

Adrian BARABOI
Sorin POPA

Maricel ADAM
Cătălin PANCU

**COMPATIBILITATE
ELECTROMAGNETICĂ**

Surse de perturbații electromagnetice

Editura PIM
Iași-2007

Capitolul 1

NOȚIUNI GENERALE DE COMPATIBILITATE ELECTROMAGNETICĂ

1.1. Introducere

Fenomenele perturbatoare de natură electrică și magnetică însoțesc funcționarea tuturor aplicațiilor electricității, indiferent dacă acestea sunt de uz industrial sau casnic. Evoluția tehnologică în domeniul aplicațiilor electricității datând, în partea ei semnificativă, de circa o sută de ani, a stimulat producerea unor mutații importante în sfera noțiunii de calitate. În ultimul deceniu, aceasta a devenit inseparabilă de ceea ce se consideră a fi compatibilitatea electromagnetică (CEM), obiect al normalizării, atât la nivel global, efectuată sub egida CEI¹, cât și în plan european, cu participarea CENELEC², [Human].

Dezvoltarea aplicațiilor electricității are caracter istoric, fiind parte integrantă a dezvoltării generale a societății. Preocuparea pentru problemele de calitate și, în ultimul timp, de CEM, a însoțit, la rândul ei, evoluția tehnologică.

Compatibilitatea electromagnetică (CEM) se definește drept capabilitate a unui sistem, aparat sau echipament de a funcționa satisfăcător în mediul său electromagnetic, fără a produce el însuși perturbații electromagnetice intolerabile pentru tot ce se găsește în acel mediu (CEI 77³).

În general, în cadrul CEM se au în vedere [Compatibilité], [Report], [Baraboi 203], [Broydé], [Charoy 26], [Sotir 1]:

¹ Comisia Electrotehnică Internațională

² Comitetul European de Normalizare în Electrotehnică

³ Comitetul 77 al Comisiei Electrotehnice Internaționale

- evidențierea surselor de perturbații electromagnetice, a tipurilor de perturbații și a căilor de transmitere a acestora;
- modul în care perturbațiile electromagnetice interferează semnalele utile;
- definirea nivelurilor maxime ale perturbațiilor introduse de rețeaua de alimentare și ale celor reinjectate de echipamentele racordate;
- normarea nivelurilor emisivă ale perturbatorilor și ale celor de imunitate, corespunzătoare echipamentelor și sistemelor “victimă”;
- caracterizarea, din punct de vedere electromagnetic, a mediului în care sunt amplasate și funcționează echipamentele;
- limitarea perturbațiilor electromagnetice și a efectelor lor asupra componentelor mediului electromagnetic (inclusiv asupra omului);
- elaborarea unor metodologii specifice CEM.

Preocupări privind CEM se întâlnesc la toate instituțiile și organizațiile abilitate în domeniul aplicațiilor electricității, [Bansse 19]. Astfel în cadrul CIGRE⁴ a funcționat, până la restructurarea din anul 2002, Comitetul de Studii 36 (CS 36) care a acoperit un spectru larg de probleme privind CEM în rețelele electrice.

Structura nouă a CIGRE, aprobată în anul 2002, cuprinde 16 Comitete de Studiu, grupate astfel: *A-Mari echipamente*, *B-Structuri de legătură*, *C-Probleme de sistem*, *D-Sisteme informatice și tehnologii noi*. Comitetul de studiu *C3-Rețele și mediul înconjurător* are drept sarcină identificarea și evaluarea impactului rețelelor electrice asupra mediului înconjurător și elaborarea de metode de evaluare și gestiune a impactului echipamentelor asupra mediului.

În cadrul CIGRE s-a acordat o atenție deosebită interacțiunii existente între rețeaua de alimentare și sarcină, temă care suscită un interes crescând, în contextul asigurării, pe bază de contract, a calității tensiunii de alimentare.

O temă importantă, aflată în atenția fostului GT 36.04, a abordat probleme CEM din centrale și stații electrice. S-au avut în vedere interferențele care apar între semnalele de curenți tari și tensiuni înalte din circuitele primare și cele destinate conducerii instalațiilor

⁴ Conseil International des Grandes Réseaux Electriques

electroenergetice. Un alt aspect abordat se referă la incidența transportului energiei electrice asupra mediului, prin intermediul câmpului electromagnetic și al efectelor sale potențiale asupra sănătății. Grupul de lucru GT 36.06, format din medici, biologi etc. a studiat tema *Câmpul electric, magnetic și sănătatea*.

În acest context, la Sesiunea CIGRE din 1994, subiectele preferențiale ale CS 36 au fost:

- caracterizarea expunerii organismelor vii la câmp electric și magnetic, precum și influența concepției construcțiilor electroenergetice asupra intensității acestora;
- influența fenomenelor tranzitorii din rețelele electrice asupra rețelelor de telecomunicații și a echipamentelor electronice;
- calitatea tensiunii: metodologii pentru estimarea parametrilor; eficiența tehnologiilor de ameliorare; nivelul de emisie pentru o sarcină perturbatoare unică, influența caracteristicilor rețelei.

Această tematică este continuată încât, în cadrul Sesiunii CIGRE din anul 1996, dezbaterile s-au centrat pe următoarele subiecte preferențiale :

- măsurarea, evaluarea și exprimarea valorică a expunerii ființelor umane în mediul profesional și casnic la câmpul electric și magnetic de frecvență industrială, produs de rețelele electrice;
- fenomene tranzitorii datorate loviturilor de trăsnet, manevrelor și defectelor; efectele asupra aparatelor sau instalațiilor electronice și asupra sistemelor de comunicații;
- calitatea tensiunii: prognoză, măsurare și evaluare, în special pentru nivelurile de emisie de la abonații perturbatori, luați separat;
- caracterizarea mediului ambiental al rețelei, sensibilitatea aparatelor și tehnicile de reducere a perturbațiilor.

În cadrul sesiunii CIGRE din anul 2000, GT 36 aduce în discuție următoarele două teme prioritare:

- efectele solicitărilor câmpului electromagnetic asupra proiectării noilor soluții de transport al energiei (LEA compactizate, multifazice, hibride);

- suprapunerea efectelor de inducție din diferite instalații electrice (inclusiv de tracțiune) asupra altor sisteme (linii de telecomunicații, sisteme de conducte metalice etc.).

Într-o sesiune comună a GT 13-14-36, se dezbate problema calității puterii, cu următoarele subiecte:

- îmbunătățirea alimentării cu energie prin tehnici noi, în particular dispozitive de comutație și electronică de putere;
- strategii de control și monitorizare;
- experiențe de operare.

Vizând și soluționarea unor probleme de CEM, chiar GT 13 (Aparate de comutație) a avut prevăzute, pentru sesiunea din anul 2000, teme ca:

- limitarea curentului și dispozitive hibride de comutație;
- dispozitive bazate pe microprocesoare pentru comanda întrerupătoarelor.

Potrivit noii structuri a CIGRE, unul din subiectele preferențiale ale sesiunii din anul 2004 a fost intitulat *Restricțiile de mediu și piața de energie*, care a acoperit următoarea problematică:

- efectele benefice asupra mediului sub impactul tehnologiei GIS (SF₆ gas insulated switchgear);
- producerea energiei electrice și calitatea aerului;
- riscul social și de mediu ca urmare a dezvoltării hidrocentralelor de mare putere.

1.2. Scurt istoric

Funcționarea tuturor aplicațiilor electricității, începând chiar cu primele semnificative, este însoțită de fenomene perturbatoare. Astfel, primele instalații de telegrafie, datând din anii 1850, au resimțit efectele negative ale fenomenului de diafonie, rezultat al cuplajului dintre linii electrice care funcționează în apropiere.

Electrificarea transporturilor, care a început în jurul anilor 1910, a pus în evidență un alt fenomen, constând în interferarea dintre semnalele liniilor de telecomunicații și cele din liniile de transport al energiei electrice. Micșorarea acestor cuplaje a fost posibilă prin înlocuirea

liniilor telefonice aeriene, care se întindeau în lungul căilor feroviare, cu linii blindate în cablu. În aceeași epocă sunt puse la punct primele echipamente de protecție împotriva loviturilor de trăsnet.

Începuturile transmisiunilor radio, petrecute în anii 1920-1930, au impus reducerea nivelului perturbator al unor echipamente și instalații, precum și micșorarea susceptibilității radioreceptoarelor la perturbații. Stabilirea valorilor limită, punerea la punct a procedurilor de măsurare și control etc., au făcut obiectul unor negocieri foarte complexe între “perturbatori” și “perturbați” punându-se, pentru prima dată, problema înființării unor organisme internaționale de control, care să supravegheze respectarea acordurilor încheiate. Așa a apărut, în 1934, CISPR⁵. Protecția transmisiunilor radio a fost extinsă și la noile servicii care apar între timp: televiziune, radionavigație, securitate aeriană etc.

Spre sfârșitul celui de al doilea război mondial, apar tehnologiile electronice de reglaj, destinate controlului instalațiilor de putere. Coexistența în instalații a curenților „tari” și „slabi” a condus la adoptarea unor mijloace de compatibilizare, dintre care se citează antiparazitajul, conectarea la pământ, decuplarea galvanică, ecranarea.

Apariția microelectronicii (tranzistorul-1948, tehnologia planară-1960, TTL-1965, microprocesorul-1971) a permis miniaturizarea celulelor de procesare a semnalelor care, astfel, au devenit însă mai sensibile, atât la semnalele utile, cât și, în mod nedorit, la cele perturbatoare. Mai mult, energia cerută pentru distrugerea unui astfel de dispozitiv a scăzut de la valori de ordinul 10^{-3} J, specifice tuburilor electronice și releelor, la 10^{-6} J pentru un tranzistor, respectiv 10^{-7} J, pentru un circuit integrat.

În 1958 s-a avansat ideea că o eventuală explozie atomică în atmosferă ar genera perturbații electromagnetice capabile să scoată din funcțiune rețele de telecomunicații și instalații de reglaj și control, extinse la scara unui întreg continent.

Acest risc potențial a creat o anumită panică în mediile militare și civile și, ca urmare, s-au inițiat studii privind protecția echipamentelor și

⁵ Comitetul Internațional Special de Perturbații Radioelectrice

instalațiilor în raport cu efectele perturbatoare ale impulsului electromagnetic nuclear.

Tab.1.1. Aplicații ale electricității

Anul	Aplicația	Domeniul de utilizare	Procesele perturbatoare
1875	Telefonul	Telefonie	Diafonia, descărcările atmosferice
	Generatorul	Rețele și instalații de curenți tari	Interferențe în curenți tari
1900	Radio	Radiofonie	Interferențe radio
1920	Tiratronul	Electronică industrială	Interferențe în diferite benzi de frecvență
1950	Tranzistorul		Problema legării la pământ și la masa electronică
	Tiristorul		
1960	Tehnica planară	Microelectronica	Descărcări electrostatice
1970	Microprocesorul	Prelucrarea informației	Fenomene tranzitorii

Până în anii 1960, diferitele tipuri de interacțiune au fost studiate de o manieră mai mult sau mai puțin independentă, în aplicații care aveau drept scop punerea la punct a unor soluții particularizate pentru unele probleme de interferență electromagnetică. Revoluția științifică și tehnică a condus însă la o estompare continuă a granițelor dintre diverse discipline, deoarece aplicațiile electricității, de la cele de mare putere până la cele informaționale, trebuie să funcționeze în bune condiții în spații din ce în ce mai restrânse. Generalizarea energiei electrice ca formă „ecologică” de energie a condus la creșterea densității aplicațiilor electricității, cu repercusiuni imediate asupra „întăririi” influențelor reciproce, exercitate pe cale electromagnetică, între aceste aplicații.

În Tab.1.1 sunt prezentate sintetic principalele invenții care au marcat istoria aplicațiilor electricității, [Sotir 1].

Abordarea CEM trebuie făcută în cadrul „triunghiului perturbator”, constituit din sursele de perturbații, canalele de transmisie a acestora și sistemele „victimă”. În viziune dinamică, se impune considerarea momentelor în care emit sursele de perturbații în raport cu nivelurile de susceptibilitate ale sistemelor victimă, în acele momente.

În 1957, în cadrul IRE⁶ (care va deveni IEEE⁷) a fost fondat un grup tehnic pentru studiul interferențelor în radiofrecvență. În 1963 acest grup capătă denumirea de EMC⁸ (CEM⁹ în franceză, EMV¹⁰ în germană). De atunci, grupul organizează conferințe și editează “IEEE Transaction on Electromagnetic Compatibility”, una din cele mai prestigioase reviste ale domeniului.

În Europa, preocupările pentru problematica CEM sunt mai recente, ca dată de reper fiind uneori considerat anul 1975.

În domeniul energetic, dominat de problemele producerii, transportului, distribuției și utilizării energiei electrice, noțiunea de CEM concentrează, de la un moment dat, toate preocupările specialiștilor pentru asigurarea calității energiei.

La cumpăna dintre secolele XVIII-XIX, energia electrică era considerată un produs de lux. Aplicațiile energetice se restrângeau la iluminatul cu incandescență și la unele instalații de „forță motrice”, echipate cu motoare de curent continuu. Alimentarea acestor instalații se făcea din rețele locale, de curent continuu sau alternativ care, la rândul lor, funcționau fără a fi interconectate și fără nici o automatizare. Aceste aplicații, larg răspândite sub raport geografic, nu se influențau reciproc, singurul mare defect în privința calității fiind întreruperile în furnizarea energiei. Sistemele, exclusiv telefonice și telegrafice, existente în epocă pentru transmisia informațiilor sufereau mai mult de pe urma unor incidente produse sub acțiunea factorilor atmosferici și nicidecum datorită interferării cu semnale perturbatoare, generate de instalațiile electroenergetice.

⁶ Institute of Radio Engineers

⁷ Institute of Electrical and Electronics Engineers (USA)

⁸ Electromagnetic Compatibility

⁹ Compatibilité Electromagnétique

¹⁰ Elektromagnetische Verträglichkeit

Dezvoltarea tehnologică înregistrată între cele două războaie mondiale se concretizează prin extinderea rețelelor de curent alternativ și exploatarea acestora în regim de interconectare, utilizarea în industrie a electromotoarelor asistate de sisteme de automatizare tot mai complexe și prin utilizarea energiei electrice în tracțiunea feroviară și electrotermie. În domeniul casnic se creează premisele apariției aparatelor electromenajere (aspiratoare, frigider, radiatoare etc.), iar în cel al comunicațiilor, prin utilizarea tuburilor electronice, se realizează primele transmisiuni prin radio și se pun în funcțiune rețelele de radiodifuziune. În această perioadă, echipamentul electric este, aproape fără excepție, de tip electromecanic, caracterizat prin consumuri proprii ridicate, fapt care făcea necesară alimentarea acestuia cu tensiuni și curenți de valori mari. În aceste condiții, echipamentul de automatizare era afectat doar de fluctuațiile rapide de tensiune de tip *flicker* sau de întreruperile în alimentarea cu energie.

După cel de al doilea război mondial, interconectarea rețelelor de înaltă și foarte înaltă tensiune se generalizează, astfel încât problema întreruperilor de lungă durată în alimentarea cu energie electrică se estompează. Prin contrast, capătă importanță efectele golurilor și întreruperilor de scurtă durată, localizate în rețelele de medie tensiune, mai cu seamă în contextul generalizării tratării neutrului în aceste rețele. La perturbațiile menționate se adaugă fluctuațiilor rapide de tensiune (*flicker*) datorate funcționării cuptoarelor cu arc și a instalațiilor de sudare electrică și poluarea armonică, introdusă de instalații de electroliză de mare putere. Crește gradul de utilizare al sistemelor electronice în automatizări, fenomen accelerat încă prin apariția unor dispozitive semiconductoare de bază, ca tranzistorul și tiristorul. Puterea consumată în instalațiile de protecție și automatizare scade, ceea ce permite proliferarea acestora. Astfel, instalațiile de curenți slabi, din ce în ce mai numeroase, funcționează tot mai aproape, sub raport geometric, de instalațiile de curenți tari, fapt care introduce disfuncții datorate interacțiunilor electromagnetice dintre acestea.

Progresul tehnologic, resimțit cu începere din anii 1960-1970 și care continuă și azi, a făcut posibil:

- introducerea electronicii de putere în instalațiile electroenergetice;

- diversificarea puternică a utilizării energiei electrice în domeniile industrial (cuptoare cu rezistență, cu inducție de înaltă frecvență, cu radiații infraroșii, cu arc etc.), transporturi, comercial și casnic (tehnică de calcul, instalații de aer condiționat și refrigerare, aparate electromenajere foarte diferite), comunicații (telefonie staționară și mobilă, radio, televiziune, radar, GSM etc.);
- explozia informațională, concretizată prin utilizarea tehnicii de calcul în toate domeniile.

În condițiile menționate, doar o abordare sistemică a modului în care funcționarea simultană a mai multor categorii de aplicații ale electricității, concentrate într-un mediu electromagnetic relativ restrâns se influențează reciproc, poate da soluții privind compatibilitatea și compatibilizarea acestora. Trebuie subliniat că astfel de preocupări au, de altfel, caracter istoric deoarece au însoțit permanent progresul tehnologic în electricitate și electromagnetism, coagulând și structurând o direcție de cercetare teoretică și aplicativă nouă, cum este cea cunoscută sub denumirea de compatibilitate electromagnetică (CEM).

Studiile tehnice și lucrările de normalizare arată că, oricare ar fi frecvența [Bansse 22], [Javerzac 16], [Javerzac 22], [Léost], [Sotir 1]:

- fenomenele fizice susceptibile de a fi perturbatoare sunt totodată aleatoare și inevitabile;
- imunitatea echipamentelor la un anumit tip de perturbații prezintă o anumită dispersie;
- locul instalării unui echipament, condițiile în care aceasta se face și caracteristicile punerii sale în funcțiune introduc o nouă variabilă aleatoare, ce poate califica mediul electromagnetic;
- gradul de satisfacție sau de insatisfacție resimțit de utilizator constituie un criteriu de apreciere a calității.

Noțiunea de calitate în utilizarea energiei electrice a evoluat în cei aproape o sută de ani, care ne separă de începutul acestui secol. Atunci calitatea era sinonimă cu prezența tensiunii. Dată fiind natura aleatoare a parametrilor susceptibili de a măsura calitatea, s-a convenit ca acestea să i se substituie noțiunea de CEM, așa cum este ea definită de CEI 77.

1.3. Normalizarea în CEM

Principalele obiective ale normării în domeniul CEM sunt [Bansse19], [Bansse 22], [Champiot 24], [Javerzac 22], [Sotir 1]:

1. Stabilirea condițiilor necesare funcționării corecte a echipamentelor în mediul perturbator electromagnetic prin:
 - stabilirea nivelurilor emise maxime ale sistemelor perturbatoare;
 - stabilirea nivelurilor de imunitate ale echipamentelor victimă;
 - specificarea tipurilor de medii perturbatoare;
 - stabilirea unor metode tipice de protecție.
2. Precizarea metodelor de măsurare, încercare și simulare, specifice domeniului.
3. Marea varietate a fenomenelor electromagnetice perturbatoare, ca și efectele acestora, care constituie în esență obiectivele normării, au impus, în scopul sistematizării analizei, clasificări și repartizări pe diferite organisme de normare, așa cum se poate vedea în Tab.1.2. Astfel, dacă se consideră domeniul de interes pentru CEI, organismul cu aria cea mai largă în domeniul CEM, o primă clasificare a perturbațiilor se poate face în:
 - PEM de joasă frecvență (armonice, defecte de tensiune în rețeaua de joasă tensiune);
 - PEM de înaltă frecvență (fenomene tranzitorii, descărcări în arc, câmpuri de radiație).

Din considerente practice, fenomenele perturbatoare de joasă frecvență au fost plasate de la frecvența industrială, până la 10 kHz.

O altă clasificare a PEM se face după modul de transmitere a acestora, sub acest aspect deosebindu-se:

- PEM transmise prin conducție;
- PEM transmise prin câmp electromagnetic.

