fazorilor de la fiecare capăt al liniei protejate. Fiecare PMU, care deservește zona de protecție, poate calcula curentul diferențial ca sumă de curenți care intră în linie, pentru fiecare set de măsurători etichetat în timp.

Intervalul de timp în care trebuie efectuate calculele necesare protecției diferențiale a liniei trebuie să fie sub un ciclu (mai mic decât o perioadă). În consecință, PMU ar trebui să măsoare datele fazoriale la rate de cel puțin 2 raportări pe ciclu (100 de raportări pe secundă la o frecvență de 50 Hz), preferându-se o rată de 4 raportări pe ciclu. Pentru ca utilizarea PMU în aceste scheme de protecție să fie fezabilă trebuie să poată satisface astfel de rate de raportare. Dar, în stadiul actual performanțele cunoscute ale PMU-urilor de ultimă generație ating rate de maxim 120 de raportări pe secundă (2 pe ciclu) în condițiile în care majoritatea PMU-urilor actuale ating rate de 30 până 60 de raportări pe secundă, ceea ce nu ar fi suficient pentru a satisface cerințele impuse de o protecție diferențială pentru linii [8].

Acest tip de protecție impune o întârziere minimă și ar necesita în general comunicații PMU-PMU fără a trece printr-un PDC (actual legăturile locale de comunicație releu-releu sunt măsurări de rutină în cazul unor astfel de protecții).

Datele alterate provenite de la PMU-uri, sau pierderea sincronizării pentru unul dintre PMU-urile care măsoară curentul la un terminal, prezintă un risc pentru această aplicație în ceea ce privește declanșarea falsă a protecției. Pierderea sincronizării provoacă evaluarea incorectă a unghiului de fază afectând evaluarea reală ca fazorului de curent utilizat în calculul protecției diferențiale (afectează evaluarea curentului de dezechilibru).

În [9] s-a propus o variantă cu PMU ca element diferențial într-o protecție de rezervă, a liniei, de secvență negativă. Performanța acestui sistem crește odată cu creșterea cu ratelor de raportare și reducerea întârzierilor datorate proceselor de filtrare [8].

6.7.1.3. Aplicarea PMU în scheme cu transfer de declanșare (“trip transfer schemes”)

În esență, o astfel de schemă trimite un semnal de declanșare de la un capăt al liniei (capătul local) pentru a declanșa întrerupătorul de la celălalt capăt al liniei (capăt la distanță). O astfel de schemă ar putea servi mai multor scopuri, inclusiv declanșarea întrerupătorului din amonte (la distanță), dacă întrerupătorul local nu reușește să elimine o defecțiune (defect de întrerupător), sau în cazul unui defect pe bare sau a unui transformator, să declanșeze întrerupătorul (întrerupătoarele de conectare) la rețea.

Transferurile directe de declanșare sunt inițiate de releele din stații atunci când apare un eveniment grav în stațiile de distribuție. Prin urmare, semnalul trebuie transmis rapid și sigur. Acest semnal de declanșare a transferului este trimis sub forma unui bit digital (sau boolean), de exemplu un 1 logic ar putea semnifica DECLANȘARE, iar un 0 ar putea semnifica NE-DECLANȘARE sau invers. Protocolul utilizat pentru a trimite acest semnal digital de biți ar putea fi un protocol propriu (al furnizorului) sau ar putea fi un protocol standard, de ex. IEC 61850 [8].

Dacă dispozitivele destinate să trimită aceste semnale de declanșare la distanță sunt utilizate și ca PMU-uri, atunci este nevoie de transmiterea unui bit suplimentar (semnal de declanșare a transferului) împreună cu datele de fazorilor de tensiune și curent măsurate de PMU-uri. Ar putea fi necesară realizarea unei comunicații PMU-PMU, având în vedere că multe aplicații de transfer de declanșare au constrângeri în ceea ce privește întârzierile. Trebuie efectuate testări pentru diferite seturi de PMU-uri, la diferite setări ale ratei de raportare pentru a determina întârzierile corespunzătoare, generând un tabel al rezultatelor latenței pentru a putea determina acceptabilitatea comunicațiilor PMU-PMU pentru aplicațiile de transfer de declanșare.

6.7.3. Scheme de protecție a sistemului (rețelei)

6.7.3.1. Protecția la ieșirea din sincronism a generatoarelor

Fenomenul de pendulare este strâns legat de noțiunea de stabilitate (regimul stabil este definit prin invariabilitatea mărimilor de stare) a sistemelor electroenergetice. El se referă la regimurile tranzitorii de funcționare care pot să apară în sistem la variații ale sarcinilor, modificări ale topologiei sistemului prin manevre voite, apariția unor avarii (scurtcircuite, manevre greșite, puneri la pământ etc.). În aceste regimuri, variația unghiului intern δ al generatoarelor poate fi:

➤ *periodic amortizată* (la generatoare sincrone cu sau fără RAT) - după dispariția perturbației atinge un regim (aceleși sau unul nou) de funcționare stabil (Fig.6.12, a);

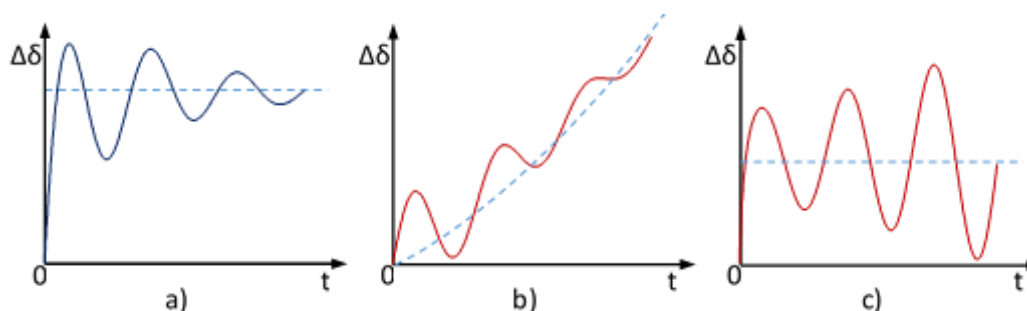


Fig.6.12 Stabilitatea unghiului rotoric perturbații în cazul generatorului sincron:

a - stabilitate (cu/fără RAT); b - instabilitate non-oscilatorie (fără RAT); c - instabilitate oscilatorie (cu RAT).