Tab.1.2. *Organisme de normare*

Fenomenul fizic	Aplicația	Organisme de normare
Tipuri de fenomene perturbatoare: <ul style="list-style-type: none"> • prin conducție • prin radiație 	<ul style="list-style-type: none"> • Radiocomunicații • Radiodifuziune • Televiziune • Telecomunicații 	CCIR, CISPR, CCITT
Tipuri de sisteme „victimă”: <ul style="list-style-type: none"> • componente • subansambluri • aparate • individuale • echipamente • sisteme 	<ul style="list-style-type: none"> • Sisteme de comandă și control • Sisteme de tratare a informației • Sisteme speciale • Vehicule (nave, avioane, automobile, locomotive electrice) 	CEI, CIGRE, UNIPED, CISPR, OIML, ECMA
Rețele: <ul style="list-style-type: none"> • energetice • informatice 	<ul style="list-style-type: none"> • Procese EMI interne aparatelor și echipamentelor electronice 	CEI
	<ul style="list-style-type: none"> • Efecte biologice asupra organismului 	OIML, CIGRE

Primele studii de normalizare în CEM au avut ca obiect problemele perturbațiilor radioelectrice. Din 1934, CISPR a elaborat norme care, în fapt, conțin noțiuni de CEM și IEM¹¹.

Normalizarea referitoare la problemele de calitate din instalațiile de joasă frecvență și evoluția noțiunii de calitate către cea de CEM într-un mediu dat este mult mai recentă decât pentru domeniul aplicațiilor funcționând la frecvențe înalte.

¹¹ Interferențe electromagnetice

Tab.1.3. *Fenomene perturbatoare și surse de perturbații*

Fenomene perturbatoare	Surse de perturbații
Prin conducție, la joasă frecvență <ul style="list-style-type: none"> • armonici, interarmonici • fluctuații de tensiune • salturi și întreruperi de tensiune • variații de frecvență 	<ul style="list-style-type: none"> • Comutații în rețeaua de alimentare • Defecte în tensiunea de alimentare • Regimuri tranzitorii • Consumatori neliniari • Convertoare electronice de putere
Prin radiație, la joasă frecvență <ul style="list-style-type: none"> • câmpuri magnetice la frecvența fundamentală; • câmpuri electrice la frecvența fundamentală; 	<ul style="list-style-type: none"> • Curenți/tensiuni în conductoare
Prin conducție la înaltă frecvență <ul style="list-style-type: none"> • vârfuri (spikes) de tensiune • fenomene tranzitorii rapide 	<ul style="list-style-type: none"> • Comutația circuitelor • Trăsnete • Impulsul electromagnetic nuclear
Prin radiație la înaltă frecvență <ul style="list-style-type: none"> • câmpuri magnetice • câmpuri electrice • câmpuri electromagnetice continue • câmpuri electromagnetice tranzitorii 	<ul style="list-style-type: none"> • Curenți/tensiuni în conductoare • Emițătoare radio, TV • Trăsnete • Impulsul electromagnetic nuclear
Descărcări electrostatice	<ul style="list-style-type: none"> • Încărcări electrostatice

Pentru a urmări evoluția noutăților tehnologice în domeniul aplicațiilor electricității și conexiunile dintre acestea, CEI a decis crearea, după 1975, a unui comitet de studii însărcinat cu compatibilitatea electromagnetică; acesta se numește „Compatibilitatea electromagnetică între echipamente, inclusiv rețele” (CEI 77). Până în prezent, acest comitet s-a preocupat de probleme de normalizare privind instalațiile de

joasă frecvență, precum și de definirea unor clase de mediu mai mult sau mai puțin perturbate, respectiv de propunerea unor metode de măsurare și testare. Principalele tipuri de PEM studiate de CEI sunt date în Tab.1.3, [Sotir 1].

De la fondarea sa, CEI 77 a editat următoarele publicații:

- 555: Perturbații produse în rețelele de alimentare de aparatele electrocasnice și echipamentele analoage (Capitolul 1: Definiții, Capitolul 2: Armonici, Partea 3: Fluctuații de tensiune);
- 725: Considerații privind impedanțele de referință utilizabile în determinarea caracteristicilor de perturbare a aparatelor electrocasnice și a echipamentelor analoage;
- 816: Ghid pentru măsurarea regimurilor tranzitorii de scurtă durată din instalațiile de putere și de control de joasă tensiune;
- 827: Ghid relativ la limitele fluctuațiilor de tensiune datorate aparatelor electrocasnice;
- 868: Flickermetre. Specificații funcționale și de concepție;
- 1000.2.1: Compatibilitate electromagnetică (CEM). Mediu secțiunea 1: Descrierea mediului. Mediu electromagnetic pentru perturbații conduse de joasă frecvență și transmisia semnalelor în rețelele publice de alimentare;
- 1000.2.2: Compatibilitate electromagnetică (CEM). Mediu secțiunea 2: Niveluri de CEM pentru perturbații conduse de joasă frecvență și transmisia semnalelor în rețelele publice de alimentare la joasă tensiune.

Aceste publicații sunt completate de cele emise de CEI 65 (Măsurare și comandă în procesele industriale), care a editat publicația 801, intitulată „Compatibilitatea electromagnetică a echipamentului de măsurare și comandă în procesele industriale” structurată pe mai multe capitole: Introducere generală, Prescripții referitoare la descărcările electrostatice, Prescripții referitoare la câmpurile de radiație electromagnetică, Prescripții privind regimurile tranzitorii electrice rapide.

1.4. Necesitatea și complexitatea studiului CEM

Echipamentele și sistemele sunt întotdeauna supuse perturbațiilor electromagnetice și orice echipament electromagnetic este, la rândul lui, mai mult sau mai puțin un generator de perturbații. Aceste perturbații sunt generate în multe moduri. Oricum, cauza principală este variația bruscă a curentului sau a tensiunii.

Propagarea perturbațiilor poate avea loc prin conducție, de-a lungul conductoarelor și cablurilor electrice sau prin radiație, sub forma undelor electromagnetice.

Perturbațiile electromagnetice produc fenomene nedorite. Două exemple sunt cauzate de emisiile electromagnetice: interferența cu undele radio și interferența cu sistemele de monitorizare și control.

În ultimii ani, câteva tendințe au făcut mai important studiul CEM [Léost], [Pilegaard], [Sotir 1]:

- perturbațiile au devenit mai puternice cu creșterea valorilor tensiunilor și ale curenților;
- circuitele electronice devin din ce în ce mai sensibile;
- distanța dintre circuitele sensibile (electronice) și circuitele perturbatoare (rețeaua electrică) devine mai mică.

Orice lucru care implică și compatibilitatea electromagnetică presupune analiza a trei componente de sistem:

- sursa sau generatorul de perturbații;
- fenomenele de propagare sau cuplaj;
- victima, sistemul sau echipamentul afectat.

Analiza teoretică este dificilă, deoarece are în vedere propagarea undelor electromagnetice, descrisă de modele diferențiale complexe (ecuațiile lui Maxwell) care, în general, nu pot fi rezolvate prin metode analitice pentru dispozitivele reale (la care nu s-au aplicat simplificări, idealizări). Chiar și cu sisteme de calcul performante, o soluție numerică finală este adesea dificil de obținut. În practică, problemele CEM trebuie abordate de multe ori prin ipoteze simplificatoare, utilizând diferite modele și validarea acestora prin experimente și măsurători.

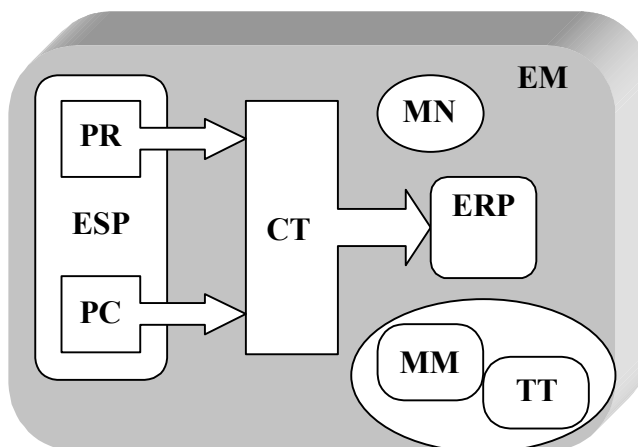


Fig.1.1. Schema categoriilor CEM: EM-mediul electromagnetic, ESP-echipament sursă de perturbații, PR-perturbații radiante, PC-perturbații de cuplaj, CT-cale de transmisie, ERP-echipament receptor de perturbații, MN-mijloace de neutralizare, MM-metode de măsurare, TT-tehnici de testare.

În studiul CEM, principalii factori sunt reprezentați în Fig.1.1, unde s-a notat: ME-mediul electromagnetic, ESP-echipamente sursă de perturbații, PR-perturbații radiante, PC-perturbații de cuplaj, CT-cale de transmisie, ERP-echipamente receptor de perturbații, MN-mijloace de neutralizare, MM-metode de măsurare, PI-procedee de încercare.

De menționat că un echipament perturbator poate fi în același timp perturbat de altul, perturbator la rândul lui și invers. O primă clasificare a perturbațiilor electromagnetice se poate face în perturbații de joasă frecvență, respectiv perturbații de înaltă frecvență, domeniul electroenergetic fiind interesat de ambele categorii. După natura căii de transmisie, perturbațiile pot fi radiante (transmise la distanță prin câmp electromagnetic), respectiv prin cuplaj (prin conducție: galvanic, inductiv, capacitiv).

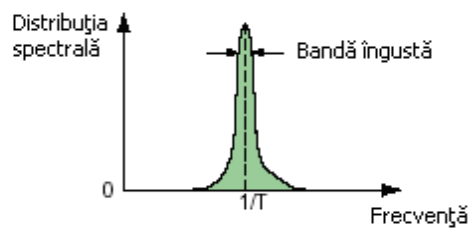
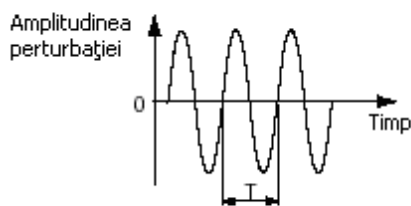
1.5. Surse de perturbații electromagnetice

Identificarea și măsurarea sursei este esențială, deoarece tipul sursei determină care din măsurile următoare trebuie luată:

- limitarea perturbațiilor generate (de exemplu: de un contactor prin instalarea unui circuit RC în paralel cu bobina de c.a, sau o diodă pe bobina de c.c.);
- anularea cuplajului parazit (de exemplu: separarea fizică a două elemente incompatibile);
- insensibilizarea victimei (de exemplu: folosirea ecranelor).

Orice echipament sau fenomen fizic (electric, electromagnetic) care emite o perturbație ce se transmite prin conducție, radiație sau alt mod de cuplaj, este calificat drept sursă.

Unde radio



Efectele fulgerelor

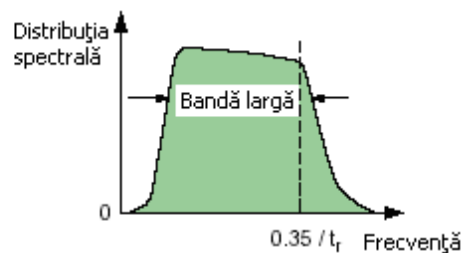
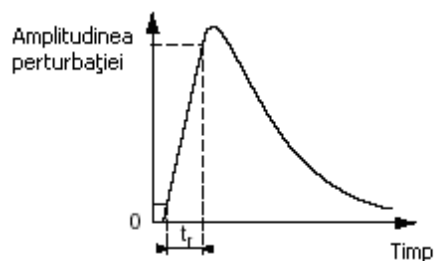


Fig. 1.2. Exemple de caracteristici spectrale ale perturbațiilor.

Cauzele principale ale perturbațiilor electromagnetice sunt: sistemul de distribuție a energiei electrice, undele radio, descărcările electrostatice și fulgerele [Compatibilité], [Cristescu 93], [Gary], [Léost], [Pilegaard].

În sistemele de producere, transport, transformare și distribuție a energiei electrice, un mare număr de perturbații sunt produse la funcționarea întrerupătoarelor:

- la joasă tensiune, deschiderea unui circuit inductiv (bobina unui contactor, motor, ventil electromagnetic etc.) generează tensiuni tranzitorii care pot avea valori foarte mari (peste câțiva kV la bornele bobinei) și care conțin armonici de înaltă frecvență (zeci sau sute de MHz);
- la medie sau înaltă tensiune, deschiderea și închiderea întrerupătoarelor produc supratensiuni de comutație cu o foarte mare viteză de creștere ce pot influența în mod negativ funcționarea sistemelor numerice, în special cele bazate pe microprocesoare;
- undele radio emise de sistemele de control și comandă la distanță, comunicațiile radio și TV, stațiile de emisie-recepție, telefonია mobilă etc. sunt, pentru unele echipamente și sisteme, surse de perturbații de ordinul a câtorva volți pe metru, dar care trebuie luate în calcul, având în vedere numărul mare și în continuă creștere al acestora;
- descărcările electrice datorate operatorilor umani pot produce perturbații cu variație foarte rapidă care ajung la echipamentele sensibile prin conducție și radiație și le pot afecta, chiar distruge.

Sursele perturbatoare pot fi intenționate (ex. transmisiile radio) sau nu (ex. sudarea cu arc electric). În general, sursele pot fi deosebite prin caracteristicile perturbațiilor pe care le produc (Fig.1.2): spectrul, forma de undă, timpul de propagare sau forma spectrului, amplitudinea, energia.

Spectrul, caracterizând banda de frecvență acoperită de perturbație, poate fi foarte îngust, ca în cazul telefoniei mobile, sau foarte larg, ca în cazul cuptoarelor cu arc electric. Perturbațiile de tip pulsator acoperă o plajă aparte a spectrului, proprie unor surse precum descărcările electrostatice, comutarea releelor, separatoarelor,

contactoarelor și întrerupătoarelor de joasă, medie și înaltă tensiune, descărcările atmosferice, impulsurile electromagnetice nucleare.

Forma de undă descrie caracteristica perturbației în timp și poate fi, de exemplu, undă sinusoidală amortizată sau funcție exponențială dublă. Este exprimată ca timp de creștere t_r , pe frecvența echivalentă $0,35/t_r$ sau simplu, frecvența perturbației pentru un semnal bandă îngustă sau ca lungime de undă λ (legată de frecvență prin relația: $\lambda = c/f$, unde $c = 3 \cdot 10^8$ m/s este viteza luminii. Amplitudinea este valoarea maximă atinsă de semnal, în termeni ca tensiune [V], câmp electric [V/m] etc.

Tab. 1.4. *Surse de perturbații electromagnetice.*

Sursa	Frecvența	Lungimea de undă, λ	Intensitatea câmpului, H[A/m], E[V/m]
Rețele în sarcină	50 Hz	6000 km	20 A/m, la 10 m
Fulgere	30 kHz ... 3 MHz	10 km	10 A/m, la 500 m
Cuptoare	27 MHz	11 m	1,5 V/m, la 10 m
Întrerupătoare 20 kV	75 MHz	4 m	5 kV/m, la 1 m
Unde radio FM	100 MHz	3 m	1 V/m, la 500 m
Unde radio lungi	200 kHz	1500 m	30 V/m, la 500 m
Stație radio portabilă	450 MHz	66 cm	10 V/m, la 1 m
Televiziune UHF	600 MHz	50 cm	0,5 V/m, la 500 m
Telefon mobil	900 MHz	33 cm	20 V/m, la 1 m
Unde radar	1 GHz	30 cm	40 V/m, la 500 m
Cuptor cu microunde	2.45 GHz	12 cm	1,5 V/m, la 1 m

Tab. 1.5. *Surse de perturbații în electroenergetică.*

Sursa de perturbații	Procesul perturbator	Calea de transmisie
Consumatori nelineari	Armonici	Conducție la joasă frecvență
Sarcină variabilă	Fluctuații, goluri și întreruperi de tensiune	Conducție la joasă frecvență
Sarcină variabilă	Variații de frecvență	Conducție la joasă frecvență
Fenomene atmosferice, echipamente de comutație	Supratensiuni atmosferice și de comutație	Conducție la înaltă frecvență
Explozie nucleară	Impulsul electromagnetic nuclear	Conducție la înaltă frecvență
Corpuri încărcate electric	Descărcări electrostatice	Conducție la înaltă frecvență
Rețele și instalații electrice sub tensiune	Câmp electric de frecvență industrială	Radiație la joasă frecvență
Rețele și instalații electrice în sarcină	Câmp electric și magnetic de frecvență industrială	Radiație la joasă frecvență
Explozie nucleară	Câmp electromagnetic tranzitoriu	Radiație la înaltă frecvență

Energia este integrala din puterea electromagnetică instantanee, efectuată pe durata perturbației (Joule)

Zona din vecinătatea unei stații electrice, în special de medie sau înaltă tensiune, poate conține câmpuri electromagnetice pulsatorii foarte puternice. Operațiile de comutare pot genera tensiuni mult mai mari

decât valoarea nominală, în perioade de timp foarte scurte. De exemplu, când un întrerupător de 24 kV este închis, fenomenele de pre-arc produc variații ale tensiunii de zeci de kV în câteva nanosecunde.

În diferite laboratoare de încercări s-au făcut măsurători performante care arată că, pe durata comutării unui întrerupător de medie tensiune de 24 kV, pulsul câmpului sinusoidal amortizat atinge valoarea de vârf 7,7 kV/m, cu o frecvență de 80 MHz, la o distanță de un metru față de carcasa întrerupătorului. Intensitatea câmpului este enormă, dacă o comparăm cu cea a câmpului produs de două stații de recepție-emisie de 1 W care generează, la un metru, un câmp cu intensitatea de 3...5 V/m.

Șocul este propagat de-a lungul conductoarelor, barelor, cablurilor și peste linii. La frecvența indicată, conductoarele (în special barele) se comportă ca antene și caracteristicile câmpului electromagnetic pe care-l emit sunt puternic dependente de proiectarea încăperilor metalice (pereți despărțitori, blindaje).

Mediul înconjurător al echipamentelor de medie și foarte înaltă tensiune necesită un studiu aprofundat al CEM pentru proiectarea și instalarea sistemelor de rele și sistemelor de monitorizare și control.

Acest lucru este foarte important, deoarece pe lângă perturbațiile radiante, în stațiile electrice mai sunt generate, de asemenea, și tensiuni tranzitorii transmise pe conductoare.

În Tab.1.4 se arată câteva exemple de surse perturbatoare, frecvența lor (valoarea medie) și câmpul pe care îl produc, dându-se și puterea respectivă.

Principalele tipuri de perturbații electromagnetice care intră sub incidența organismelor de normare a CEM și care interesează domeniul electroenergetic sunt prezentate sintetizat în Tab.1.5.

Un loc important, din acest punct de vedere, îl reprezintă perturbațiile produse sub acțiunea câmpului electric și magnetic al instalațiilor electroenergetice.

1. Perturbații electromagnetice (PEM)

Clasificare

- După natură | - naturale | - neintenționate
- | - artificiale | - intenționate
- După curenții care le produc | - de curenți slabi | - bruijalul electronic
- | - " " tari | - IEMH, E bomb, Graphit Bomb
- După evoluția în timp | - staționare
- | - crasistaționare
- | - tranzitorii

Exemple

- PEM curenți slabi: IEM între circuite electronice vecine
- PEM curenți tari:
 - tensi. induse în instal. din vecin. conductoarelor parcurse de curenți de scurtcircuit
 - PEM prod. de electronica de putere (sute de amperi)
 - PEM prin descărcări elastice (zeci de A)
- PEM staționare: circ. mag. saturate, maș. el.,
 - cuplaje între disp. semicond. de putere, cuptoare LEA paralele cu arc, sudare el.
 - surse în comutație (choppere = variatoare de tensiune-curent continuu)
 - surse de emisie a undelor electromagnetice (radio, TV)
- PEM crasistaționare:
 - sarcini var. în timp (pornirea, opr., revers. electromotoare)
 - curenți de suprasarcină
 - bruijalul stațiilor de radio
 - descărcarea corona
- PEM tranzit. :
 - proc. de comutație (intr., contactoare, sig. fușib., rele)
 - fenom. meteo (fulgere, trăsnete)

- imp. em nuclear (IEMN), E. Bomb, Graphit Bomb
- bătăie electronic al armelor de luptă
- descărcări electrostatice

PEM $f \approx$ = IEM în gama 0... 100 kHz (1 MHz)

- Rețele de distribuție \Rightarrow ordinul kHz
 - apar dat. elem. de circ. neliniare
 - afectează consumat. conect. în II
 - exerc. infl. la dist. prin cuplaj inductiv - capacitiv

Receptoare de perturbatii

- sist. de calcul și automatizare
- sist. de telecomunicații: telefon, TV, radio, radar etc
- sist. de măsurare a mărimilor electrice și neelectrice (senzori, transductoare, sist. de amplificare, afișare, înregistrare)
- sist. de achiziție și prelucrare de date

Modelarea câmpului electric al LEA

$$[q] = [C][U], \quad (2.3)$$

$$[q] = \begin{bmatrix} q_1 \\ q_2 \\ \dots \\ q_n \end{bmatrix} \text{ -matricea unicolonară a sarcinilor electrice (2.4)}$$

[C] - matricea pătratică a capacităților proprii și mutuale

$$[U] = \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ \dots \\ U_n \end{bmatrix} \text{ -matricea unicolonară a potențialelor. (2.5)}$$

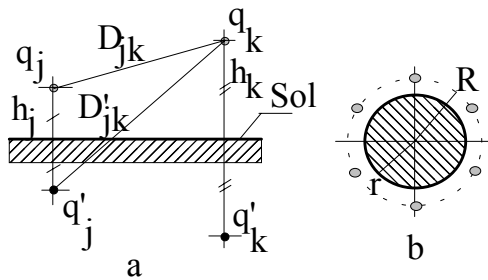


Fig.2.4

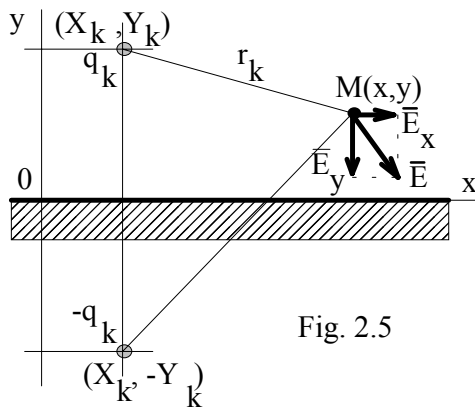


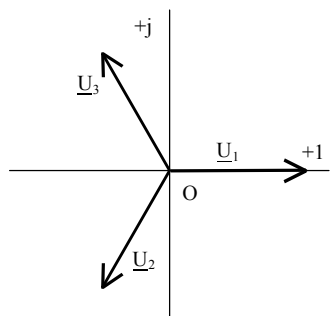
Fig. 2.5

Coefficienții de potențial se calculează cu relațiile:

$$P_{jj} = \frac{1}{2\pi\epsilon_0} \ln \frac{2h_j}{r_{0j}}, \quad P_{jk} = \frac{1}{2\pi\epsilon_0} \ln \frac{D'_{jk}}{D_{jk}}, \quad P_{jk} = P_{kj}, \quad j, k = 1, 2, \dots, n. \quad (2.6)$$

$$r = R \sqrt[n]{\frac{\sum_{f=1}^n r_{0f}}{R}}, \quad (2.7)$$

$$\bar{E}(M) = \frac{1}{2\pi\epsilon_0} \sum_{k=1}^n \frac{q_k r_k}{r_k^2}, \quad (\text{Teorema lui Gauss}) \quad (2.8)$$



$$[\underline{U}] = \begin{bmatrix} \underline{U}_1 \\ \underline{U}_2 \\ \underline{U}_3 \end{bmatrix} = \frac{U_s \sqrt{2}}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 \\ -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}, \quad (2.10)$$

$$\underline{E}_x = E_{x1} + jE_{x2}, \quad \underline{E}_y = E_{y1} + jE_{y2}. \quad (2.11)$$

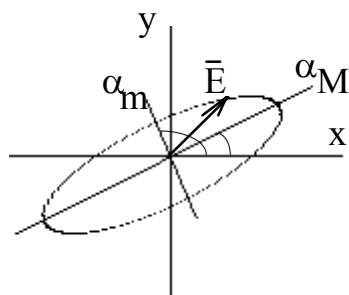


Fig.2.6

$$E_y(x) = -\frac{1}{\pi\epsilon_0} \sum_{k=1}^n \frac{q_k Y_k}{(x - X_k)^2 + Y_k^2}. \quad (2.14)$$

Modelarea câmpului magnetic al LEA

Relațiile fundamentale în care apar mărimile de stare magnetică sunt date de

- legea circuitului magnetic:
$$\oint_{\Gamma} \vec{H} ds = i_{S_{\Gamma}} + \frac{d}{dt} \oint_{\Gamma} \vec{D} dA; \quad (2.15)$$

- legea fluxului magnetic:
$$\oint_{\Sigma} \vec{B} dA = 0; \quad (2.16)$$

- legea de legătură dintre inducție, intensitate și polarizație în câmp magnetic și legea magnetizației temporare:

$$\vec{B} = \mu \vec{H} + \mu_0 \vec{M}_p. \quad (2.17)$$

Relațiile fundamentale (2.15),...(2.17) scrise pentru regimul cvasipermanent al câmpului magnetic în aer devin de forma:

$$\left. \begin{aligned} \operatorname{rot} \vec{H} &= \vec{J}; \\ \operatorname{div} \vec{B} &= 0; \\ \vec{B} &= \mu_0 \vec{H}. \end{aligned} \right\} \quad (2.18)$$

Conform teoremei de unicitate a câmpului magnetic cvasipermanent, acesta este unic determinat într-un domeniu liniar și izotrop cu permeabilitate magnetică dată, dacă se cunosc:

- distribuția curentului de conducție \vec{J} ; intensitatea câmpului magnetic \vec{H} ; componentele tangențiale ale intensității câmpului magnetic respectiv potențialului magnetic vector, pe o suprafață de frontieră.

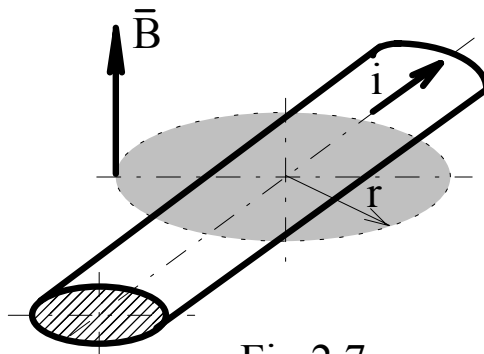


Fig.2.7

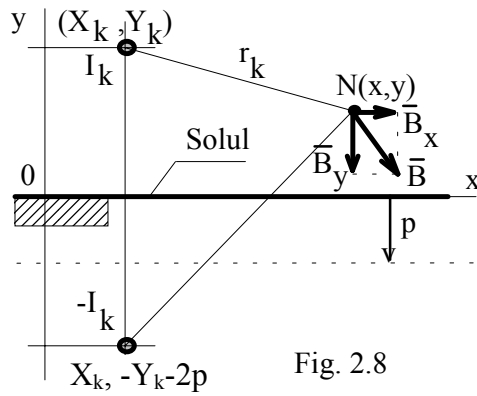


Fig. 2.8

Legea lui Ampère :
$$B = \frac{\mu_0 i}{2\pi r}, \quad (2.19)$$

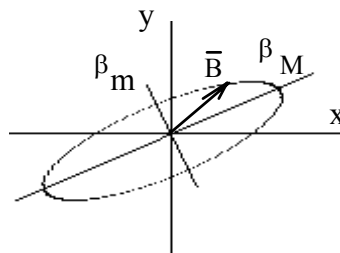


Fig.2.9

Calculul câmpului magnetic al unei LEA în spațiul dintre aceasta și sol se face prin metoda “imaginii conductoarelor în sol”.

Adâncimea de pătrundere:

$$p = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \sigma \omega}}, \quad \sigma = 0,02 \text{ S}, \quad \omega = 314 \text{ rad / s}, \quad (2.20)$$

$$\mu_0 = 4\pi 10^{-7} \text{ H / m}, \quad \text{rezulta } p = 356 \text{ m}$$

Câmpul magnetic de inducție $B(x,y)$ este eliptic, Fig.2.9, axele elipsei și unghiurile acestora fiind calculabile cu relațiile:

$$\left. \begin{aligned} B_{M,m}(x,y) &= \sqrt{\frac{B_{x1}^2 + B_{y1}^2 + \rho^2 (B_{x2}^2 + B_{y2}^2) + 2\rho (B_{x1} B_{x2} + B_{y1} B_{y2})}{1 + \rho^2}} \\ \beta_{M,m}(x,y) &= \arctg \left(\frac{B_{y1} + \rho B_{y2}}{B_{x1} + \rho B_{x2}} \right) \end{aligned} \right\} \quad (2.25)$$

unde:

$$\rho = \frac{K \pm \sqrt{K^2 + 4}}{2}, \quad K = \frac{B_{x2}^2 + B_{y2}^2 + B_{x1}^2 - B_{y1}^2}{B_{x1} B_{x2} + B_{y1} B_{y2}}. \quad (2.26)$$

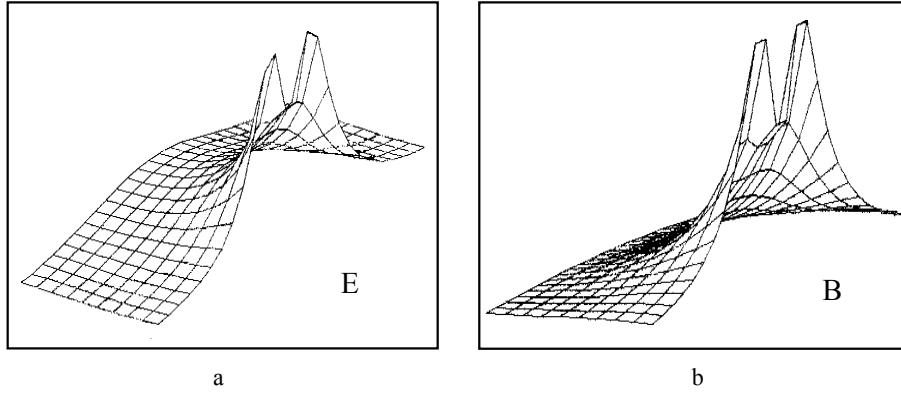


Fig.3.-Electric and magnetic fields of the 110 kV line: a-electric field; b-magnetic field.

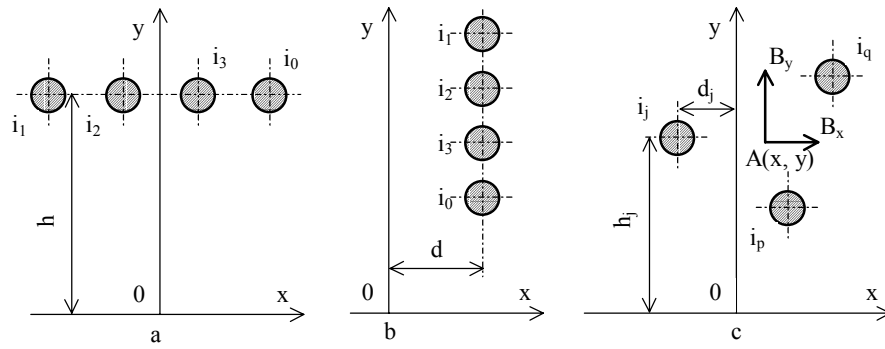


Fig.4.-Three-phase system: a-conductors placed in horizontal plan; b-conductors in vertical plan; c-calculus model of the magnetic map.

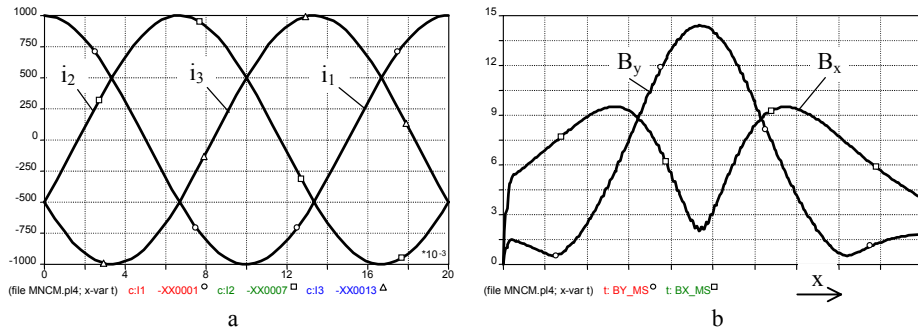


Fig.5.-Conductors in horizontal plan, equilibrated state: a-currents; b-magnetic induction, in μT .

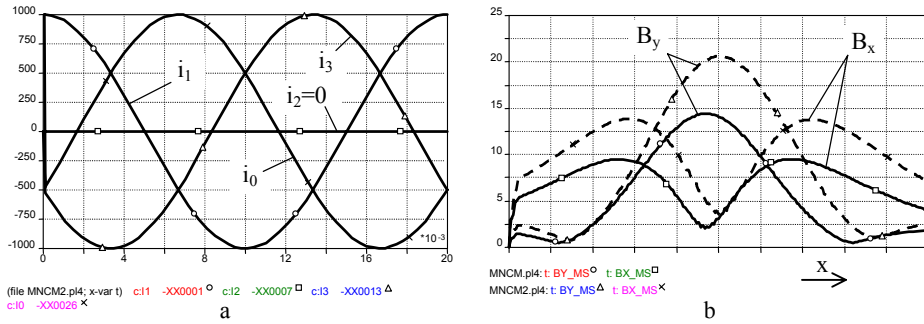


Fig.6.- Conductors in horizontal plan, non-equilibrated state:
a-currents; b-magnetic induction, in μT .

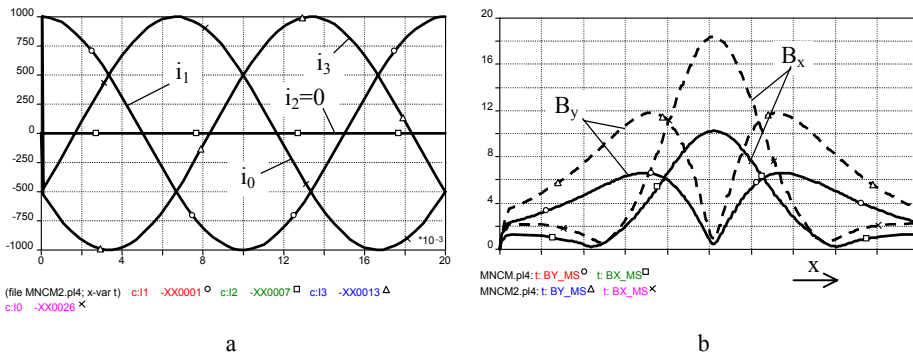


Fig.7.-Conductors in vertical plan, non-equilibrated state:
a-currents; b-magnetic induction, in μT .

Efectele câmpului electric de joasă frecvență

Ecuția generală a electrostaticii, stabilind dependența dintre potențialul U_0 și sarcina q relativă la conductorul M :

$$q = \sum_{i=0}^3 U_i C_i. \quad (2.27)$$

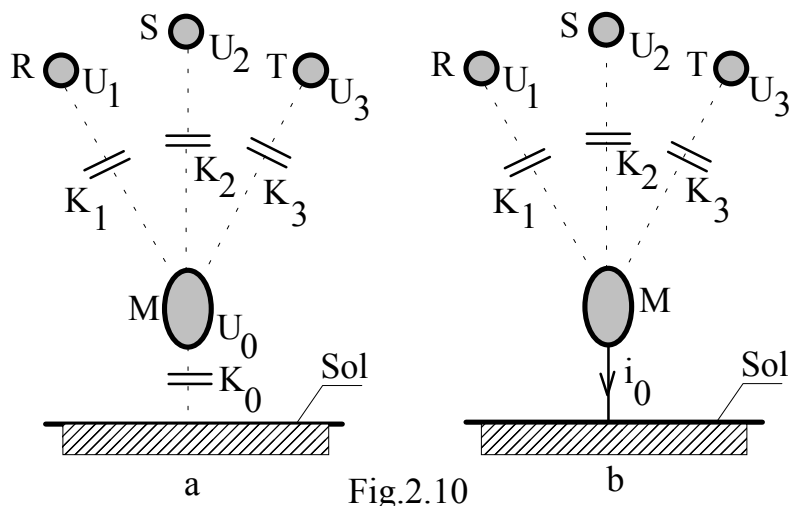


Fig.2.10

- Corp izolat față de pământ (Fig.2.10a), sarcina $q=0$ și:

$$U_0 = - \frac{\sum_{i=1}^3 U_i C_i}{C_0} \quad (2.28)$$

$$K_i = -C_i (i = 1,2,3), \quad K_0 = C_0 - \sum_{i=1}^3 C_i \cong C_0 \quad (C_1, C_2, C_3 \ll C_0) \quad (2.29)$$

- Corp legat la pământ (potențial nul).

$$\text{Sarcina electrică:} \quad q = \sum_{i=1}^3 U_i C_i \quad (2.30)$$

$$\text{Curentul prin legătura la pământ:} \quad I_0 = -j\omega q \quad (2.31)$$

$$I_0 = -j\omega \sum_{i=1}^3 U_i C_i, \quad U_0 = \frac{I_0}{j\omega C_0} \quad (2.32)$$

În conformitate cu Fig.2.10 și relațiile (2.27),...(2.32), sistemul format din sol și corpul M se poate considera ca reprezentând bornele unei surse de alimentare caracterizată prin tensiunea de mers în gol U_0 ,

curentul de scurtcircuit i_0 și care posedă o impedanță internă dată de relația /19/:

$$Z_0 = \frac{1}{j\omega C_0}. \quad (2.33)$$

- Persoană în picioare pe sol, sub LEA:
 - curent indus penetrând prin picioare, fără ca izolația încălțămintei să aibă vreo influență: $15 \cdot 10^{-6}$ A pe kV/m;
 - intensitatea curentului care traversează craniul și circulă prin gât este de ordinul $5 \cdot 10^{-6}$ A pe kV/m.
 - sub LEA de 400 kV, acești curenți ar fi de $80 \cdot 10^{-6}$ A, respectiv $25 \cdot 10^{-6}$ A. Aceste valori sunt cu un ordin de mărime inferioare pragului de percepție la om, care este de aproximativ 1 mA pe traseul dintre cele două mâini și de aceea ei nu sunt sesizați.
- Într-o situație asemănătoare, dar sub acțiunea unui câmp mult mai intens, se găsesc persoanele care efectuează lucrări sub tensiune.

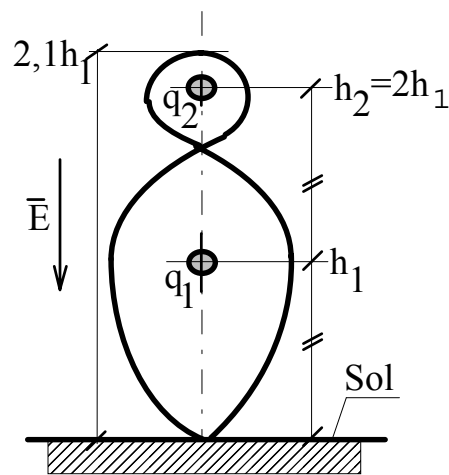


Fig.2.11

Acțiunea câmpului electric asupra unei persoane aflate la sol poate fi simulată prin intermediul unui sistem de două sarcini electrice q_1 , q_2 , amplasate ca în Fig.2.11, la înălțimile h_1 și $h_2=2h_1$, deasupra solului. Se arată că dacă sarcinile electrice q_1 , q_2 sunt date de relațiile:

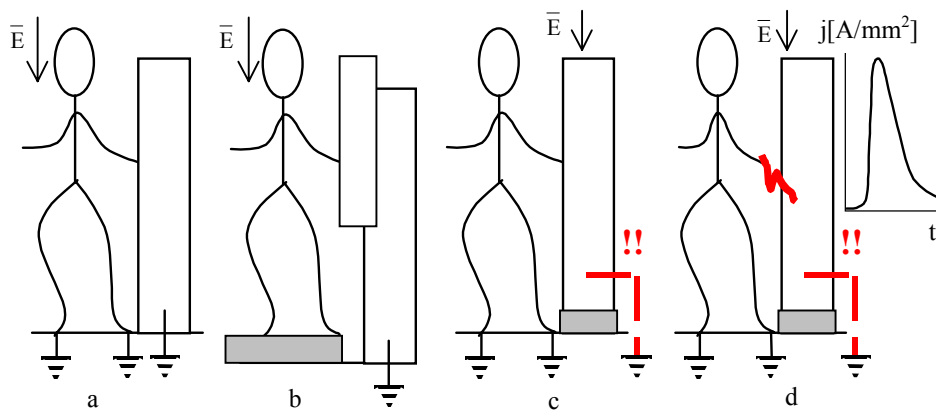
$$q_1 = 2\pi\epsilon_0 \frac{8}{9} Eh_1^2, q_2 = 2\pi\epsilon_0 \frac{4}{9} Eh_1^2, \quad (2.37)$$

Intensitățile curentului care traversează trunchiul, craniul și gâtul, respectiv curentul total, care penetrează prin picioare:

$$i_1 = \omega q_1, \quad i_2 = \omega q_2, \quad i_0 = i_1 + i_2, \quad (2.38)$$

Intensitatea maximă a câmpului electric superficial, măsurat la nivelul craniului:

$$E_{\max} \cong 16E, \quad (2.39)$$



- Curenți în cazul autovehiculelor prezente temporar sub LEA:
 - autoturism: 0,05 mA pe kV/m;
 - microbuz: 0,1 mA pe kV/m;
 - camion, alte vehicule de mari dimensiuni: 0,20...0,25 mA pe kV/m.