➤ *periodic neamortizată* (generatoare sincrone cu RAT), care conduce la un regim oscilatoriu instabil (regim de funcționare instabil) așa cum este ilustrat în figura 6.11, b;

➤ *crescătoare non-oscilant* (generatoare sincrone fără RAT) – determină deplasarea spre un regim de funcționare instabil non-oscilant.

Fenomenul de pendulare a rotoarelor generatoarelor sincrone dintr-un sistem electroenergetic interconectat, prin șocurile de putere, poate provoca acționarea falsă a protecției de distanță, deconectând linii fără defecte reale și în acest mod contribuind la extinderea avariilor.

Protecția la ieșirea din sincronism presupune fie posibilitatea deconectării generatorului de la rețea, atunci când deviația de frecvență cât și viteza de variație a acesteia conduc sistemul către o stare de funcționare instabilă, fie să blocheze declanșarea în timpul pendulărilor sistemului care se pot corecta (amortiza) fără a separa sistemul.

Protecția generatoarelor la ieșirea din sincronism deconectează generatoarele care pierd funcționarea sincronă cu rețeaua. Pierderea condițiilor de sincronizare determină creșterea curenților statorici, a solicitărilor mecanice, a oscilațiilor cuplului care pot duce la deteriorarea gravă a generatorului. Cea mai obișnuită formă de protecție utilizează o funcție de releu de distanță pentru a monitoriza traiectoria impedanței văzută la bornele generatorului.

Se studiază cazul unei linii alimentate de la două capete a cărei reprezentare monofilară apare în figura 6.13, a, în figura 6.13, b fiind prezentată schema monofazată echivalentă în timp ce în figura 6.13, c este reprezentată diagrama fazorială a tensiunilor din sistemul studiat în cazul pendulărilor.

Notațiile din figura 6.13 au următoarele semnificații:

- \underline{E}_Q tensiunea electromotoare a sistemului de putere infinită Q, având argumentul $\theta = 0^\circ$;
- \underline{E}_G tensiunea electromotoare a generatorului G, având argumentul θ în raport cu t.e.m. a sistemului Q;
- \underline{Z}_Q este impedanța sistemului;
- $\underline{Z}_{GT} = \underline{Z}_G + \underline{Z}_T$ – impedanța blocului generator–transformator raportată la bara de IT din A;

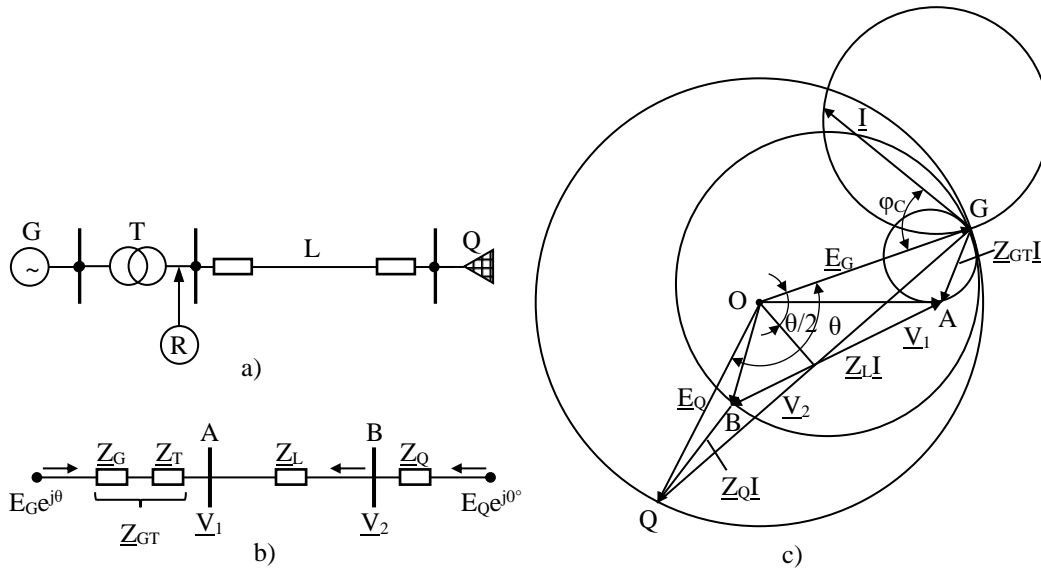


Fig.6.13 Referitor la rețeaua electrică aflată în studiu:
 a - schema electrică monofilară a sistemului; b - schema monofazată echivalentă; - diagrama fazorială a tensiunilor în cazul pendulărilor.

- Z_L este impedența liniei;
- V_1 și V_2 tensiunile de fază la barele A și B.

Pendulările din sistem au influență asupra impedenței văzute de relele de distanță. Expresia curentului de pendulare care circulă între cele două noduri, poate fi scrisă ca raportul dintre căderea de tensiune între centrale și impedența echivalentă:

$$\underline{I} = \frac{\underline{E}_Q - \underline{E}_G}{\underline{Z}_{GT} + \underline{Z}_Q + \underline{Z}_L}, \quad (6.22)$$

unde, în ipoteza că tensiunile electromotoare sunt egale în modul, rezultă:

$$\begin{aligned} \underline{E}_Q - \underline{E}_G &= E \cdot e^{j\theta_Q} - E \cdot e^{j\theta_G} = E \left[\cos \theta_Q - \cos \theta_G + j(\sin \theta_Q - \sin \theta_G) \right] = \\ &= 2E \cdot \sin\left(\frac{\theta}{2}\right) \cdot \left[-\sin\left(\frac{\theta_Q + \theta_G}{2}\right) + j \cos\left(\frac{\theta_Q + \theta_G}{2}\right) \right] = 2E \cdot \sin\left(\frac{\theta}{2}\right) \cdot e^{j\left(\frac{\pi}{2} + \frac{\theta_Q + \theta_G}{2}\right)} = \dots (6.23) \\ &= 2E \cdot e^{j\theta_Q} \cdot \sin\left(\frac{\theta}{2}\right) \cdot e^{\frac{j(\pi + \theta_1)}{2}} = 2E_2 \cdot \sin\left(\frac{\theta}{2}\right) \cdot e^{\frac{j(\pi + \theta_G - \theta_Q)}{2}} = 2\underline{E}_Q \cdot \sin\left(\frac{\theta}{2}\right) \cdot e^{\frac{j(\pi - \theta)}{2}} \end{aligned}$$