- Dacă se are în vedere că limita periculoasă pentru om este de circa 30 mA, se constată că la aceasta nu se poate ajunge nici prin atingerea unui vehicul de mare gabarit, staționat sub o LEA de foarte înaltă tensiune (750 kV).

Calculul curentului teoretic de scurtcircuit al unui fir metalic de lungime ℓ , amplasat la înălțimea h în câmpul electric E al unei LEA se efectuează cu expresia:

$$\underline{I}_0 = j\omega \underline{U}_0 C_0 \ell, \quad (2.40)$$

unde:

$$\underline{U}_0 = \underline{E}h, C_0 = \frac{2\pi\epsilon_0}{\ln\left(\frac{2h}{r}\right)}, \quad (2.41)$$

Efectele câmpului magnetic

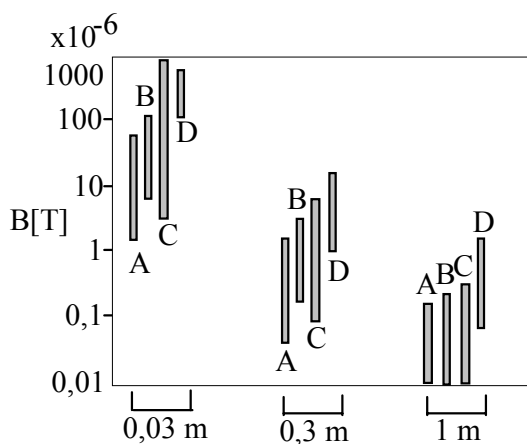


Fig.2.12
Inducția magnetică în vecinătatea aparatelor electrocasnice: A-televizor, B-radiator, C-uscător de păr, D-aspirator.

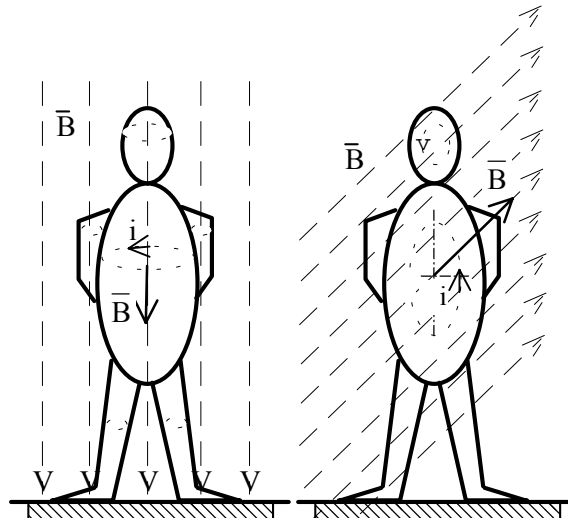
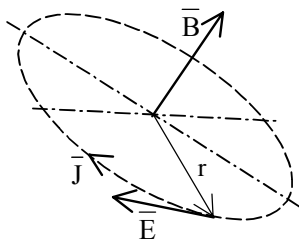


Fig.2.13



$$\left. \begin{aligned} e &= -\frac{d\phi}{dt}, \quad \phi = BS = \pi r^2 B, \quad e = E\ell, \\ B &= B_m \sin \omega t, \quad E = \frac{r}{2} \frac{dB}{dt}, \quad E = \frac{r}{2} \omega B \end{aligned} \right\} (2.43)$$

Pentru intensitatea câmpului electric al curenților de conducție, respectiv pentru densitatea de curent se obține /9/:

$$\bar{E} = \rho \bar{J}, \quad \bar{J} = \sigma \bar{E}, \quad J = \frac{Br}{2} \sigma \omega, \quad (2.44)$$

Capitolul 2

ELEMENTE, ECHIPAMENTE ȘI PROCESE NELINEARE

2.1. Generalități

Nivelurile semnalelor din orice mediu electromagnetic pot fi încadrate într-o diagramă de forma celei reprezentate în Fig.2.1. Semnalele utile și de zgomot pot interfera până la un nivel maxim, localizat la limita zonei III, de siguranță.

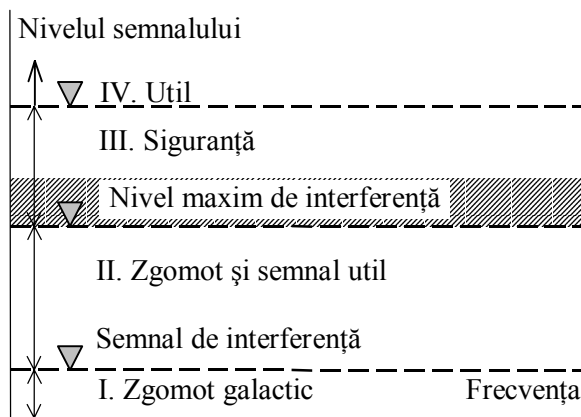


Fig.2.1. Diagramă nivel de semnal-frecvență

Compatibilizarea electromagnetică a unei aplicații presupune atât limitarea semnalelor perturbatoare (de zgomot), cât și diminuarea susceptibilității, în raport cu aceste perturbații, a sistemelor și echipamentelor victimă.

Potrivit relațiilor de definiție (2.1), mărimile electrice care caracterizează aceste semnale se exprimă în decibeli.

$$u[dB] = 20 \log \frac{u}{u_0}, \quad i[dB] = 20 \log \frac{i}{i_0}, \quad p[dB] = 10 \log \frac{P}{P_0}. \quad (2.1)$$

Ținând seama de (2.1), relațiile (2.2) arată că utilizarea unităților relative are un grad înalt de generalitate, indiferent de natura mărimii avută în vedere.

$$\left. \begin{aligned} p &= \frac{u^2}{R} = Ri^2, & p_0 &= \frac{u_0^2}{R} = Ri_0^2, \\ 10 \log \frac{p}{p_0} &= 10 \log \frac{\frac{u^2}{R}}{\frac{u_0^2}{R}} = 10 \log \frac{Ri^2}{Ri_0^2} = 20 \log \frac{u}{u_0} = 20 \log \frac{i}{i_0}, \\ p[dB] &= u[dB] = i[dB]. \end{aligned} \right\} \quad (2.2)$$

Elementele de circuit, echipamentele și procesele nelineare pot fi considerate ca omniprezente în aplicațiile electricității, indiferent dacă acestea stau la baza funcționării sau/și intervin ca surse de perturbații electromagnetice în cadrul acestor aplicații.

Elementele de circuit nelineare se identifică utilizând caracteristicile lor volt-ampere sau, prin dualitate, flux magnetic-curent care sunt nelineare, adică diferite de o dreaptă.

Prima consecință a prezenței unui element nelinear într-un circuit o constituie deformarea semnalelor sinusoidale.

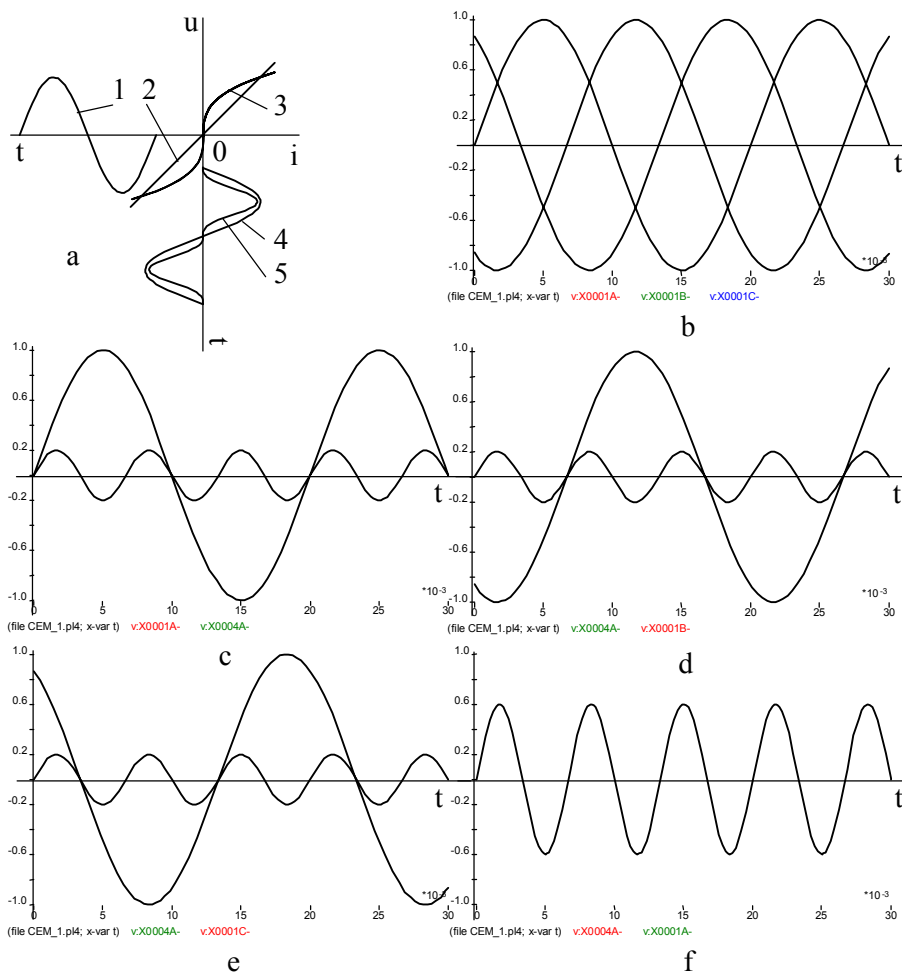


Fig.2.2. Elemente de circuit lineare și nelineare: a-caracteristici volt-
 amper; b-semnal sinusoidal trifazat; c, d, e-componența
 spectrală a semnalului deformat trifazat de ieșire;
 f-sistemul homopolar al armoniciei de rang 3.

În Fig.2.2a se prezintă efectul nelineralității caracteristicii volt-ampere asupra semnalului de ieșire, notațiile având următoarele semnificații: 1-tensiune sinusoidală de intrare, 2, 3-caracteristici volt-ampere (lineară, respectiv nelinerală), 4, 5-semnale de ieșire corespunzătoare respectiv caracteristicilor 2, 3. În cazul semnalelor polifazate, efectul nelineralităților poate fi amplificat. De exemplu, armonica de rang 3 a semnalului trifazat din Fig.2.2b, oscilând pe fiecare fază ca în Fig.2.2c,d,e, constituie un sistem homopolar (Fig.2.2f).

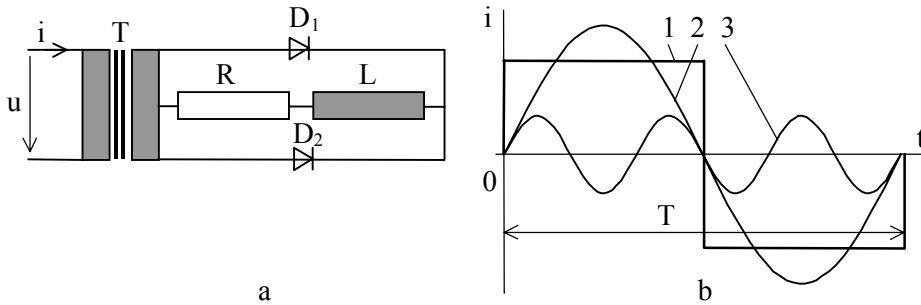


Fig.2.3. Redresarea semnalelor: a-schema electrică a unui redresor monofazat bialternanță; b-curentul absorbit din rețeaua de c.a.: 1-forma idealizată; 2-oscilația fundamentală; 3-armonica de rang 3.

Un proces nelineral foarte frecvent întâlnit ca aplicație a electricității este cel de redresare.

În Fig.2.3a este reprezentată schema unui redresor monofazat bialternanță care absoarbe din rețeaua de c.a. un curent puternic deformat (Fig.2.3b) și care reprezintă, pentru această rețea, o perturbație uneori inacceptabilă.

În schemele electrice echivalente ale unor aplicații industriale de maximă complexitate apar toate elementele nelinere de circuit (bobine, condensatoare, rezistoare).

2.2. Bobina neliniară necomandată

Bobina neliniară reprezintă elementul de circuit care are proprietatea de a acumula energie în câmpul său magnetic, neliniaritatea fiind produsă de miezul feromagnetic, caracterizat printr-o comportare neliniară sub influența acestui câmp.

Procedeul de premagnetizare (efectuată cu ajutorul unor câmpuri continue sau alternative), impus de necesitatea practică a obținerii unor caracteristici ameliorate, permite realizarea bobinelor neliniare comandate. Câmpul magnetic de comandă poate fi colinear cu câmpul magnetic principal sau de excitație (bobina neliniară comandată longitudinal, BNCL) sau dispus după o direcție perpendiculară (bobina neliniară cu miez magnetizat pe direcții ortogonale, BNMMO). Caracterul nelinear al unei bobine este efectul neliniarității caracteristicii de magnetizare $B(H)$, proprie materialului feromagnetic din care este confecționat miezul acesteia. Drept exemple de bobine neliniare se pot considera transformatoarele funcționând la gol sau slab încărcate, bobinele de reactanță șunt, bobinele de stingere. Bobinele fără miez feromagnetic sunt, în principiu, bobine lineare.

În Fig.2.4a este reprezentată schița constructivă a unei bobine neliniare, cu notațiile frecvent utilizate: u , i -tensiunea și curentul prin bobină, N -numărul de spire, ϕ , ϕ_u , ϕ_d -fluxuri magnetice (total, util, de dispersie), S_{Fe} , ℓ_{Fe} -secțiunea transversală, respectiv lungimea medie a liniei de flux magnetic. În Fig.2.4b sunt reprezentate caracteristicile de magnetizare ale miezului feromagnetic. De asemenea, în Fig.2.4 sunt date scheme electrice echivalente uzuale: c-schema complexă, d-schema simplificată, e-schema transformatorului funcționând în gol.

Modelarea bobinei neliniare are la bază legile circuitelor electrice și magnetice, cu particularitatea că trebuie luat în calcul caracterul nelinear al caracteristicii de magnetizare. Metodele de analiză corespund particularităților acestor circuite. În cazul modelelor simplificate, se renunță la ciclul de histerezis, utilizându-se doar curba fundamentală de magnetizare (Fig.2.4b).

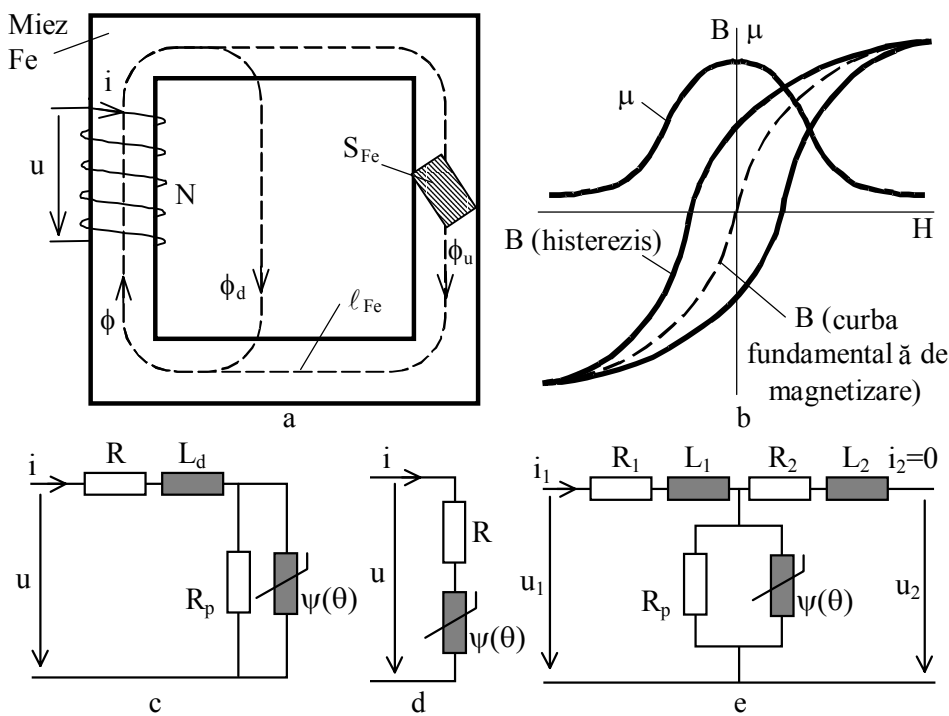


Fig.2.4. Bobina nelineară: a-schiță constructivă; b-caracteristici de magnetizare; c, d, e-scheme electrice echivalente.

Pentru a se obține funcțiile de aproximare necesare, se pleacă de la legile solenăției și fluxului magnetic, scrise sub forma:

$$\theta = Ni = \oint H dl = H l_{Fe}, \quad \psi = BS_{Fe}, \quad (2.3)$$

θ , Ψ fiind solenăția, respectiv fluxul magnetic. Relațiile (2.3_{3,4}) indică faptul că, prin modificarea convenabilă a coeficienților de scară, se poate trece ușor de la caracteristica de magnetizare $B(H)$, la funcții de forma:

$$\theta = \theta(\psi), \quad \psi = \psi(\theta), \quad (2.4)$$

utile în analiza circuitelor conținând bobine nelineare. Aceste funcții pot avea orice expresie adecvată, uzuale fiind cele de tip polinom:

$$\left. \begin{aligned} \psi &= a_1\theta + a_3\theta^3 + a_5\theta^5 + \dots, \\ \theta &= b_1\psi + b_3\psi^3 + b_5\psi^5 + \dots \end{aligned} \right\} \quad (2.5)$$

Coefficienții $a_1, a_3 \dots$ sau $b_1, b_3 \dots$ se determină prin metode de calcul specifice analizei nelineare, [Savin]. Dacă se adoptă schema electrică echivalentă simplificată din Fig.2.4d, ecuația de funcționare se scrie sub forma:

$$u = Ri + \frac{d\psi}{dt} \quad (2.6)$$

sau:

$$u = Ri + \frac{d\psi}{di} \frac{di}{dt}. \quad (2.7)$$

Pentru a opera în coordonatele θ, ψ , ținând seama de (2.4), ecuația (2.7) se pune sub forma:

$$u = R \frac{\theta}{N} + \frac{d\psi}{d\theta} \frac{d\theta}{dt}. \quad (2.8)$$

Prin diferențiere, din (2.5) se obține:

$$\left. \begin{aligned} d\psi &= (a_1 + 3a_3\theta^2 + 5a_5\theta^4) d\theta, \\ d\theta &= (b_1 + 3b_3\psi^2 + 5b_5\psi^4) d\psi. \end{aligned} \right\} \quad (2.9)$$

Dacă se simplifică încă datele problemei prin ipoteza $R \cong 0$, ecuația (2.8) se reduce la:

$$u = \frac{d\psi}{d\theta} \frac{d\theta}{dt}, \quad (2.10)$$

încât, ținând seama de (2.9₂), pentru ecuația bobinei nelineare se obține o expresie de forma:

$$u = \left(a_1 + 3a_3\theta^2 + 5a_5\theta^4 \right) \frac{d\theta}{dt}. \quad (2.11)$$

Se analizează două regimuri limită de funcționare a unei bobine nelineare: cu excitație în curent sinusoidal (solenajie sinusoidală) și având ca semnal de ieșire fluxul magnetic, respective cu excitație în flux magnetic sinusoidal și având curentul (solenajia) drept semnal de ieșire. În primul caz curentul (solenajia) se consideră sinusoidale, de forma:

$$i(t) = \sqrt{2}I \sin \omega t, \theta(t) = \sqrt{2}\Theta \sin \omega t, \Theta = NI, \quad (2.12)$$

încât rezultă:

$$\frac{d\theta}{dt} = \sqrt{2}\omega\Theta \cos \omega t. \quad (2.13)$$

Conform relațiilor (2.24), (2.26) se obține:

$$u(t) = \left(a_1 + 3a_3\theta^2 + 5a_5\theta^4 \right) \sqrt{2}\omega\Theta \cos \omega t. \quad (2.14)$$

Având în vedere că se poate scrie:

$$\left. \begin{aligned} (\sin \omega t)^2 \cos \omega t &= 0,25(\cos \omega t - \cos 3\omega t) \\ (\sin \omega t)^4 \cos \omega t &= 0,25(1 - \cos 2\omega t)^2 \cos \omega t = \\ &= c_1 \cos \omega t + c_3 \cos 3\omega t + c_5 \cos 5\omega t \end{aligned} \right\}, \quad (2.15)$$

pentru tensiunea la bornele bobinei rezultă expresia:

$$u(t) = \sqrt{2}(U_1 \cos \omega t + U_3 \cos 3\omega t + U_5 \cos 5\omega t + \dots), \quad (2.16)$$

U_1, U_3, U_5 , fiind valorile efective ale oscilației fundamentale, respectiv ale armonicilor de tensiune având rang impar (3, 5 ...).

În ipoteza funcționării bobinei excitate cu flux magnetic sinusoidal de forma:

$$\psi(t) = \sqrt{2}\Psi \sin \omega t, u(t) = \frac{d\Psi}{dt} = \sqrt{2}\Psi\omega \cos \omega t, \quad (2.17)$$

se procedează ca în cazul anterior. Având în vedere relațiile trigonometrice:

$$\left. \begin{aligned} (\sin \omega t)^3 &= 0,25(3 \sin \omega t - \sin 3\omega t), \\ (\sin \omega t)^5 &= 0,125(3 \sin \omega t - \sin 3\omega t)(1 - \cos 2\omega t) = \\ &= s_1 \sin \omega t + s_3 \sin 3\omega t + s_5 \sin 5\omega t, \end{aligned} \right\} \quad (2.18)$$

s_1, s_3, s_5 fiind constante, pentru solenația bobinei rezultă o expresie de forma:

$$\left. \begin{aligned} \theta(t) &= b_1\psi + b_3\psi^3 + b_5\psi^5 = \\ &= \sqrt{2}(\Theta_1 \sin \omega t + \Theta_3 \sin 3\omega t + \Theta_5 \sin 5\omega t + \dots) \end{aligned} \right\}, \quad (2.19)$$

unde $\Theta_1, \Theta_3, \Theta_5$, sunt valorile efective ale oscilației fundamentale, respectiv ale armonicilor solenației, având rang impar (3, 5 ș.a.m.d.).

Deoarece în instalațiile electroenergetice bobina nelineară funcționează obișnuit excitată cu semnale (tensiune, flux magnetic) sinusoidale, în curent (solenație) apar armonici de rang impar. De asemenea, se pot amorsa fenomene de rezonanță nelineară (ferorezonanță), respectiv rezonanțe pe armonici, însoțite de supratensiuni și supracurenți. Cu titlu de exemplu, se analizează funcționarea unei bobine nelineare monofazate, având caracteristicile date în Fig.2.5 și Tab.2.1.

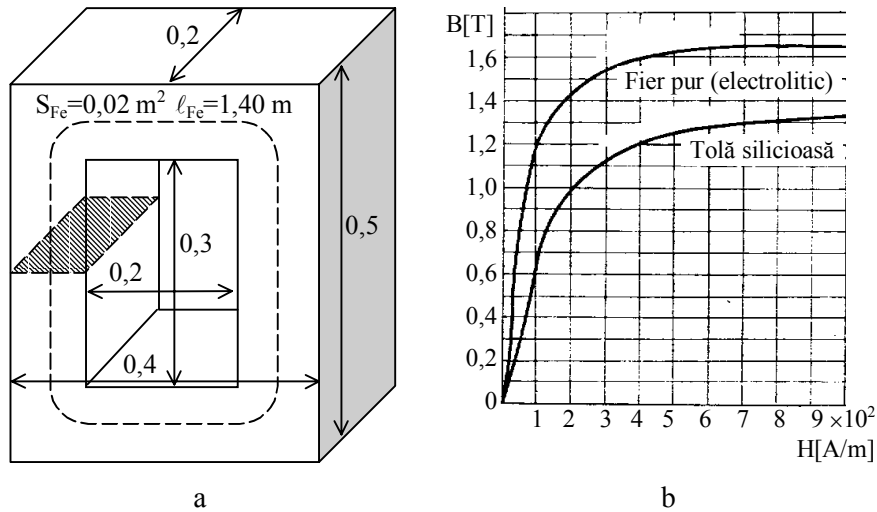


Fig.2.5. Caracteristicile bobinei nelineare: a-dimensiunile miezului feromagnetic; b-curbe de magnetizare.

Tab.2.1. Caracteristica de magnetizare (tolă silicioasă, Fig.2.5b)

B[T]	0,29	0,60	0,88	0,98	1,07	1,13	1,17	1,21	1,24
H[A/m]	50	100	150	200	250	300	350	400	450
B[T]	1,25	1,27	1,29	1,30	1,31	1,315	1,32	1,325	1,33
H[A/m]	500	550	600	650	700	750	800	850	900

Caracteristica de magnetizare $B(H)$ se aproximează cu polinoame, rezultatele numerice obținute fiind date în Tab.2.2.

Tab.2.2. Coeficienții funcțiilor de aproximare (tolă silicioasă, Fig.2.5b)

$H = m_{10}B + m_{30}B^3$		$B = d_{10}H + d_{30}H^3$	
		$ H \leq H_{\max} = 457,88 \text{ A/m}$	
m_{10}	m_{30}	d_{10}	d_{30}
76,44	251	$6,1 \cdot 10^{-3}$	$-0,97 \cdot 10^{-8}$

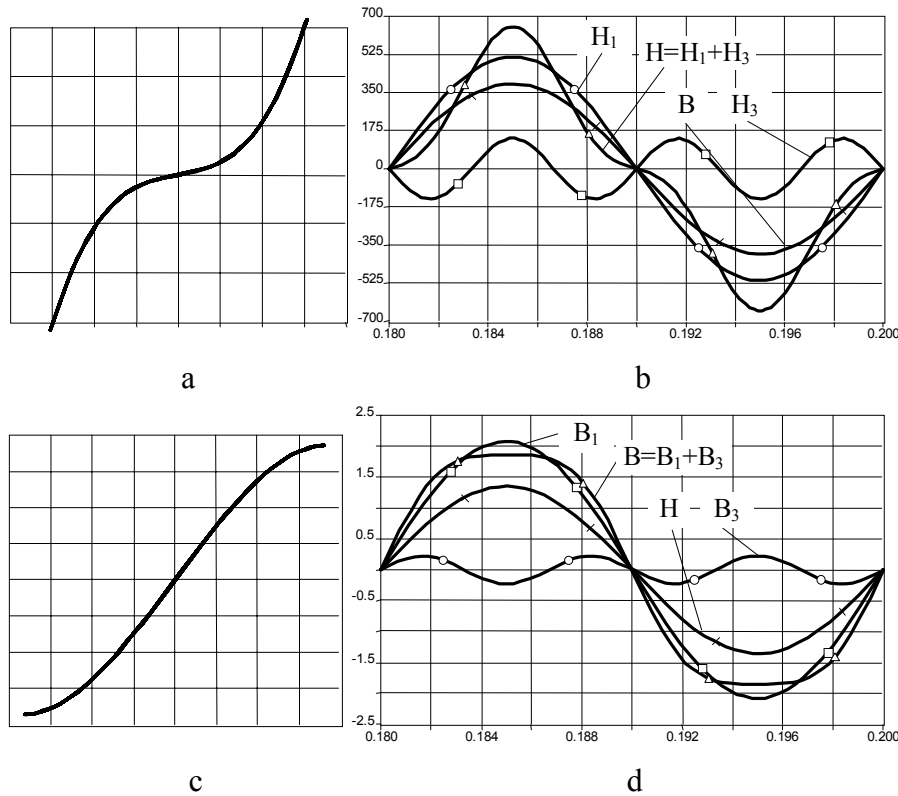


Fig.2.6. Funcționarea bobinei nelineare: a, b-excitată cu inducție magnetică sinusoidală; c, d-excitată în câmp magnetic sinusoidal; a, c-caracteristici $H(B)$, respectiv $B(H)$; b, d-variația temporală a semnalelor.

Dacă polinomul $H=H(B)$ din Tab.2.2 este definit pentru orice valoare a inducției B , polinomul de aproximare $B(H)$ este definit doar pentru $|H| \leq H_{\max}$, unde H_{\max} corespunde valorii de maxim pentru inducția magnetică, pe curba $B=B(H)$. Aceasta se determină impunând condițiile:

$$\left. \frac{dB}{dH} \right|_{H=H_{\max}} = 0, \quad d_{10} + 3d_{30}H_{\max}^2 = 0, \quad (2.20)$$

de unde rezultă:

$$H_{\max} = \sqrt{-\frac{d_{10}}{3d_{30}}}. \quad (2.21)$$

În ipoteza unor semnale de intrare sinusoidale, de forma:

$$B(t) = B_m \sin \omega t, \quad H(t) = H_m \sin \omega t, \quad (2.22)$$

prin utilizarea polinoamelor de aproximare din Tab.2.2, se obține componența spectrală a semnalelor de ieșire, având respectiv expresiile:

$$\left. \begin{aligned} H_1(t) &= B_m (m_{10} + 0,75m_{30}B_m^2) \sin \omega t, \\ H_3(t) &= -0,25m_{30}B_m^3 \sin 3\omega t, \\ B_1(t) &= H_m (d_{10} + 0,75d_{30}H_m^2) \sin \omega t, \\ B_3(t) &= -0,25d_{30}H_m^3 \sin 3\omega t, \end{aligned} \right\} \quad (2.23)$$

încât, în final, se poate scrie:

$$H(t) = H_1(t) + H_3(t), \quad B(t) = B_1(t) + B_3(t). \quad (2.24)$$

Rezultate de calcul obținute în analiza funcționării bobinei nelineare excitate atât în câmp magnetic, cât și prin inducție magnetică sinusoidală, sunt reprezentate grafic în Fig.2.6.

2.3. Bobina nelineară comandată longitudinal

Principiul de funcționare al unei bobine neliniare comandate longitudinal (BCL) poate fi urmărit în Fig.2.15a. Pe miezul feromagnetic sunt amplasate două înfășurări, una de excitație, funcționând în c.a., cea de a doua de comandă, alimentată în c.c.

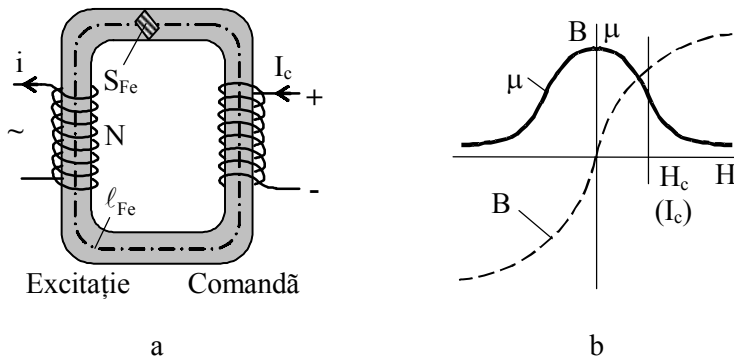


Fig.2.7. Bobina nelineară comandată longitudinal: a-principiul de comandă; b-caracteristicile $B(H)$, $\mu(H)$.

Relația de calcul pentru inductanța înfășurării de excitație a bobinei cu miez de fier din Fig.2.7a este de forma:

$$L = \frac{N^2}{\mathfrak{R}} = \frac{N^2}{\frac{\ell_{Fe}}{\mu S_{Fe}}}, \quad (2.25)$$

unde \mathfrak{R} este reluctanța circuitului magnetic, restul notațiilor având semnificațiile din Fig.2.7a.

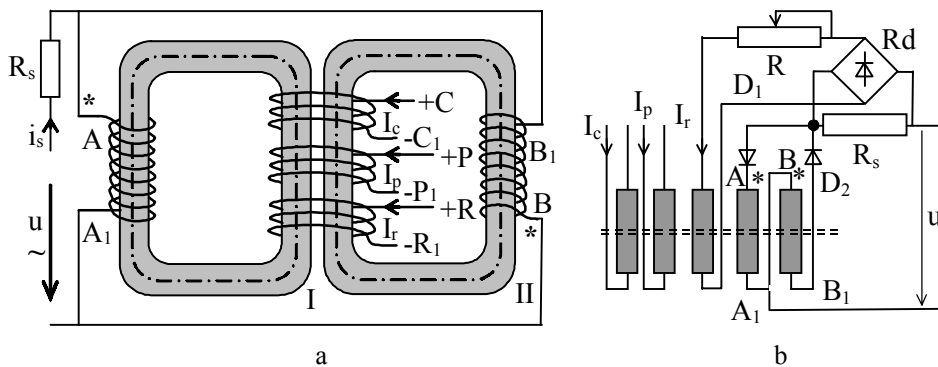


Fig.2.8. Aplicații ale bobinei nelinere: a-amplificatorul magnetic; b-releul magnetic.

Valoarea permeabilității magnetice μ a fierului depinde de mărimea câmpului magnetic H_c (curentului electric de comandă I_c , Fig.2.7b), care fixează punctul de funcționare pe caracteristica $\mu(H)$ adică $\mu=\mu(H_c)$ sau $\mu=\mu(I_c)$. Apare astfel posibilitatea controlului valorilor inductanței L , dată de (2.25), prin intermediul curentului continuu de comandă, I_c . Deoarece înfășurările de excitație și de comandă sunt coaxiale pe miezul feromagnetic (Fig.2.7a), bobina se numește comandată longitudinal.

Construcția din Fig.2.7a nu este funcțională, un mare impediment fiind cuplajul magnetic (având efect de transformator) existent între înfășurarea de excitație și cea de comandă. Uzuală este construcția din Fig.2.8a, cunoscută sub denumirea de amplificator magnetic.

Fluxurile magnetice de excitație, produse de înfășurările A-A₁, B-B₁, parcurse de c.a. și conectate obligatoriu în mod diferențial, se anulează reciproc în înfășurările de c.c.: (+C, -C₁)-de comandă, (+P, -P₁)-de polarizare și (+R, -R₁)-de reacție externă.

Caracteristica funcțională de bază a amplificatorului magnetic este de forma $I_s(I_c)$, unde I_s , I_c sunt curentii de sarcină, respectiv de comandă (Fig.2.9a). Curentul de polarizare, I_p (semnal continuu, constant ca valoare) produce translarea caracteristicii $I_s(I_c)$, așa cum se arată în Fig.2.9a.

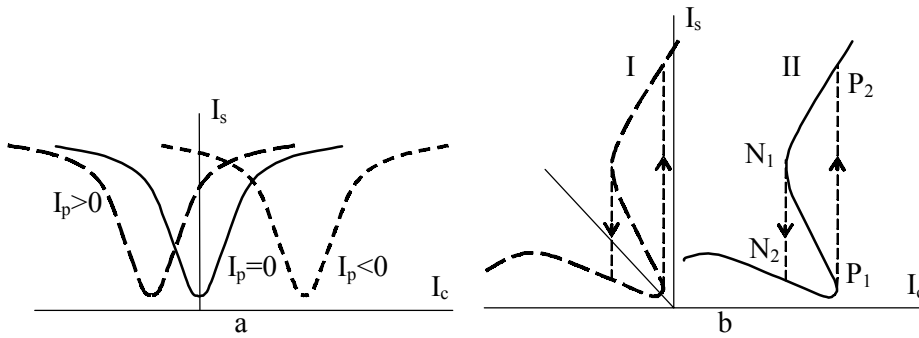


Fig.2.9. Efectele semnalelor de polarizare și reacție: a-familie de caracteristici $I_s(I_c)$, pentru diferite valori ale curentului de polarizare; b-caracteristici de tip releu.

Curentul de reacție externă I_r , de asemenea continuu, dar proporțional cu semnalul de ieșire (curentul de sarcină i_s), are ca efect rotirea caracteristicii amplificatorului magnetic (Fig.2.9b).

Bobina nelineară comandată longitudinal poate funcționa atât în regim de amplificator linear (Fig.2.9a), cât și de releu (Fig.2.9b). În acest ultim caz, amplificatorul magnetic este prevăzut cu reacție, atât externă (curentul de reacție I_r), cât și internă (regim autosaturat cu reacție pe cale magnetică, prin diodele D_1 , D_2). Factorul total de reacție devine astfel supraunitar, caracteristica $I_s(I_c)$ fiind rotită atât de mult încât, pe porțiunea P_1N_1 , panta sa devine negativă (Fig.2.17b). La variația lentă a curentului de comandă I_c apar fenomene de discontinuitate, curentul de sarcină având variații prin salt (N_1N_2 -salt negativ, P_1P_2 -salt pozitiv). Schema din Fig.2.8b funcționează după caracteristicile de tip releu din Fig.2.9b.

2.4. Bobina nelineară comandată ortogonal

Spre deosebire de BNCL, în cazul bobinei nelineare comandate ortogonal (BNMMO), înfășurările de excitație, respectiv de comandă au axele reciproc perpendiculare. În fiecare punct al miezului, câmpurile

magnetice date de cele două grupuri de înfășurări sunt ortogonale, încât înfășurările de excitație și de comandă nu mai sunt cuplate magnetic.

În Fig.2.10a este dată schița constructivă de principiu a unei BNMMO, cuprinzând componentele principale: 1-miezul feromagnetic, 2-2'- înfășurările de comandă și de excitație.

Drept simbol pentru reprezentarea grafică a unei BNMMO în schemele electrice se propune cel din Fig.2.10b, unde notațiile au următoarele semnificații: ψ , ψ_c -fluxurile magnetice de excitație și de comandă, N , N_c -numărul de spire al înfășurărilor de excitație și de comandă.

Caracteristicile BNMMO sunt date în Fig.2.10d.

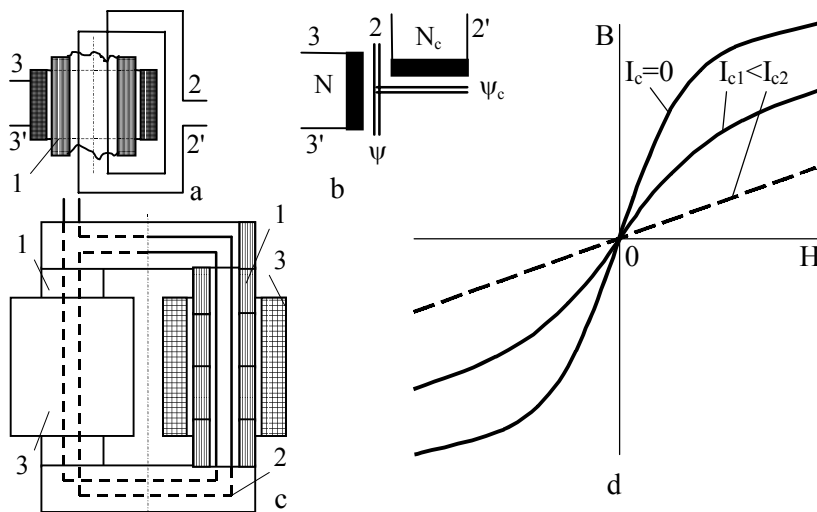


Fig.2.10. BNMMO: a, c-schița constructivă și BNMMO de putere: 1-miez feromagnetic; 2-înfășurare de comandă; 3-înfășurare de excitație; b-simbolizare; d-caracteristici.

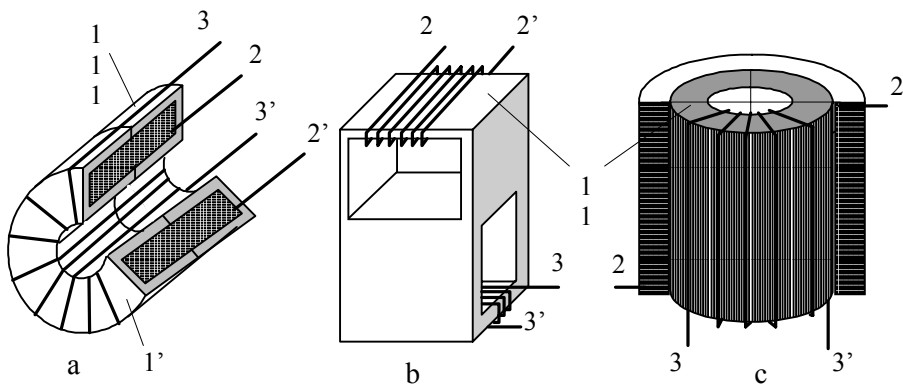


Fig.2.11. Miezuri feromagnetice pentru BNMMO: *a-tor golit;*
b-biax; *c-cilindric.*

Diferitele variante de BNMMO existente în practică se pot clasifica, în principal, în funcție de puterea dispozitivului. BNMMO de mică putere, utilizate în diferite circuite de control se pot realiza cu miezuri având circuitele magnetice închise pe ambele direcții ortogonale de magnetizare sau cu miezuri având unul din aceste circuite de tip deschis. Variantele constructive aparținând acestei clase, frecvent întâlnite în practică, utilizează miezuri feromagnetice de tip tor golit (Fig.2.11a), biax (Fig.2.11b) sau cilindric (Fig.2.11c). Toate miezurile reprezentate în Fig.2.19 sunt realizate prin presare din ferite; uneori, miezurile de tip tor golit și cilindric sunt confecționate din bandă feromagnetică.