Relațiile potențialelor la noduri sunt:

$$\underline{V}_1 = \underline{E}_G + \underline{I} \underline{Z}_{GT}; \quad (6.24)$$

$$\underline{V}_2 = \underline{E}_Q - \underline{Z}_Q \underline{I} = \underline{V}_1 + \underline{Z}_L \underline{I} = \underline{E}_G + \underline{Z}_{GT} \underline{I} + \underline{Z}_L \underline{I}. \quad (6.25)$$

Relele din A și B vor măsura impedențele Z_{rA} și Z_{rB} proporționale în cazul defectelor metalice cu impedențele la nodurile A și B:

$$\underline{Z}_{rA} = \frac{\underline{V}_1}{\underline{I}}; \underline{Z}_{rB} = \frac{\underline{V}_2}{\underline{I}}. \quad (6.26)$$

De la diagrama din figura 6.13, în care punctul O de potențial nul este fix, se poate trece la diagrama din figura 6.14, în care punctul O se deplasează pe o perpendiculară $O'O''$ dusă la mijlocul dreptei GQ , modulele tensiunilor E_G, E_Q modificându-se cu unghiul θ , iar fazorii căderilor de tensiune $\underline{Z}_{GT}I, \underline{Z}_L I, \underline{Z}_Q I$ rămânând invariabili.

Trecerea de la diagrama din figura 6.13 la cea din figura 6.14 este permisă cu condiția de a se ține seama că scara diagramei variază în funcție de valoarea unghiului θ .

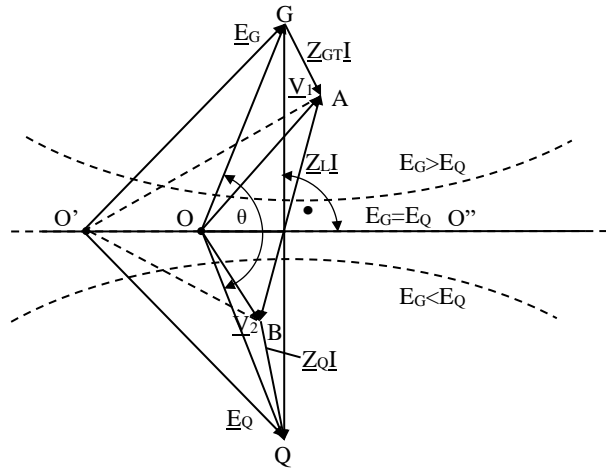


Fig.6.14 Diagrama fazorială în caz de pendulări.

Locul geometric al punctelor de potențial nul este reprezentat de dreapta $O'O''$ numai în ipoteza egalității în modul a tensiunilor electromotoare. Dacă $E_G/E_Q = ct. \neq 1$, atunci locul geometric al punctelor de potențial nul va fi un arc de cerc (punctat în figura 6.14).

Diagrama din figura 6.15, este o diagramă a impedanțelor proporționale cu impedanțele sesizate de rele. Se obține prin divizarea tensiunilor din diagrama de tensiuni cu curentul I . Scara nu mai este variabilă cu θ ($|I|$). Pentru a se putea aprecia comportarea protecțiilor de distanță la pendulări, diagrama impedanțelor din figura 6.15 trebuie trasată în poziție corespunzătoare, în același plan în care se reprezintă caracteristica de funcționare a releului.

Considerăm protecția de distanță din stația B. Se reprezintă impedanța Z_L cu punctul B în origine (ținând seama de argumentul vectorului Z_L), se reprezintă de asemenea impedanțele Z_{G1} și Z_{G2} , determinându-se punctele G_1 și G_2 , iar apoi se trasează dreapta $O'O''$ perpendiculară pe mijlocul segmentului G_1G_2 , reprezentând dreapta de potențial nul (Fig.6.16). Pentru diverse valori ale unghiului, impedanța Z_B , proporțională cu impedanța Z_{rB} sesizată de releul din B, va fi reprezentată de vectorul care unește punctul B cu punctul de pe $O'O''$ corespunzător unghiului θ considerat. Releul va acționa la pendulări când Z_B intră în zona de acționare a caracteristicii. Cu cât unghiul θ de la care Z_B intră în zona de acționare va fi mai apropiat de 180° cu atât se reduce posibilitatea de acționare a protecției în timpul pendulărilor.

În practică se prevăd dispozitive speciale care blochează acționarea în timpul pendulărilor. Blocajul protecției de distanță împotriva funcționării la pendulări se poate realiza prin mai multe metode:

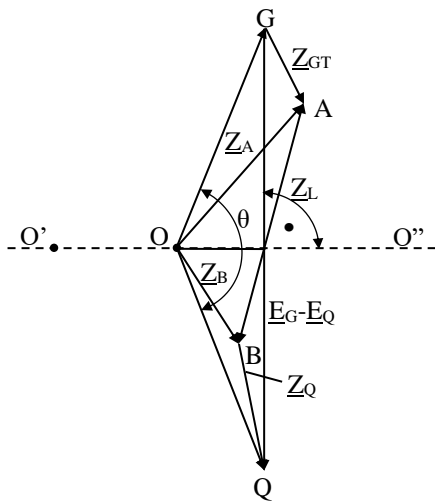


Fig.6.15 Diagrama fazorială în a impedanțelor în caz de pendulări.