Dacă sunt cunoscute funcțiile de variație în timp a solenațiilor de excitație, $\theta(t)$ și de comandă, $\theta_c(t)$, pentru analiza funcționării unei BNMMO se utilizează caracteristici de forma:

$$\psi = \psi(\theta, \theta_c), \quad \psi_c = \psi_c(\theta, \theta_c), \quad (2.26)$$

ψ și ψ_c fiind fluxurile magnetice rezultante pe direcțiile ortogonale de excitație și de comandă.

Din punct de vedere al calculelor de regim, se constată că aproximarea analitică este satisfăcătoare dacă funcțiile (2.26) sunt polinoame de grad minim trei, având deci expresiile:

$$\left. \begin{aligned} \psi(\theta, \theta_c) &= a_{10}\theta - a_{30}\theta^3 - a_{12}\theta\theta_c^2, \\ \psi_c(\theta, \theta_c) &= a_{10}^c\theta_c - a_{30}^c\theta_c^3 - a_{12}^c\theta_c\theta^2, \end{aligned} \right\} \quad (2.27)$$

În ipoteza unor fluxuri magnetice de excitație și comandă având forme de variație în timp cunoscute, prezintă interes stabilirea unor funcții de forma:

$$\theta = \theta(\psi, \psi_c), \quad \theta_c = \theta_c(\psi, \psi_c), \quad (2.28)$$

în măsură să aproximeze analitic caracteristicile BNMMO.

Utilizarea practică a expresiilor (2.28) implică serioase dificultăți de calcul, aproximarea considerându-se de obicei satisfăcătoare dacă se limitează la polinoame de gradul 3...5 în ψ și ψ_c ; potrivit relației (2.28), acestea rezultă de forma:

$$\left. \begin{aligned} \theta &= b_{10}\psi + b_{30}\psi^3 + b_{12}\psi\psi_c^2, \\ \theta_c &= b_{10}^c\psi_c + b_{30}^c\psi_c^3 + b_{12}^c\psi_c\psi^2, \end{aligned} \right\} \quad (2.29)$$

Coefficienții polinoamelor (2.27), (2.29) depind de caracteristicile și dimensiunile geometrice ale miezului feromagnetic al BNMMO.

În Fig.2.12, Fig.2.13 sunt prezentate oscilograme obținute cu ajutorul unei BNMMO, excitate și comandate cu fluxuri magnetice sinusoidale. Astfel, în Fig.2.12a și Fig.2.13a sunt date curbele $\theta(\psi, \psi_c)$, $\theta(t)$ pentru cazul $m > 1$; caracteristica $\theta(\psi, \psi_c)$ se linearizează și solenația $\theta(t)$ devine sinusoidală pentru $m=1$ (Fig.2.12b, 2.13b).

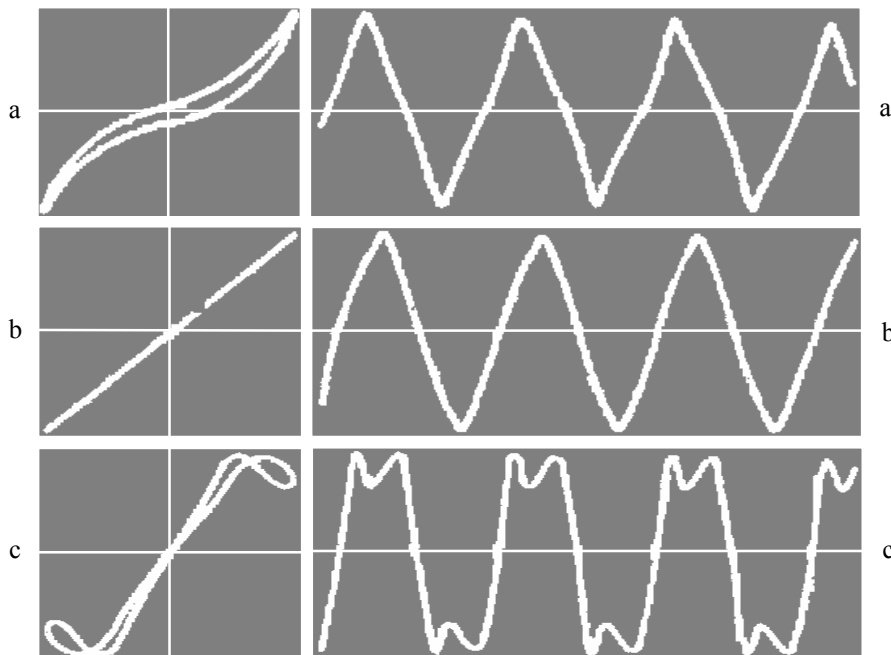


Fig.2.12. Caracteristici $\theta(\psi, \psi_c)$. **Fig.2.13.** Oscilogramele semnalelor de ieșire, $\theta(t)$.

Dacă se crește în continuare amplitudinea ψ_{cm} a semnalului de comandă, ajungându-se la valori $m < 1$, caracteristica $\theta(\psi, \psi_c)$ capătă forma din Fig.2.12c, iar armonica de ordinul trei a solenației de excitație oscilează în opoziție de fază cu fundamentală, după cum se arată în oscilograma dată în Fig.2.13c.

Parametrul m depinde de defazajul dintre fluxurile magnetice de excitație și comandă, respectiv.

În Tab.2.3 se prezintă comparativ caracteristici ale BNCL și BNMMO.

Tab.2.3. *Caracteristici comparative ale BNCL și BNMMO*

Caracteristica	BNCL	BNMMO
Pierderile în miezul feromagnetic	Cresc mult cu creșterea gradului de premagnetizare	Variază neglijabil cu gradul de premagnetizare
Armonici în curentul de excitație	Pare și impare	Amplitudinea armonicilor impare scade cu creșterea gradului de premagnetizare
Posibilitatea oscilației autoparametrice	Este posibilă	Devine posibilă în anumite cazuri
Viteza de reglare	Depinde de cuplajul magnetic dintre înfășurările de excitație și comandă	Superioară BNCL
Supratensiuni în circuitul de comandă	De valori ridicate; necesită măsuri de limitare	De valori reduse
Clasa de tensiune	Până la 35 kV	Și peste 110 kV

2.5. Ferorezonanța

Fenomenul de ferorezonanță, deși întâlnit relativ rar în instalațiile electroenergetice, este în fapt o rezonanță neliniară care poate solicita suplimentar echipamentul electric, prin supratensiuni și supracurenți, de regim fie tranzitoriu, fie forțat. Studiul acestui fenomen constituie o bună premiză pentru predicția lui, astfel încât să poată fi prevenite și evitate efectele, de multe ori de mare risc.

Ferorezonanța poate apărea într-un circuit oscilant care conține un element nelinear, de cele mai multe ori acesta fiind o bobină; în funcție de configurația circuitului, ferorezonanța poate fi de tip serie, respectiv paralel (Fig.2.14).

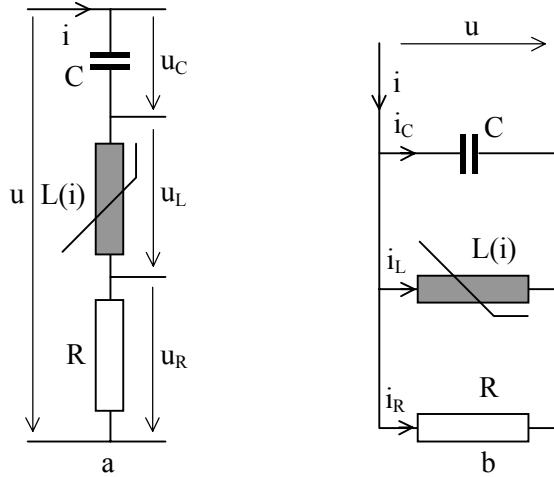


Fig.2.14. Circuite ferorezonante cu bobină nelineară: a-serie; b-paralel.

Modelarea circuitelor ferorezonante presupune operarea cu ecuații diferențiale nelineare, stabilite prin aplicarea teoremelor de curenți și de tensiuni ale lui Kirchhoff, cu luarea în calcul a caracteristicilor specifice elementelor nelineare de circuit.

Astfel, pentru circuitul din Fig.2.14a se poate scrie ecuația:

$$u = Ri + \frac{d\psi}{dt} + \frac{1}{C} \int_0^t i \, dt \quad (2.30)$$

care, dacă se operează cu solenații, devine de forma:

$$u = R \frac{\theta}{N} + \frac{d\psi}{dt} + \frac{1}{NC} \int_0^t \theta \, dt . \quad (2.31)$$

După derivare în ambii membri, ecuația (2.31) capătă expresia:

$$\frac{d^2\psi}{dt^2} + \frac{R}{N} \frac{d\theta}{d\psi} \frac{d\psi}{dt} + \frac{\theta}{NC} = \frac{du}{dt}. \quad (2.32)$$

Pentru o tensiune de alimentare de forma $u(t) = \sqrt{2}U \sin(\omega t + \varphi)$ și ținând seama de (2.5₂), (2.9₂), din ultima relație reținându-se doar primul termen, ecuația (2.31) se pune sub forma normalată:

$$\frac{d^2z}{dt^2} + 2\alpha_u \frac{dz}{dt} + \omega_0^2 z + \varepsilon z^3 = \sqrt{2} \Gamma_u \cos(\omega t + \varphi), \quad (2.33)$$

unde s-a notat:

$$z = \frac{\psi}{\psi_0}, \quad 2\alpha_u = b_1 \frac{R}{N}, \quad \omega_0 = \sqrt{\frac{b_1}{NC}}, \quad \varepsilon = b_3 \frac{\psi_0^2}{NC}, \quad \Gamma_u = \omega \frac{U}{\psi_0}, \quad (2.34)$$

$z(t)$ fiind funcția necunoscută (fluxul magnetic normalat, obținut prin raportare la valoarea sa de reper, ψ_0).

Procedând similar pentru circuitul ferorezonant derivație (Fig.2.14b), alimentat în curentul $i(t) = \sqrt{2}I \cos(\omega t + \varphi)$, se ajunge la ecuația sa de funcționare de forma:

$$\frac{d^2z}{dt^2} + 2\alpha_i \frac{dz}{dt} + \omega_0^2 z + \varepsilon z^3 = \sqrt{2} \Gamma_i \cos(\omega t + \varphi), \quad (2.35)$$

unde:

$$2\alpha_i = \frac{1}{RC}, \quad \Gamma_i = \frac{I}{\psi_0 C}, \quad (2.36)$$

restul notațiilor având semnificațiile (2.34).

Ecuțiile (2.33), (2.35), de tip Duffing, au forma generală:

$$\frac{d^2z}{dt^2} + 2\alpha \frac{dz}{dt} + \omega_0^2 z + \varepsilon z^3 = \sqrt{2} \Gamma \cos(\omega t + \varphi), \quad (2.37)$$

echivalentă cu sistemul:

$$\frac{dx}{dt} = y, \quad \frac{dy}{dt} = -2\alpha y - \omega_0^2 x - \varepsilon x^3 + \sqrt{2} \Gamma \cos(\omega t + \varphi), \quad (2.38)$$

$x(t)$, $y(t)$ fiind noile funcții necunoscute.

Integrarea ecuațiilor de forma (2.38) este posibilă prin utilizarea unor metode puse la dispoziție de analiza neliniară [Bogoljubov], [Hayashi_64], [Savin], convenabil alese și adaptate. Unii autori [Stănciulescu_74], grupează metodele analizei neliniare în clasice (metoda perturbației, liniarizarea pe porțiuni, metoda planului fazelor etc.) și metode moderne, în care se includ metoda convoluției în planul

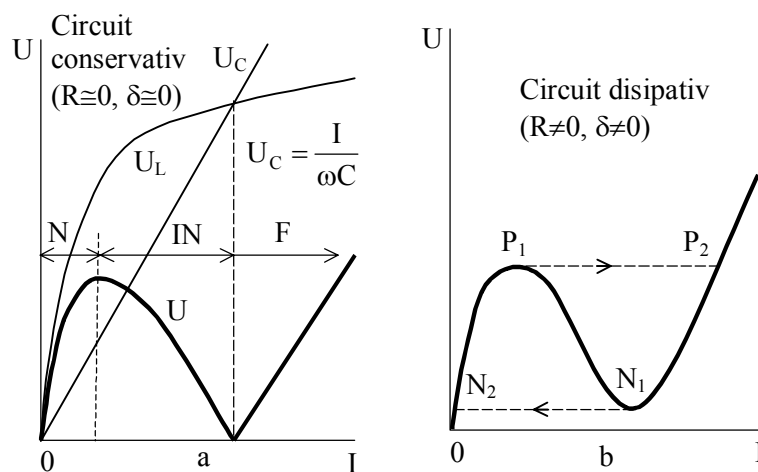


Fig.2.15. Ferorezonanța în circuite serie: *a-conservativ; b-disipativ.*

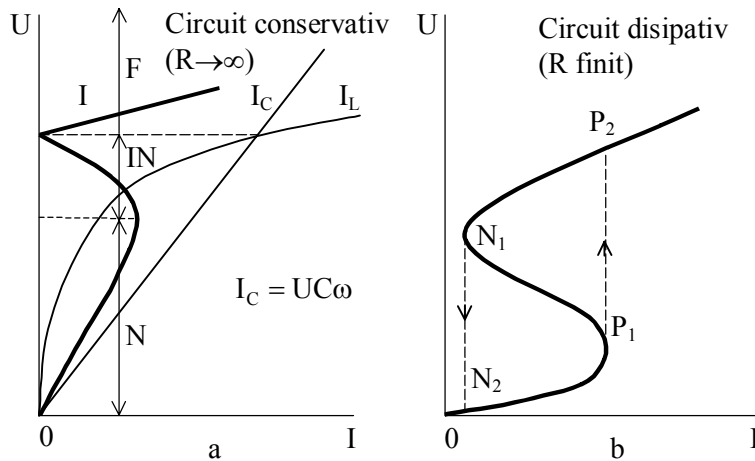


Fig.2.16. Ferorezonanța în circuite paralele: a-conservativ; b-disipativ.

complex, metoda răspunsului în frecvență, metoda funcțiilor de descriere generalizate etc.

Studiul calitativ al comportării circuitelor ferorezonante în regim forțat (permanent nelinear) poate fi efectuat prin metoda caracteristicilor. Teoremele lui Kirchhoff, aplicate circuitelor ferorezonante din Fig.2.14, se scriu sub forma :

$$u = u_R + u_L + u_C, \quad i = i_R + i_L + i_C. \quad (2.39)$$

În ipoteza simplificatoare a unor circuite oscilante conservative ($u_R \cong 0$, $i_R \cong 0$), se reprezintă grafic, în coordonate volt-amper, caracteristicile $U_L = U_L(I)$, Fig.2.15a, respectiv $I_L = I_L(U)$, Fig.2.16a. În aceleași coordonate, se trasează caracteristicile tensiunii (curentului) capacitiv, sub forma dreptelor de ecuații:

$$U_C = \frac{I}{C\omega}, \quad I_C = UC\omega, \quad (2.40)$$

unde U_L , U_C , U , I_L , I_C , I sunt valori efective ale tensiunilor și curenților (Fig.2.15a, Fig.2.16a). Ținând seama de faptul că perechile de mărimi (u_L , u_C) și (i_L , i_C) oscilează respectiv în opoziție de fază, prin compunerea lor grafică se obțin curbele rezultante de ferorezonanță $U(I)$, Fig.2.15a, respectiv $I(U)$, Fig.2.16a. Pe aceste curbe se disting zonele de funcționare corespunzătoare regimurilor normale, N , de instabilitate, IN și de ferorezonanță, F .

Comportamentul catastrofal (studiat de teoria catastrofelor), concretizat prin variația discontinuă sau prin salt a semnalului de ieșire, specific funcționării circuitelor nelineare la ferorezonanță, apare și în cazul circuitelor oscilante disipative, dacă efectul rezistiv este redus (Fig.2.15b, Fig.2.16b). La variația continuă a semnalului de intrare (tensiunea în circuitele serie, Fig.2.15b, respectiv curentul în circuitele paralele, Fig.2.16b), semnalul de ieșire înregistrează variații prin salt (fie negativ, între punctele N_1-N_2 , fie pozitiv, între punctele P_1-P_2).

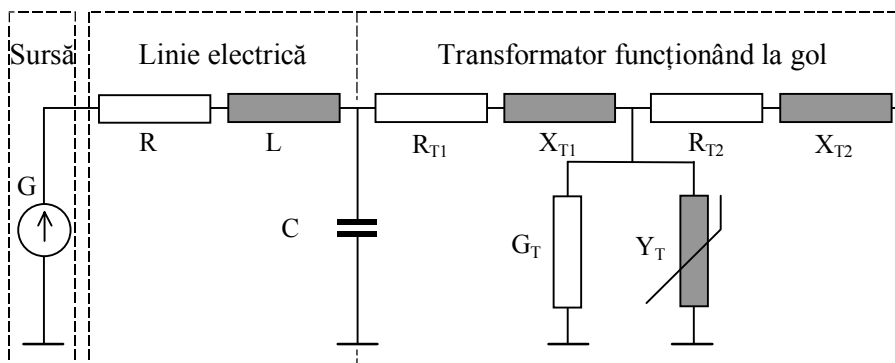


Fig.2.17. Ferorezonanța paralelă într-o rețea electrică.

Funcționarea la ferorezonanță este însoțită de supratensiuni și supracurenți care produc solicitări suplimentare, uneori fatale, pentru componentele principale de infrastructură ale instalațiilor (izolație și căi conductoare). În funcție de valorile parametrilor electrici ai unei instalații, ferorezonanța poate apărea pe oscilația fundamentală, pe subarmonici sau pe armonici. Ținând seama de efectele introduse în

instalații, regimul de ferorezonanță este unul perturbator, sub raportul compatibilității electromagnetice. În Fig.2.17 este arătată o configurație simplă de rețea electrică în care poate apărea fenomenul de ferorezonanță. Pentru tensiunea nominală de 400 kV (tensiunea de fază 242 kV) și relații adecvate între parametrii rețelei [Iravani], ferorezonanța pe armonicile de rang superior a condus la supratensiuni temporare cu factor de multiplicare de peste 2,7 (în raport cu tensiunea de fază).

2.6. Descărcarea corona

Descărcarea corona reprezintă una dintre sursele de perturbații de înaltă frecvență din instalațiile electroenergetice. Localizarea descărcării poate fi la nivelul conductoarelor sau al lanțurilor de izolatoare ale LEA de înaltă tensiune, respectiv al echipamentelor din stațiile de transformare.

Aceste perturbații apar datorită următoarelor fenomene:

- efectul de vârf, constând în egrete (descărcări) localizate pe părțile accesoriilor metalice având curbura mare, cum sunt extremitățile electrozilor de protecție, buloane etc.;
- descărcări parțiale amorțate între piesele metalice și sticla sau porțelanul izolatoarelor;
- contacte defectuoase între piese metalice sau între acestea și izolatoare.

Aceste mecanisme constituie cauza accidentală a unor perturbații de mare intensitate, având frecvențe care pot afecta transmisiunile radio și TV.

Câmpurile electromagnetice considerate perturbatoare sunt obișnuit exprimate în $\mu\text{V}/\text{m}$, mV/m sau în decibeli (dB), conform relației:

$$E [\text{dB}] = 20 \log_{10} [E [\mu\text{V} / \text{m}]]. \quad (2.41)$$

Definirea câmpului perturbator permite precizarea relațiilor între raportul semnal-zgomot și calitatea, apreciată subiectiv, a unei recepții

radio sau TV. Cu titlu de exemplu, în Tab.2.4, se prezintă o astfel de relație.

Tab.2.4. Perturbarea unei recepții radio sau TV

Raportul semnal/zgomot			Calitatea recepției
dB	Linear	Cod	Impresia subiectivă
30	32	5	Foarte bună: perturbația nu se aude.
24	16	4	Bună: perturbația aproape perceptibilă.
18	8	3	Corectă: perturbația se aude, dar cuvintele sunt perfect percepute.
12	4	2	Acceptabilă: cuvintele sunt inteligibile.
6	2	1	Rea: se poate înțelege numai cu efort de concentrare.
0	1	0	Cuvinte neinteligibile, bruiaj total.

Intensitatea câmpului perturbator în raport cu distanța față de axa culoarului LEA este rapid descrescătoare. La distanțe care depășesc 200 m, efectul perturbator devine practic neglijabil.

Pentru o LEA trifazată (Fig.2.18), calculul câmpului perturbator asociat descărcării corona, la valoarea de 0,5 MHz a frecvenței de referință, se poate efectua utilizând relațiile, [Compatibilité]:

$$\left. \begin{aligned} NP_1 &= NP_0 - 33 \log \frac{D_1}{20}, \\ NP_2 &= NP_0 - 33 \log \frac{D_2}{20}, \\ NP_3 &= NP_0 - 33 \log \frac{D_3}{20}, \end{aligned} \right\} \quad (2.42)$$

unde:

$$NP_0 = 3,5E_m + 12r - 30, \quad (2.43)$$

E_m [kV_{ef}/cm] fiind gradientul maxim al conductorului sau fascicolului, iar r [cm]-raza conductorului elementar. Coeficienții relației sunt determinați pe cale experimentală, [Compatibilité].

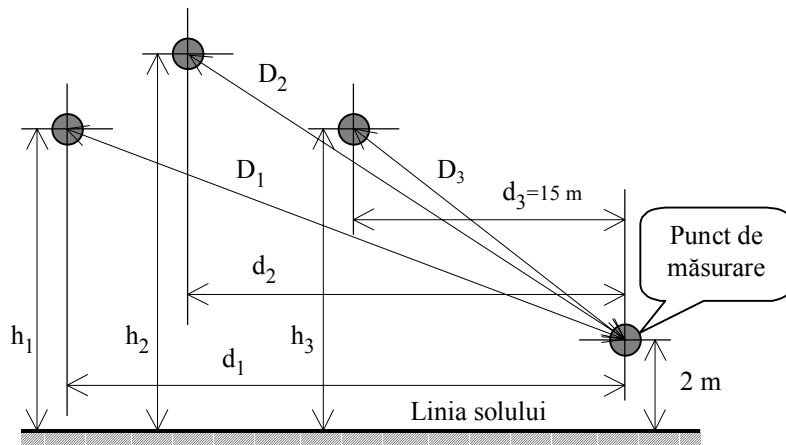


Fig.2.18. Măsurarea efectului perturbator în cazul unei LEA.

Nivelul perturbator astfel calculat poate fi corectat în raport cu abaterile de la frecvența de referință, condițiile atmosferice și de altitudine.

2.7. Arcul electric

Considerat ca element de circuit, arcul electric are proprietăți de rezistor nelinear, fiind caracterizat printr-o dependență nelineară între tensiune și intensitatea curentului care îl traversează.

Arcul electric este o descărcare autonomă, prin care spațiul dintre electrozi, în general electroizolant, devine bun conducător de electricitate, caracterizat prin densitate de curent și conductivitate de valori mari, temperatură înaltă, presiune mai mare decât cea atmosferică și gradient de potențial (intensitate a câmpului electric) de valoare redusă.

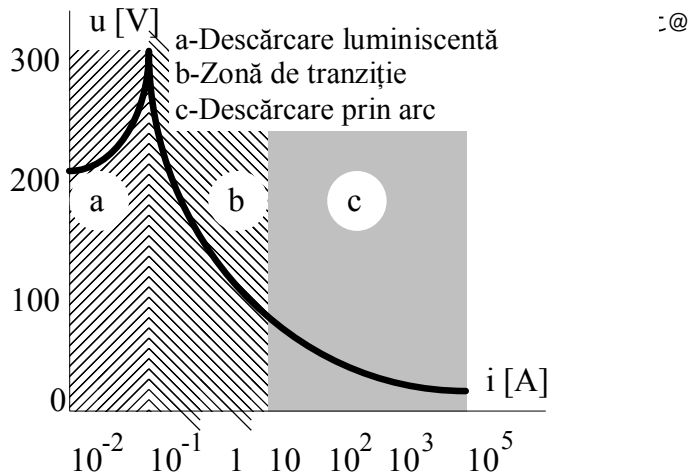


Fig.2.19. Caracteristica volt-ampere a descărcării în gaze

În Fig.2.19 este reprezentată caracteristica volt-ampere a unei descărcări în gaze, pe care poate fi localizat arcul electric. Descărcarea luminiscentă se produce pentru căderi de tensiune la catod de 200...250V, la curenți de 10^{-5} ... 10^{-1} A. Descărcării prin arc electric îi sunt proprii valori mari ale intensității curentului (10 ... 10^5 A), respectiv reduse pentru căderea de tensiune (10 ... 20 V). Descărcarea prin arc electric, definită ca descărcare autonomă în gaze, se obține atunci când nu mai este necesar un agent ionizant exterior, gradul de ionizare a gazului fiind suficient de înalt, încât să permită formarea unei avalanșe de electroni și ioni.

Tensiunea u_s , la care se obține trecerea de la o descărcare autonomă la una neautonomă, se numește tensiune de străpungere și este dată de legea lui Paschen. Conform acesteia, în ipoteza unui câmp electric uniform, stabilit între doi electrozi situați la distanța d într-un mediu gazos aflat la presiunea p , tensiunea de străpungere depinde numai de produsul (pd).

Dependența $u_s(pd)$ este dată prin curbele lui Paschen, utile în tehnica echipamentelor de comutație funcționând cu mediu, izolant și de stingere a arcului electric, gazos. Aceste curbe, determinate experimental pentru diferite gaze, sunt date în Fig.2.20.

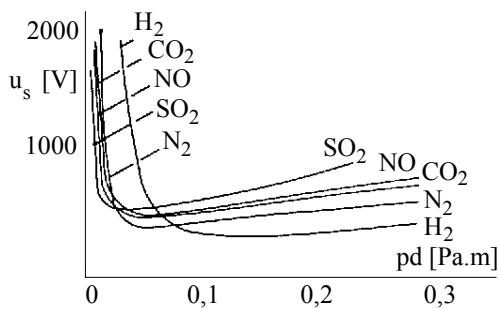


Fig.2.20. Curbele lui Paschen.

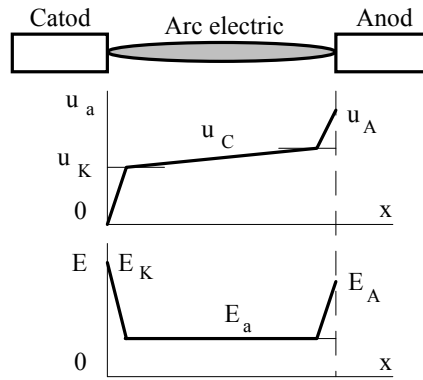


Fig.2.21. Tensiunea de arc și gradientul de potențial.

În construcția echipamentelor destinate comutației, se urmărește ca, pentru o anumită distanță de izolație, d , impusă, să se stabilească valori de lucru, p , ale presiunii gazului, astfel încât tensiunea de străpungere, u_s , să rezulte de valori cât mai mari.

Distribuția tensiunii și a gradientului de potențial în lungul coloanei unui arc electric cu ardere staționară este reprezentată în Fig.2.21, de unde rezultă că, în vecinătatea catodului, se produce o variație bruscă a tensiunii, numită cădere de tensiune catodică, u_K , gradientul de potențial corespunzător, E_K , având valori mari. În lungul coloanei arcului, tensiunea u_C variază aproape linear, încât gradientul de potențial poate fi considerat constant, de valoare E_a . La anod se înregistrează de asemenea o variație bruscă a tensiunii, datorită căderii de tensiune anodice, u_A .

Căderea de tensiune catodică, având valori de 10...20 V, poate fi considerată constantă, pentru același mediu și același material al electrozilor. Căderea de tensiune anodică are valori dependente de intensitatea curentului prin arc. Conform Fig.2.21, tensiunea u_a , a arcului electric, se poate scrie sub forma:

$$u_a = u_K + u_C + u_A \quad (2.44)$$

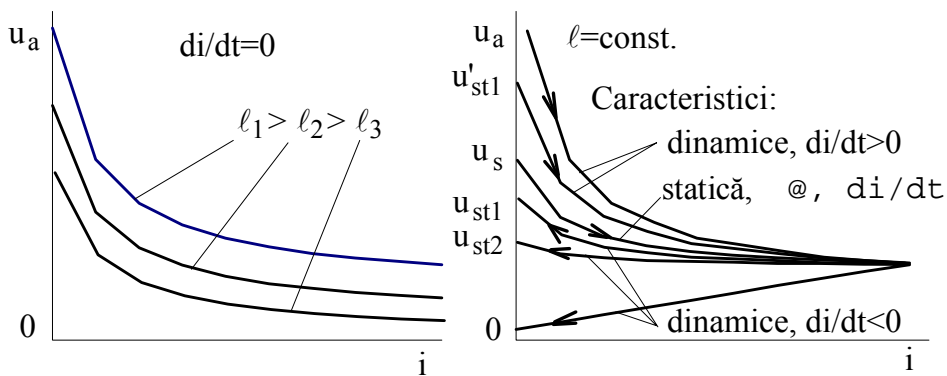


Fig.2.22. Caracteristicile arcului electric de curent continuu:
a-stactice; b-dinamice.

Neglijând căderile de tensiune la electrozi și ținând seama de caracterul constant al gradientului de potențial E_a , relația (2.44) se poate aduce la forma uzuală:

$$u_a = E_a \ell, \quad (2.45)$$

ℓ fiind lungimea coloanei.

Caracteristicile volt-ampere ale arcului electric pot fi statice sau dinamice, după cum viteza de variație a intensității curentului prin arc este foarte mică (în particular nulă) sau, dimpotrivă, are valori mari. Arcului electric de curent continuu îi sunt proprii atât caracteristici statice cât și dinamice, în timp ce arcul electric de curent alternativ poate fi modelat doar cu ajutorul caracteristicilor dinamice.

În Fig.2.22a sunt reprezentate caracteristicile volt-ampere statice ale unui arc electric de curent continuu, obținute pentru diferite lungimi constante ale coloanei. Alura curbelor se explică prin faptul că, la creșterea intensității curentului, se înregistrează o creștere a temperaturii în coloana arcului, determinând o creștere importantă a conductivității gazului, având drept efect scăderea tensiunii de arc.

Caracteristicile volt-ampere dinamice se obțin pentru lungimi constante ale coloanei, dar pentru viteze nenule de variație a intensității curentului care traversează arcul.

În Fig.2.22b sunt reprezentate caracteristicile volt-ampere dinamice ale unui arc electric de curent continuu, obținute pentru diferite viteze, di/dt , de variație a intensității curentului.

Arcul electric se amorsează la tensiunea u_s . Valorile tensiunii de stingere, u_{st} , sunt cu atât mai depărtate de u_s , cu cât este mai mare viteza de variație a curentului. Fenomenul de histerezis, propriu acestor caracteristici, se explică prin inerția termică a coloanei.

Tab.2.5. Coeficienții funcției de aproximare Ayrton

Materialul	Coeficientul			
	α [V]	β [VA]	γ [V/m]	δ [VA/m]
Cupru	30	10	1000	3000
Carbon	39	11,7	21	105

Aproximarea analitică a caracteristicilor arcului electric de curent continuu oferă posibilitatea modelării matematice a acestui proces, având drept rezultat obținerea unor relații de calcul utile în tehnica echipamentelor de comutație. În acest sens, este cunoscută funcția de aproximare dată de Herta Ayrton, având expresia:

$$u_a(i) = a + \frac{b}{i}, \quad (2.46)$$

unde:

$$a = \alpha + \gamma \ell, \quad b = \beta + \delta \ell, \quad (2.47)$$

α , β , γ , δ fiind constante, iar ℓ -lungimea coloanei arcului electric. În Tab.2.5 sunt date valorile constantelor din funcția Ayrton, pentru diferite materiale ale contactelor. Conform relațiilor (2.46), (2.47), funcția de aproximare Ayrton evidențiază o variație liniară a tensiunii de arc u_a ,

în raport cu lungimea ℓ a coloanei, pentru aceeași intensitate a curentului. Utilizată în calcule este și funcția de aproximare propusă de Nottingham:

$$u_a(i) = a + c\ell + (b + d\ell)i^{-n}, \quad (2.48)$$

unde a, b, c, d sunt constante, iar ℓ -lungimea coloanei arcului electric.

Exponentul n se calculează cu relația:

$$n = 2,62 \cdot 10^{-4} T, \quad (2.49)$$

T fiind temperatura de vaporizare a anodului, în grade absolute.

Tab.2.6. Coeficienții funcției de aproximare Rieder

Materialul	Coeficientul			
	α [V]	β [m]	γ [V/m]	δ [A]
Cupru	26	0,013	$5,4 \cdot 10^5$	0,0074
Argint		0,011		
Wolfram		0,016		

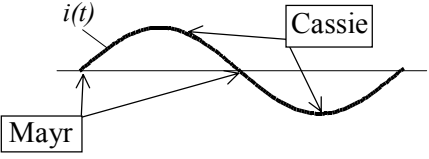
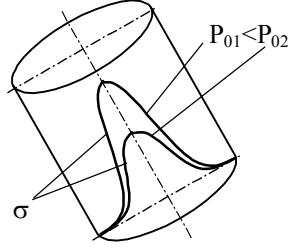
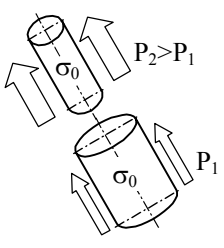
Independența căderilor de tensiune la electrozi în raport cu lungimea ℓ a coloanei arcului este considerată în funcția lui Rieder, care are expresia:

$$u_a(i) = \alpha + (\beta + \ell)\gamma \left[\ln\left(\frac{i}{\delta}\right) \right]^{-3}, \quad (2.50)$$

$\alpha, \beta, \gamma, \delta$ fiind constante, iar ℓ -lungimea coloanei arcului electric. Valorile constantelor funcției (2.50) sunt date în Tab.2.6, pentru diferite materiale de contact. Spre deosebire de arcul electric de c.c., arcul de c.a. este un proces cvasistaționar, având caracteristici volt-amper doar de tip dinamic. În cazul modelelor de conductanță, arcul electric de c.a. este considerat un dipol rezistiv nelinear, modelul fiind constituit de fapt, sub

formă analitică sau nu, din caracteristica volt-amper a acestuia, fiind posibilă racordarea și studiul funcționării într-un circuit electric.

Tab.2.7. Sinteză relativ la modelele Mayr și Cassie

Nr. crt.	Denumirea	Modelul	
		Mayr	Cassie
1	Transferul termic	Prin conducție, $P_0 = \text{const.}$	Prin convecție, $P = k_0 Q$
2	Conductanța	Grad de ionizare variabil, $G_M = k \exp\left(\frac{Q}{Q_0}\right)$	Diametrul coloanei arcului variabil, $G_C = k_1 Q$
3	Ecuția arcului în regim dinamic	$\frac{1}{G_M} \frac{dG_M}{dt} = \frac{1}{T_a} \left(\frac{E_a i}{P_0} - 1 \right)$	$\frac{1}{G_C} \frac{dG_C}{dt} = \frac{1}{T_a} \left[\left(\frac{E_a}{E_0} \right)^2 - 1 \right],$ $\frac{P}{G_C} = E_0^2 = \text{const.}$
4	Zona de valabilitate pe curba curentului		
5	Diagrama conceptuală		

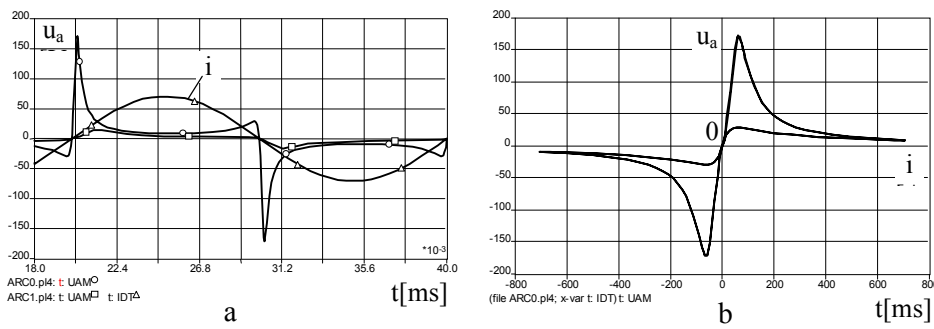


Fig.2.23. Regimul forțat al arcului electric (modelul Mayr):
a-tensiunea de arc; b-caracteristica volt-ampere.

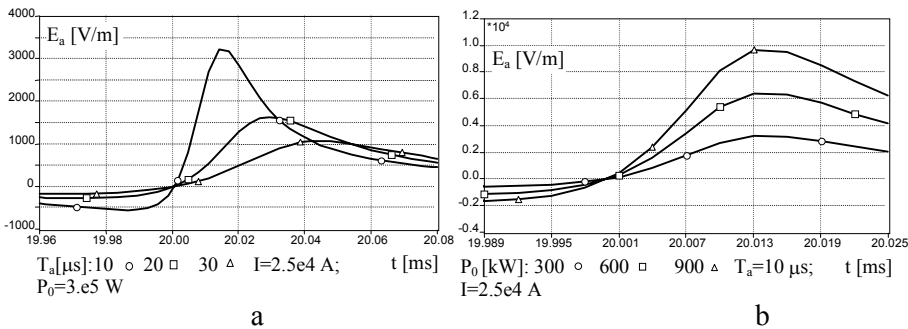


Fig.2.24. Influența parametrilor T_a și P_0 asupra tensiunii de arc,
în regim forțat (modelul Mayr).

Modelele de tip cutie neagră (black box, boîte noire), permit simularea interacțiunii dintre arcul electric și rețeaua în care acesta este inserat. Cele mai simple modele de conductanță, caracterizate doar prin doi parametri independenți, sunt cele imaginate de O. Mayr, respectiv A. M. Cassie.

În Tab.2.7 se prezintă sintetic particularitățile celor două modele de bază (Mayr, Cassie), utilizate ca modele de conductanță în studiul arcului electric.

În ipotezele avansate de Mayr și pentru o variație sinusoidală a intensității curentului, de forma:

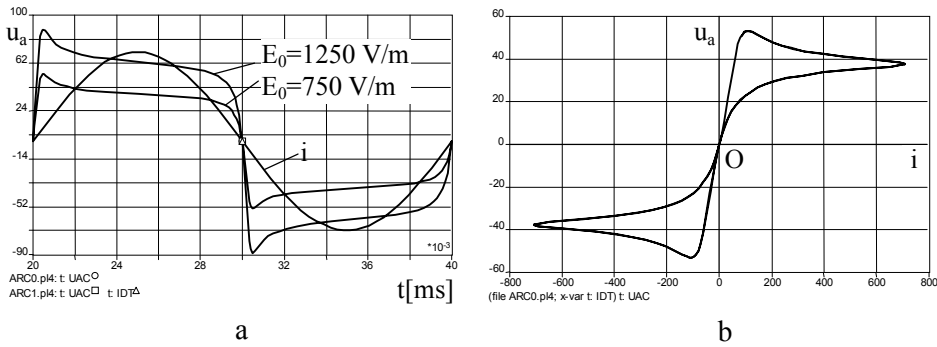


Fig.2.25. Simulare cu modelul Cassie: a-regimul forțat al tensiunii de arc în curent sinusoidal; b-caracteristica volt-amper.