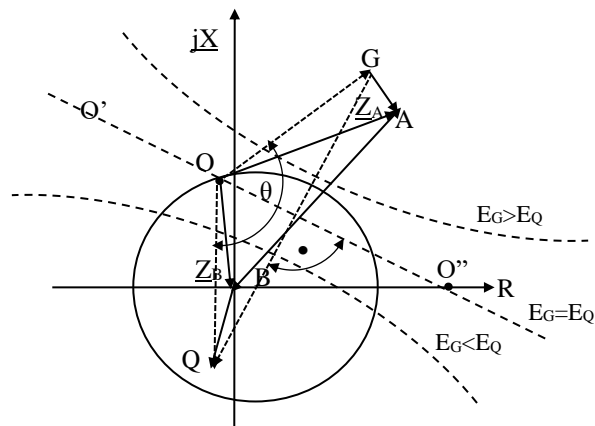


Fig.6.16 Locul geometric al impedanței la pendulări.

- utilizarea unor elemente direcționale de putere activă sau reactivă – se știe că puterile active și reactive au același sens în cazul scurtcircuitelor în timp ce la pendulări au sensuri diferite. Prin această metodă se măsoară defazajul dintre curent și tensiune care variază continuu în timpul pendulărilor;
- utilizarea unor elemente de curent care sesizează variația în timp a curentului, mai lentă la pendulări decât la scurtcircuit;
- sisteme de blocaj care se bazează pe diferența de viteză cu care sunt străbătute două locuri geometrice ale impedanței. De obicei, dacă timpul scurs între intrările în primul și în al doilea loc geometric este mai mic de 100 milisecunde, se consideră că este vorba de scurtcircuit, iar dacă nu, se admite existența unor pendulări și se blochează acțiunea primelor trepte ale protecției de distanță. Principial se compară timpul scurs între momentul în care vectorul impedanță străbate caracteristica de demaraj și cea corespunzătoare treptei 1, sau între o caracteristică exterioară similară celei de demaraj și cea corespunzătoare treptei 1;
- sesizarea componentelor de secvență inversă (negativă) a curentului sau a tensiunii – această componentă apare în timpul scurtcircuitelor dar nu apare la pendulări.

Sistemele obișnuite de protecție la ieșirea din sincronism utilizează de fapt o caracteristică combinată (discontinuu) formată dintr-o caracteristică circulară (releu de impedanță generalizată – figura 6.17,a, sau releu „mho”, respectiv „mho” cu offset – figura 6.17,b) și două drepte („simple” – ”Single blinder protection”, sau „duble” -”Double blinder protection”) care delimitează zonele moarte ale protecției cu o dreaptă simplă sau cu una dublă, așa cum se arată în figura 6.17. Notățiile și diagramele din figura 6.17 fac referire la o rețeaua a cărei schemă monofilară este prezentată în figura 6.13, a.

Pentru o singură linie moartă, condițiile de ieșire din sincronism sunt luate în considerare dacă traiectoria impedanței (datorată oscilațiilor impendatei măsurate provocate de pendulările din sistem) rămâne între cele două limite (stânga – LS, dreapta LD) o perioadă mai mare decât o durată specificată sau dacă intersectează ambele limite. De exemplu, scenariile „a” și „b” sunt considerate scenarii stabile, în timp ce scenariul „c” este un scenariu instabil [8].

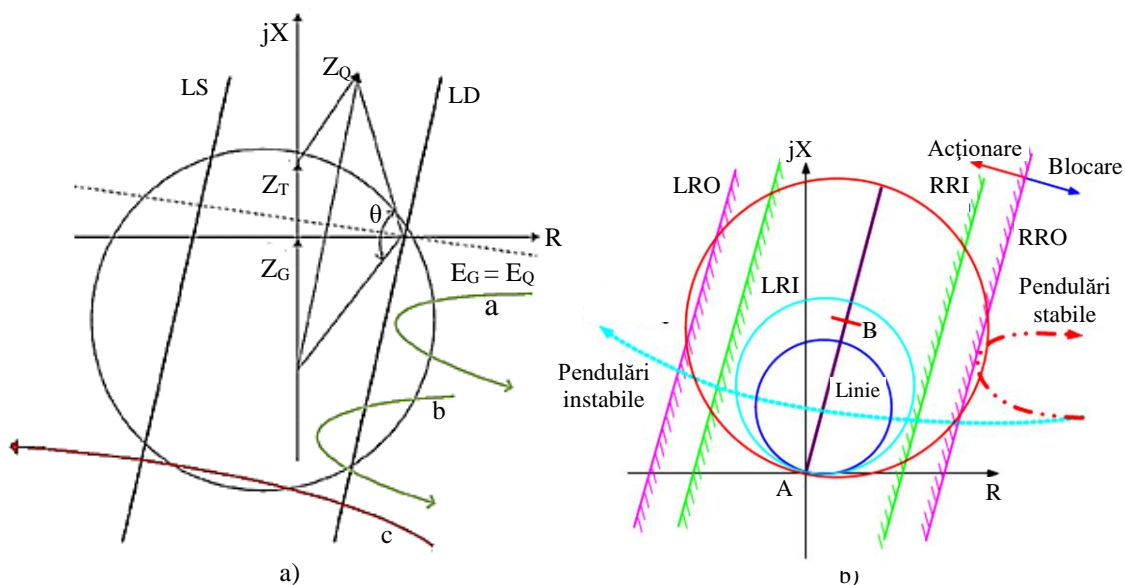


Fig.6.17 Operarea schemelor care utilizează o funcție de releu “mho”:
 a - cu limită (dreaptă) moartă simplă; b - cu limită (dreaptă) moartă dublă [8].

Schemele cu limite moarte duble folosesc măsurarea intervalului de timp de la intrarea (traectoria impedanței) între limita externă, dată de dreapta RRO/LRO (“Right Resistance-Outer” = rezistența exterioară din dreapta/stânga), și limita internă data de dreapta RRI/LRI (“Right Resistance-Inner” = rezistența interioară din dreapta/stânga). Declanșarea are loc dacă timpul în care impedanța se află între aceste limite depășește o valoare reglată (setată), identificând astfel o stare de oscilație instabilă [8].

Au fost elaborate scheme de protecție predictivă a generatorului la ieșirea din sincronism bazate pe utilizarea măsurătorilor sincronizate. Schema de protecție a generatorului, la ieșirea din sincronism, este activată de către un estimator de stare dinamică bazat pe sincrofazori, împreună cu o tehnică de echivalare dinamică. Aceasta se bazează pe măsurare pentru a obține în timp real echivalentul dinamic actualizat al sistemului. Acest echivalent este utilizat pentru caracterizarea stabilității generatorului în raport cu sistemul pe baza pe metodei directe a lui Lyapunov. Estimarea stării dinamice se realizează, utilizând măsurători locale atât sincrone cât și nesincronizate, oferind un model dinamic de mare acuratețe și precizie pentru rețeaua în studiu. Pentru o stație care deservește un generator, schema poate utiliza aceste de date pentru a identifica centrul oscilațiilor sistemului.

Procedura este inițiată atunci când este detectată o perturbație. Având în vedere centrul oscilațiilor, se dezvoltă un sistem echivalent care simulează dinamica sistemului real. Sistemul dinamic echivalent este actualizat în mod continuu și este utilizat pentru caracterizarea stabilității generatorului. În mod specific, energia totală a generatorului (energie potențială plus energie cinetică) este monitorizată continuu și comparată cu limita de stabilitate a funcției energetice totale. Atunci când energia totală depășește limita de stabilitate apare instabilitatea și se trimite un semnal de declanșare la întreprătorul generatorului. Avantajul major al schemei propuse este acela că ieșirea din sincronism este prezisă înainte de apariția acesteia, când unghiul dintre generator și sistem este relativ mic. În acest caz, generatorul poate fi deconectat mult mai repede decât prin schemele tradiționale în afara, datorită faptului că tensiunea tranzitorie de restabilire între contactele întreprătorului (TTR) este mai redusă (reapriinderea arcului electric este mai puțin probabilă) [8].

6.7.3.2. Estimarea impedanței liniilor de transport

Determinarea cât mai precisă a impedanțelor liniilor de transport este esențială deoarece aceste valori sunt utilizate de o gamă largă de aplicații și analize pentru planificarea, operarea și proiectarea rețelelor electrice. Valabilitatea și corectitudinea acestor studii depind de acuratețea estimării valorilor impedanțelor. În general, parametrii conductoarelor sunt furnizate de către producători în Ω/km , dar impedanța efectivă a circuitelor este influențată de mulți factori, cum ar fi lungimea totală, numărul suporturilor (stâlpilor), construcția și topografia zonei, rezistivitatea solului, temperatura ambiantă și impedanța mutuală față alte linii.

Utilizarea măsurătorilor fazoriale sincronizate la fiecare capăt al unei linii de transport, permite calculul continuu în timp al impedanței liniei. Linia rămâne energizată, iar aceste calcule pot acoperi toate condițiile de funcționare pentru linie.

În figura 6.18 se prezintă schema electrică echivalentă (monofazată) în Π a unei linii electrice.

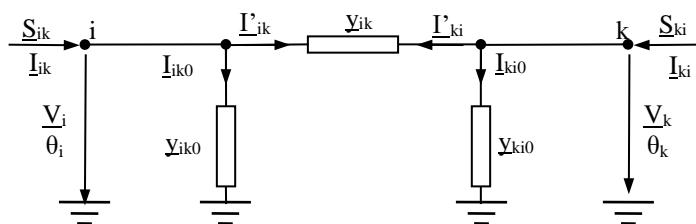


Fig.6.18 Schema echivalentă în Π a unei laturi fără transformator.

Pentru schema electrică din figura 6.18 pierderea de putere, pe fază, pe latura i-k, ΔS_{0ik} , se calculează cu relația:

$$\Delta S_{0ik} = S_{0ik} + S_{0ki} = \underline{V}_i \underline{I}_{ik}^* + \underline{V}_k \underline{I}_{ki}^*, \quad (6.27)$$

în care

$$\underline{I}_{ik}^* = \left[\underline{V}_i \underline{y}_{ik0} + (\underline{V}_i - \underline{V}_k) \underline{y}_{ik} \right]^* = \underline{V}_i^* (\underline{y}_{ik}^* + \underline{y}_{ik0}^*) - \underline{V}_k^* \underline{y}_{ik}^*; \quad (6.28)$$

$$\underline{I}_{ki}^* = \left[\underline{V}_k \underline{y}_{ki0} + (-\underline{V}_i + \underline{V}_k) \underline{y}_{ki} \right]^* = \underline{V}_k^* (\underline{y}_{ki}^* + \underline{y}_{ki0}^*) - \underline{V}_i^* \underline{y}_{ki}^*, \quad (6.29)$$

cu admitanțele

$$\underline{y}_{ik} = \underline{y}_{ki} \quad \text{și} \quad \underline{y}_{ik} \gg \underline{y}_{ik0} = \underline{y}_{ki0} \rightarrow 0. \quad (6.30)$$

Utilizând expresiile (6.28 – 30), pentru a substitui mărimile corespondente în (6.27), se poate scrie:

$$\underline{V}_i \underline{I}_{ik}^* + \underline{V}_k \underline{I}_{ki}^* = \underline{V}_i (\underline{V}_i^* \underline{y}_{ik}^* - \underline{V}_k^* \underline{y}_{ik}^*) - \underline{V}_k (\underline{V}_k^* \underline{y}_{ik}^* - \underline{V}_i^* \underline{y}_{ik}^*) = \underline{y}_{ik}^* (\underline{V}_i^2 - \underline{V}_k^2 - \underline{V}_i \underline{V}_k^* + \underline{V}_k \underline{V}_i^*). \quad (6.31)$$

Se conjugă relația (6.26) și se exprimă impedanța longitudinală a laturii i-k:

$$\underline{Z}_{ik} = r_{ik} + jx_{ik} = \frac{(\underline{V}_i^2 - \underline{V}_k^2 - \underline{V}_k \underline{V}_i^* + \underline{V}_i \underline{V}_k^*)}{\underline{V}_i \underline{I}_{ik}^* + \underline{V}_k \underline{I}_{ki}^*}, \quad (6.32)$$

expresie a cărei valoare este determinată pe baza măsurătorilor sincrone a fazorilor de tensiune și curent la cele două capete (stații).

Metodele de localizare a defectelor, bazate pe teoria undelor progresive/tranzitorii („travelling waves”), utilizează măsurători de tensiune/curent provenite de la înregistratoarele digitale a defectului, DFR (“Digital Fault Recorders”) instalate la capetele (terminalele) liniei supravegheate. În conformitate cu [10], metodele de localizare a defectelor alimentate de la două capete (“Double Ended Fault Location Methods) impun utilizarea GPS-ului pentru a sincroniza înregistrările oscilografice la ambele capete de linie monitorizate. Astfel, tehnicile de procesare a semnalului digital sunt aplicate datelor sincronizate de la DFR, făcând posibilă detectarea momentelor tranzitorii inițiale la ambele capete a liniei de transport. Apoi, localizarea erorii poate fi determinată folosind expresiile prezentate în paragraful §2.7 din capitolul 2.

În [8] se prezintă un exemplu de utilizare a sincrofazorilor pentru realizarea funcției de locator de defect. Astfel, compania Dominion Virginia Power (DVP) a implementat un astfel de sistem cu PMU pentru localizarea defecțiunii și estimarea impedanței pe rețeaua sa de 500 kV. DVP dispune de peste 17 linii de 500 kV, cu PMU care monitorizează ambele terminale ale liniei. Una dintre liniile lor de 500 de kV și o lungime de 65 de mile a suferit un defect monofazat (scurtcircuit) localizat la 17 mile disnță față de stație. Metodele clasice de localizare a defectelor, utilizând datele DFR, au condus la localizarea defectului la o distanță de 11 mile depărtare față de stație. Datele PMU, prelevate la 5 minute înainte de eveniment, au fost utilizate pentru a estima parametrii de secvență pozitivă a impedanței liniei, rezultând astfel o îmbunătățire a localizării avariei cu 17%.

6.7.3.3. Protecția la instabilitatea oscilatorie

Monitorizarea și protejarea împotriva oscilațiilor neamortizate reprezintă o utilizare deosebită a tehnologiei sincrofazorilor pentru protecție și control.

Sistemul de monitorizare bazat pe sincrofazori detectează oscilațiile reale de putere în sistem. Algoritmul de analiză modală este implementat cu un procesor vectorial de sincrofazori. Procesorul vectorial de sincrofazori SEL-3378 utilizează analiza Prony modificată, din măsurătorile fozorilor de tensiune și curentul, raportate de 30 de ori pe secundă prin intermediul protocolului C37.118, determină amortizarea, iar dacă aceasta este negativă declanșează

acționarea schemei de restaurare (RAS – “Remedial Action Scheme”), separând liniile de legătură care interconectează sistemele electroenergetice.

Frecvențele de oscilație, pentru oscilațiile locale și interzonale, sunt relativ scăzute (<5 Hz) și sunt măsurabile cu precizie de PMU care realizează de la 30 până 60 de raportări pe secundă. S-a demonstrat că PMU-urile pot detecta oscilațiile neamortizate, atât în condiții de precontingență cât și în condiții de post-contingență, în funcționarea reală a sistemului. Oscilațiile ușor amortizate se vor manifesta pe o perioadă relativ lungă de timp. Aceasta permite controlului automat sau chiar și operatorilor de sistem să acționeze la detectarea oscilațiilor instabile care pot să apară. Deși această soluție poate fi dependentă de sistem, PMU-urile pot fi un instrument ieftin și sustenabil pentru informare și pentru întreprinderea de acțiuni de remediere pentru atenuarea oscilațiilor.

6.7.3.4. Protecția microrețelelor

Microrețelele sunt rețele de distribuție a energiei electrice descentralizate la scară redusă, constând din diferite tipuri de instalații de generare și consumatori. Microrețelele pot funcționa ca sisteme conectate la rețea (“on-grid”) sau insularizat (izolat – “off-grid”), un sistem de acționare a schemei de restaurare (RAS) fiind, de obicei, implementat pentru a sprijini tranziția între stările de funcționare. Dacă RAS detectează că microrețeaua funcționează insularizat, RAS trebuie să controleze evoluția atât a generării cât și a consumurilor în microrețea pentru a asigura echilibrul puterilor (puterea generată trebuie să echilibreze consumul plus pierderile).

PMU-urile pot fi folosite pentru a detecta deconectarea microrețelei (insularizarea) față de sistem. Frecvența, rata de schimbare a frecvenței (ROCOF – “Rate-of-Change-of-Frequency”) și măsurătorile de unghi de fază pot fi utilizate pentru a detecta aceste condiții. Insularizarea poate avea ca rezultat schimbări grave ale frecvenței datorită inerțiilor reduse din microrețea. Dacă se efectuează măsurători ale unghiului de fază atât în interiorul, cât și în exteriorul microrețelei, diferența de fază între cele două măsurători poate fi utilizată ca detector al situației în funcționare a microrețelei. Se presupune că rate de raportare ale PMU de 60 de estimări pe secundă pot fi suficiente pentru detectarea insularizării și acționarea RAS pentru microrețele.

O operare eficientă a microrețelei presupune interoperabilitate și comunicații eficiente deoarece atât dispozitivele noi cât și cele existente - inclusiv PMU-urile - trebuie să comunice în mod sigur și eficient între ele.

6.8. MONITORIZĂRI DIN SISTEMELE ELECTROENERGETICE ÎN CONEXIUNE CU SISTEMELE DE PROTECȚII

6.8.1. Monitorizarea tensiunii de revenire întârziată

Răspunsul tensiunii tranzitorii este un indicator al cererilor semnificative de putere reactivă din rețea datorită fenomenelor de magnetizare (curenții de magnetizare) și de autopornire a motoarelor. Tensiunea de revenire întârziată indusă de defect (FIDVR – „Fault Induced Delayed Voltage Recovery”) este o formă de răspuns tranzitoriu în tensiune în care tensiunea rămâne la valori reduse după o avarie în sistem pentru o perioadă prelungită de timp (până la 20 de secunde).

FIDVR a fost înregistrată și la nivelele tensiunilor de repartiție și de transport, chiar dacă fenomenul este mai des întâlnit și mai accentuat în sistemele de distribuție. Astfel de fenomene (FIDVR), declanșate la nivel de distribuție, se pot propaga și afecta tensiunile de la nivelul de transport.

6.8.2. Monitorizarea funcționării sincrone a generatoarelor

Acest tip de date asigură informații în situații de alertă care apar în funcționarea zilnică, precum și în timpul restaurării sistemului. În afară de informațiile privind starea sistemului

(tensiune, curenți), datele privind frecvența în diferite noduri ale sistemelor sunt de asemenea esențiale, reprezentând un indicator-cheie al sănătății sistemului.

6.9. OBSTACOLE ÎN UTILIZAREA SINCROFAZORILOR ÎN SISTEMELE DE PROTECȚIE

Tehnologia sincrofazorilor s-a dezvoltat considerabil oferind oportunități deosebite pentru aplicațiile privind protecțiile din sistemele electroenergetice. Totuși există o serie de probleme, de dificultăți, care încetinesc implementarea acestor tehnologii în sistemele reale, cum ar fi: calitatea semnalului, întârzierea semnalului și securitatea (pierderea sincronizării de exemplu).

6.9.1 Calitatea semnalului sincrofazor

Există studii, cum ar fi cele prezentate în [11], care încearcă să standardizeze cerințele calitative a datelor legate de o anumită aplicație. Astfel de rapoarte definesc atributele punctelor individuale de date, a seturilor de date și a fluxurilor reale de date, privind caracteristicile semnalelor PMU, care pot afecta calitatea datelor sincrofazorilor în aplicații specifice.

Divizarea datelor în domenii de date, ținând cont de scopul prelevării lor, ajută la definirea acelor caracteristici ale datelor care trebuie analizate în scopul îmbunătățirii și menținerii unei calități ridicate a datelor PMU. Astfel, se propune o clasificare în grupe de date [8]:

- 1) *Puncte individuale* de date caracterizate prin proprietăți precum genul datelor (mărimea măsurată), precizia (erorile inerente ale transformatoarele de măsură și erorile introduse de la algoritmi de estimare ai PMU-rilor) și metadatele (criteriile de performanță standard pentru PMU-rilor);
- 2) *Seturi de date* caracterizate prin atribute cum ar fi acoperirea datelor (timp și topologie) și consistența (etichete, standarde);
- 3) *Fluxuri de date* care introduc atribute cum ar fi calea de procesare și disponibilitatea.

6.9.2. Întârzierea semnalelor - latența semnalelor sincrofazor

Latența semnalelor este o preocupare principală pentru aplicarea sincrofazorilor în sistemele de protecție, conform IEEE C37.118-: „*Latența de raportare a PMU este definită ca intervalul maxim de timp dintre momentul de raportare a datelor, indicat de marcajul de timp al datelor și momentul în care datele devin disponibile la ieșirea PMU (desemnat de prima tranziție a primului bit al mesajului de transmis la punctul de conexiune cu interfața de comunicare)*” [8].

În secțiunea 6.5.9 al aceluiași standard se arată că pentru rapoartele standard latența de ieșire trebuie să aibă o durată maximă de $2/f_s$ (frecvența de eșantionare/raportare) pentru datele de clasă de Protecție și maximum $7/f_s$ pentru datele de clasă de Măsurare. În consecință, datele sincrofazor din clasa P au o latență mai mică pentru a obține raportări la viteze mai mari, în timp ce PMU-rile din clasa M utilizează filtre mai eficiente, pentru a obține măsurători mai precise, dar au o latență mai mare [8].

Cele mai multe rețele de date cu sincrofazori au fost proiectate pentru a transmite date de la unitățile PMU la Dispecer pentru monitorizare centralizată, analiză și acțiune. Cu toate acestea, nu există niciun motiv pentru care structurile de comunicații specializate, locale și de latență redusă să nu poată fi proiectate și construite pentru a exploata avantajele măsurătorilor bazate pe PMU pentru protecția sistemului, în special în aplicațiile la frontiera sistemului. Întrucât există deja comunicații dedicate care susțin anumite operațiuni SPS și RAS, comunicații similare ar putea fi implementate pentru a sprijini schemele SPS și RAS bazate pe PMU-uri.

Dacă rețelele de comunicații a sincrofazorilor sunt utilizate pentru protecția sistemului, semnalul sincrofazor trebuie să treacă prin PMU, rețele de comunicații și, eventual, unul sau

mai multe cu PDC-uri, fiecare introducând o anumită latență suplimentară a semnalului, de exemplu așa cum este exemplificat în [12]:

- PDC-ul este instalat în stațiile de înaltă tensiune și poate fi conectat și la alte PMU-uri din alte stații interconectate ... [cu] latență internă scăzută (aproximativ 3 până la 10 ms);
- PDC-ul zonal este instalat în centrele zonale de control și de operare ... [cu] latență internă moderată (aproximativ 10-100ms);
- Dispozitivele Supra PDC-uri sunt instalate în mod normal în centrul de control principal al rețelei, unde este implementat EMS-ul ("Energy Management System") rețelei [și] posedă o latență internă moderată (aproximativ 100 ms la 1 sec).

Diferitele arhitecturi PDC au nivele de latență diferite [12]:

- Arhitectura centralizată WAMS (Wide Area Measurement System) elimină nivelurile intermediare dintre centrele de control și stația ... [cu PMU] conectate la o stație PDC și apoi la Supra PDC, sau direct la Supra PDC-uri. Acest lucru creează o latență scăzută prin reducerea numărului de noduri intermediare, dar crește drastic numărul de semnale PMU către Supra PDC-uri. Mai multe PDC-uri intermediare creează o latență de semnal mai mare, dar în același timp o putere de concentrare a datelor mai mare. Există, de asemenea, efecte diferite de la PDC-urile hardware și software - în timp ce latența PDC a hardware-ului încorporat este bine determinată, latența programelor PDC de la diferite sisteme hardware și sisteme de operare fizice este mai puțin stabilă. Un hibrid al acestor metode ar trebui să fie determinat pe baza cerințelor individuale de aplicare a PMU. O concluzie este că: "o platformă cu un hardware cu prelucrare în timp real, dedicat sistemului integrat, poate reduce latențele interne ale PDC-urilor și poate mări viteza de procesare în cazul aplicațiilor cu timpi critici" [12];
- Latența semnalului poate fi micșorată prin divizarea unui sistem de protecție cu zonă extinsă în zone de protecție. Așa cum se demonstrează în [13], un sistem de protecție la scară largă (WABP) poate fi zonat pentru a minimiza numărul de noduri care necesită PMU-uri, apoi optimizat numărul de sisteme de protecție cu care comunică aceste PMU-uri (câte unul pe zonă), ca în final să se optimizeze numărul căilor de comunicare cu sistemele de protecție. Rezultatele studiilor publicate în [14] arată că, folosind IEEE-14, 57 și un sistem cu 118 noduri, un număr de maxim jumătate din noduri ar necesita PMU-uri. Acest sistem de 118 de noduri ar necesita doar trei sisteme de protecție și două sisteme de protecție în sistemul cu 57 de noduri, pentru a reduce latența semnalului de măsurare de la PMU la timpul de funcționare al întreruptorului.

6.9.3. Securitatea semnalului - pierderea sincronizării cu timpul GPS

Timpul exact este vital pentru PMU, deoarece funcționarea corectă a PMU necesită o referință de sincronizare comună și exactă disponibilă tuturor PMU-urilor din sistemul electroenergetic. Timpul de referință este descris în IEEE Std. C37.118.1-2011. Semnalele comune, precise de sincronizare (adică sursa de sincronizare) pot fi interne sau externe PMU-urilor. Majoritatea PMU-urilor folosesc semnale GPS ca sursă de timp universal, dar este posibil și utilizarea timpului distribuit în rețea, a ceasurilor din sistem și a altor surse de sincronizare. PMU-urile utilizate pentru protecția sistemelor ar trebui să aibă surse de sincronizare fiabile redundante și o logică de testare pentru detectarea și comutarea între aceste surse de timp pentru a obține acuratețe și flexibilitate.

BIBLIOGRAFIE

[1]. Nicolae Chiosa, Nicolae Pantazi, Bucur Luștea, Ioan Borlea, Constantin Bărbulescu, Aspecte esențiale ale introducerii sistemului de măsurare a sincrofazorilor în sistemul energetic national, The 7th International Power Systems Conference, 21-23.11.2007, Timișoara, Romania, pag. 157-166.

- [2]. Use Of Synchronphasor Measurements in Protective Relaying Applications, Power System Relaying Committee Report of Working Group C-14 of the System Protection Subcommittee, Members of the Working Group, Jim O'Brien, Chair, Alla Deronja, Vice-Chair etc., 4/8/2013.
- [3]. Gabriel Benmouyal, E. O. Schweitzer, and A. Guzmán, Synchronized Phasor Measurement in Protective Relays for Protection, Control, and Analysis of Electric Power Systems, Published in Wide-Area Protection and Control Systems: A Collection of Technical Papers Representing Modern Solutions, 2017, pp. 1- 32.
- [4]. M. Adamiak, W. Premerlani, B. Kasztenny, Synchronphasors: Definition, Measurement and Application, Power Systems 2005 Conference Distributed Generation, Advanced Metering and Communication, March 8-11, 2005, Madren Center, Clemson University, Clemson, SC, USA.
- [5]. M.A. Donolo, Advantages of Synchronphasor, Measurements Over SCADA Measurements for Power System State Estimation, Application Note AN2006-10.
- [6]. Dinesh Kajjam, Karthik Reddy Mekala, Phasor Measurement Unit or Synchronphasors, presentation, http://best.eng.buffalo.edu/Teaching/EE611/Phasor_Measurement_Unit.pdf, accesat mai 2018.
- [7]. Glossary of Terms Used in NERC Reliability Standards, Updated January 31, 2018, https://www.nerc.com/files/glossary_of_terms.pdf, accesat iunie 2018
- [8]. NASPI-2016-TR-007 (North American Synchronphasors Initiative), Integrating Synchronphasor Technology into Power System Protection Applications, Task Force on Synchronphasor Protection Applications, NASPI Engineering Analysis Task Team, September 2016.
- [9]. E. O. Schweitzer, III, A. Guzmán, H. J. Altuve, and D. A. Tziouvaras, Real-Time Synchronphasor Applications for Wide-Area Protection, Control, and Monitoring, Schweitzer Engineering Laboratories, Inc., 2009.
- [10]. Power System Relaying Committee WG6, Power Swing and Out-of-Step considerations on transmission lines, Report of PSRC to IEEE PES Society.
- [11]. NASPI PMU Applications Requirements Task Force, „Synchronphasor Data Quality Attributes and a Methodology for Examining Data Quality Impacts upon Synchronphasor Applications, Draft”, March, 2016.
- [12]. Kanabaret, M., M.G. Adamiak, & J. Rodrigues, Optimizing Wide Area Measurement System Architecture Advancements in Phasor Data Concentrators (PDCs), Power and Energy Society General Meeting (PES), 2013.
- [13]. Zare, J.,F. Aminifar & M. Sanaye-Pasand, Communication-Constrained Regionalization of Power Systems for Synchronphasor-Based Wide-Area Backup Protection Scheme, Smart Grid, IEEE Transactions on, 2015.
- [14]. Enrique Martínez & Nicolás Juárez (Comisión Federal de Electricidad, México); Armando Guzmán, Greg Zweigle & Jean Leó, Using Synchronized Phasor Angle Difference for Wide-Area Protection and Control, Schweitzer Engineering Laboratories, Inc., 2006.