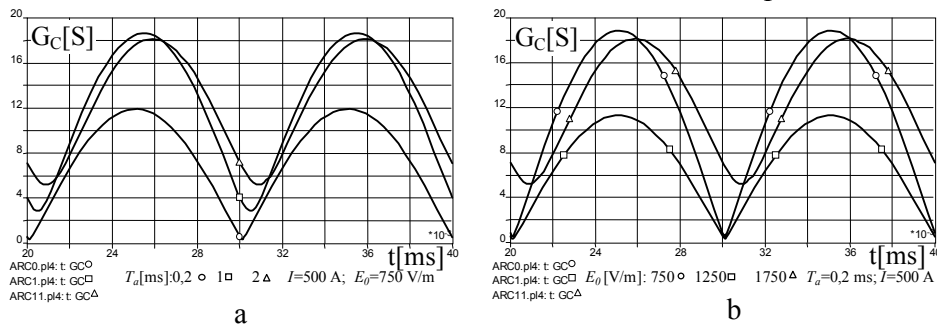


Fig.2.26. Influența parametrilor T_a și E_0 asupra conductanței arcului (modelul Cassie).

$$i(t) = \sqrt{2} I \sin \omega t, \quad (2.51)$$

pentru tensiunea de arc se obțin expresiile:

$$u_a(t) = \frac{\sqrt{2} P_0 \ell \sin \omega t}{I \left[1 - \frac{\sin(2\omega t + \varphi)}{\sqrt{1 + (2\omega T_a)^2}} \right]}, \quad \varphi = \arctg \left(\frac{1}{2\omega T_a} \right), \quad (2.52)$$

unde P_0 este căldura cedată mediului în unitatea de timp de unitatea de lungime a arcului, iar T_a , ℓ -constanta de timp, respectiv lungimea coloanei arcului electric.

În Fig.2.23 se prezintă rezultate ale simulării numerice pentru tensiunea de arc (influența constantei de timp) și caracteristica volt-ampere. În Fig.2.24 sunt date influențele asupra curbei tensiunii de arc obținute pentru diferite valori ale parametrilor T_a (Fig.2.24a), respectiv P_0 (Fig.2.24b).

Modelul Mayr este aplicabil pentru valori mici ale intensității curentului de arc, deci poate fi utilizat pentru analiza aproximativă a regimului tranzitoriu de deconectare a unui circuit de curent alternativ. În condiții normale, aceasta se produce în momentul anulării naturale a intensității curentului, prin stingerea definitivă a arcului electric.

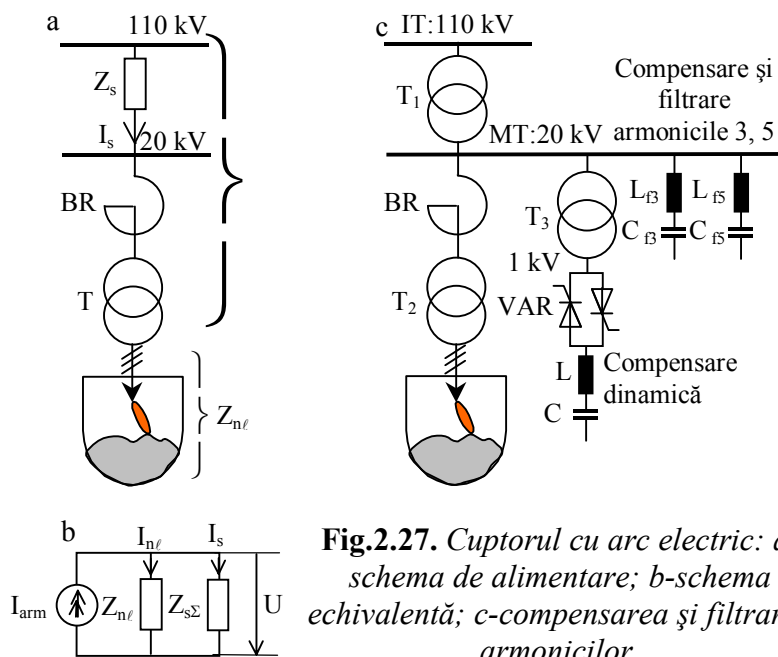


Fig.2.27. Cuptorul cu arc electric: a-schema de alimentare; b-schema echivalentă; c-compensarea și filtrarea armonicilor.

Modelul Cassie poate fi utilizat în analiza regimurilor cu grad înalt de ionizare a mediului, deci când coloana arcului este traversată de curenți de mare intensitate (aplicații de tip cuptor cu arc electric, sudare electrică). În Fig.2.25 se prezintă regimul forțat al tensiunii de arc obținute prin calcul, utilizând modelul de conductanță Cassie.

În Fig.2.26 sunt evidențiate influențele parametrilor T_a și E_0 asupra conductanței arcului, ca rezultat al simulării efectuate cu ajutorul aceluiași model.

Petrurbațiile generate de aplicațiile funcționând cu arc electric sunt:

-
- armonicile impare, din cauza nelinearității caracteristicii volt-amper;
- armonicile pare, datorită disimetriei;
- oscilațiile neperiodice în spectru continuu, ca efect al instabilității arderii (în etapa inițială de funcționare);
- fenomenul de flicker, produs ca urmare a arderii fluctuante a arcului electric.

În Fig.2.27 sunt reprezentate grafic scheme de alimentare pentru un cuptor cu arc electric. Ca rezistor nelinear, arcul electric poate fi echivalat cu o sursă de curent armonic [Albert], schema electrică echivalentă sub acest raport fiind reprezentată în Fig.2.27b. Conform acesteia, pentru curentul armonic injectat se poate scrie:

$$I_{\text{arm}} = I_{n\ell} + I_s, \quad (2.52)$$

unde:

$$I_{n\ell} = I_s \frac{Z_{s\Sigma}}{Z_{n\ell}}, \quad I_s = \frac{U}{Z_{s\Sigma}}. \quad (2.53)$$

Substituind (2.53) în (2.52), pentru curentul armonic se obține:

$$I_s = I_{\text{arm}} \frac{Z_{n\ell}}{Z_{n\ell} + Z_{s\Sigma}}. \quad (2.54)$$

Relația (2.54) evidențiază posibilitatea uzuală de reducere a perturbării prin curent armonic a rețelei. Aceasta este posibilă prin creșterea valorii impedanței totale, $Z_{s\Sigma}$, a sistemului, fapt care reclamă alimentarea cuproului cu arc prin intermediul unor transformatoare, la care se adaugă, atunci când este cazul, bobine de reactanță.

Efectele perturbatoare electromagnetice ale unui cuptor cu arc electric pot fi limitate prin compensarea statică a puterii reactive și filtrarea armonicilor (prin instalarea de circuite LC corespunzător acordate, având rol de compensare și filtrare), la care se adaugă o compensare dinamică a șocurilor de putere reactivă (prin conectarea unei surse statice reglabile VAR, Fig.2.27c).

Capitolul 3

PERTURBAȚII SPECIFICE DISPOZITIVELOR SEMICONDUCTOARE ȘI CONVERTOARELOR ELECTRONICE DE PUTERE

3.1. Dispozitive semiconductoare de putere

Dispozitivele semiconductoare de putere sunt rezistoare, comandate sau nu, cu caracter puternic nelinear. Principalele dispozitive semiconductoare de putere sunt: dioda, tiristorul, triacul, tiristorul cu blocare pe poartă (GTO), tranzistorul bipolar de putere, tranzistorul cu grilă izolată (IGBT), tiristorul controlat MOS (MCT).

3.1.1. Dioda

Dioda este formată dintr-o joncțiune pn, realizată într-un monocristal de siliciu sau germaniu, având contacte metalice atașate celor două regiuni, anod (pe zona p), respectiv catod (atașat zonei n), Fig.2.1. În Fig.2.2 este reprezentată caracteristica volt-amper statică a unei diode. Aplicând la anod o tensiune pozitivă față de catod va apărea un curent, odată ce bariera de potențial (0,5-0,6 V pentru siliciu sau 0,2-0,3 V pentru germaniu) a fost depășită și o cădere de tensiune directă de ordinul a 0,8-1,5 V la valoarea curentului nominal al diodei, pentru o diodă cu Si.

La aplicarea unei tensiuni inverse prin diodă va circula un curent invers foarte mic (de ordinul μA sau nA), numit curent rezidual sau de fugă (I_R). Dacă tensiunea inversă crește peste o anumită valoare, se

produce fenomenul multiplicării în avalanșă a purtătorilor de sarcină și joncțiunea se străpunge.

Tensiunea inversă, la care dioda se poate distruge din cauza creșterii curentului invers, se numește tensiune de străpungere (V_{BR}).

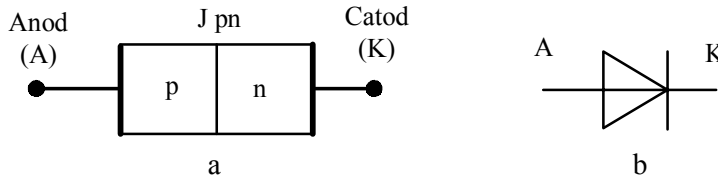


Fig.3.1. Dioda: a-structura; b-simbolul grafic.

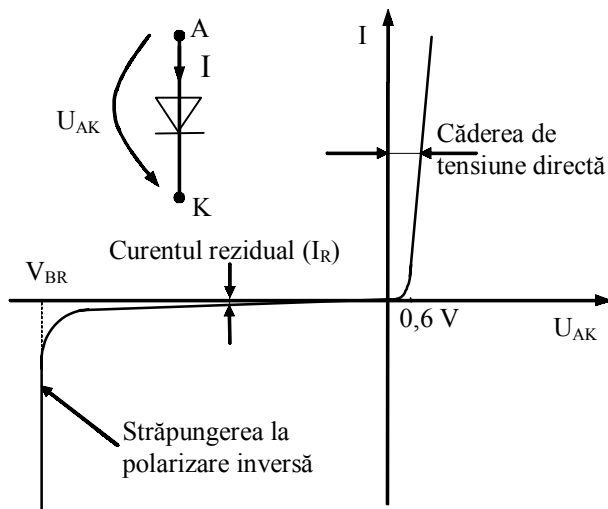


Fig.3.2. Caracteristica volt-amper statică a diodei.

Caracteristicile directă și inversă sunt dependente de temperatura joncțiunii. Caracteristica statică $I(U)$ este neliniară și poate fi aproximată analitic prin relația:

$$I = I_R \left(\exp^{U/U_T} - 1 \right), \quad (3.1)$$

unde I_R este curentul rezidual, $U_T = kT/e$ -tensiunea termică ($U_T = 26$ mV, la $T = 300$ °K), T -temperatura absolută, $k = 8,62 \cdot 10^{-5}$ [eV/°K]-constanta lui Boltzman, $e = 1,6 \cdot 10^{-19}$ [C]-sarcina electronului, U -tensiunea aplicată.

La polarizare directă ($U > 0$), pentru $U > 3U_T$, se obține:

$$I \cong I_R e^{U/U_T}, \quad (3.2)$$

dioda conduce și curentul crește rapid, chiar la variații mici de tensiune.

La polarizare inversă ($U < 0$), pentru $|U| > 3U_T \Rightarrow \exp^{U/U_T} \ll 1$, rezultă:

$$I \cong -I_R, \quad (3.3)$$

dioda este blocată, având un curent invers de mică valoare.

În aplicațiile electronice de putere este important ca durata procesului de comutație al diodei semiconductoare să fie cât mai mic. Capacitatea parazită a diodei introduce întârzieri în procesul de comutație. Un timp de blocare de valoare mare micșorează frecvența maximă la care poate fi utilizată dioda și mărește pierderile de comutație, ceea ce duce la încălzirea excesivă a dispozitivului în timpul funcționării.

Raportat la durata timpului de revenire al diodei, se poate considera că tranziția unei diode din starea blocată în starea de conducție este practic instantanee.

3.1.2. Tiristorul

Tiristorul, numit și diodă comandată, este un dispozitiv semiconductor cu siliciu care are o structură formată din patru straturi semiconductoare în serie pnpn ce formează astfel trei joncțiuni.

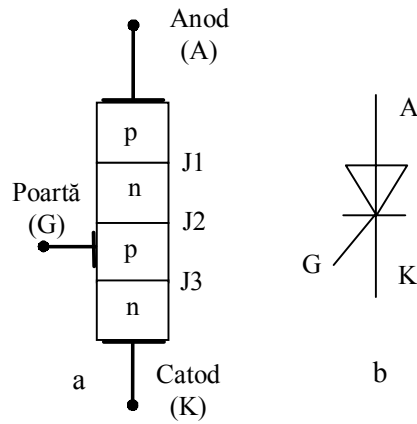


Fig.3.4 Tiristorul: a-structură; b-simbol.

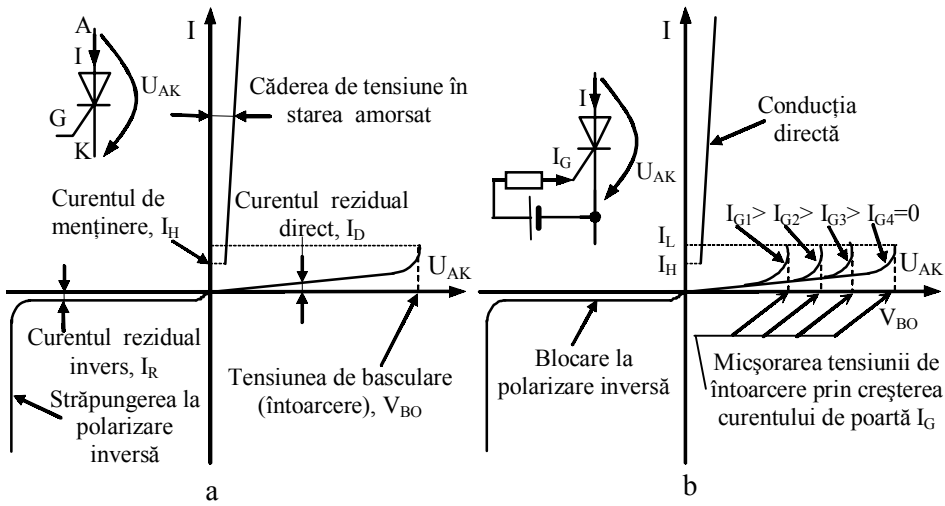


Fig.3.5. Caracteristica volt-ampere statică a tiristorului:
a-curentul $I_G=0$; b-curentul $I_G>0$.

Tiristorul are trei electrozi: anodul A, conectat la stratul marginal p, catodul K, atașat stratului marginal n și electrodul de comandă G numit poartă sau grilă, conectat la stratul p dinspre catod (Fig.3.4a).

În lipsa semnalului de comandă, tiristorul blochează trecerea curentului în ambele sensuri, iar sub acțiunea semnalului de comandă el trece în conducție, permițând circulația curentului într-un singur sens. Structura pnpn, în stare blocată poate suporta tensiuni de ordinul miilor de volți, iar în conducție permite circulația unor curenți de sute de amperi, căderea de tensiune la borne având valori reduse.

În Fig.3.5a se prezintă caracteristica unui tiristor cu poarta în gol ($I_G=0$). În acest caz, joncțiunile pn ale tiristorului pot fi înlocuite cu o schemă echivalentă compusă din trei joncțiuni înseriate. Caracteristica inversă (K+) a tiristorului seamănă cu cea a unei diode, iar caracteristica directă (A+) arată că numai curentul rezidual direct (I_D) circulă până la atingerea tensiunii de străpungere în avalanșă (tensiunea de întoarcere sau basculare), V_{BO} (breakover voltage), a joncțiunii mediane de comandă, J2. Odată atinsă tensiunea de întoarcere, tiristorul intră în conducție și dispozitivul se comportă ca o diodă (cu două joncțiuni înseriate) în conducție, ceea ce dă o cădere de tensiune în direct de aproximativ două ori mai mare decât în cazul unei diode. Curentul care parcurge tiristorul în această situație va fi dictat, în special, de sarcina circuitului.

Deoarece tensiunea de întoarcere este de ordinul sutelor de volți, amorsarea prin atingerea acestei tensiuni nu este permisă deoarece se disipă puteri foarte mari, care distrug tiristorul după câteva amorsări.

Tensiunile de străpungere, directă și inversă, sunt aproximativ egale în modul, deoarece în starea blocată, la polarizare inversă, aproape toată tensiunea se aplică joncțiunii anodice J1 (joncțiunea catodică J3 intrând în avalanșă la tensiuni de aproximativ 10 V).

Injecția unui curent pozitiv dinspre poartă spre catodul negativ aduce tiristorul deja polarizat direct (A+) în starea amorsat, Fig.3.5b. Rolul curentului de poartă, I_G , este de a injecta goluri în stratul interior p, care împreună cu electronii stratului n, de catod, provoacă avalanșa

joncțiunii mediane de comandă și aduce tiristorul în stare de conducție. Dacă curentul anodic depășește curentul de agățare, I_L , curentul de poartă se poate anula, tiristorul fiind în conducție nu mai este influențat de condițiile din circuitul de poartă. Creșterea curentului de poartă duce la micșorarea tensiunii de amorsare a tiristorului.

Pentru ca tiristorul ce este adus în starea de conducție (amorsat) să nu se blocheze (stingă) trebuie ca valoarea curentului să atingă nivelul de agățare, pe durata amorsării și să nu scadă sub nivelul curentului de menținere (I_H - holding current), după amorsare. Curentul de agățare, I_L (latching current), este de obicei dublul curentului de menținere, dar ambii sunt mici în raport cu valoarea curentului nominal (sub 1% I_n).

Pentru blocarea sau dezamorsarea tiristorului, trebuie scăzut curentul anodic sub cel de menținere și trebuie acordat un timp (timp de dezamorsare, blocare sau stingere - t_q) relativ mare, 10...100 μ s, înainte de a putea aplica din nou o tensiune în sens direct pe el, fără reamorsarea intempestivă a acestuia. De obicei, în curent alternativ, scăderea curentului are loc în mod natural, periodic, caz în care este vorba de "comutația naturală". În curent continuu, se utilizează circuite suplimentare care forțează blocarea prin aplicarea unei tensiuni inverse $U_{AK} < 0$ pe tiristor, procedeu ce se numește "comutație forțată".

Temperatura influențează caracteristica statică volt-amper a tiristorului. Astfel, creșterea temperaturii determină o scădere a tensiunilor de întoarcere (străpungere) și o creștere a curenților reziduali atât la polarizare directă, cât și inversă.

3.1.3. Triacul

Triacul (**triode ac switch**) este un tiristor bidirecțional cu trei terminale, având o structură internă formată din straturi semiconductoare pn alternative (Fig.3.6a). Triacul rezultă prin integrarea a două tiristoare convenționale, conectate în montaj antiparalel, Fig.3.6c. Potrivit structurii triacului, caracteristica sa rezultă simetrică față de origine (Fig.3.6d).

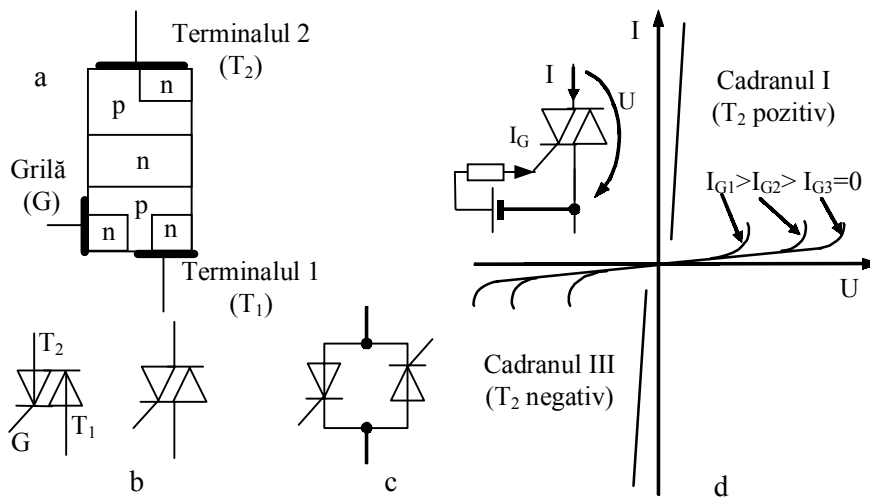


Fig.3.6. Triacul: a-structură; b-simbol; c-tiristoare în conexiune antiparalel; d-caracteristica volt-amper statică.

Triacul este blocat în ambele sensuri atât timp cât $I_G=0$ și tensiunea aplicată între terminalele T₁ și T₂ nu depășește tensiunea de întoarcere. Trecerea din blocare în conducție se poate face atât în cadranul I cât și în cadranul III, indiferent de polaritatea semnalului aplicat pe poartă. Astfel rezultă patru moduri de amorsare a triacului, Tab.3.1.

Tab.3.1. Moduri de amorsare a triacului

Nr. crt.	Cadrantul în care are loc conducția	Polarizarea T ₂ în raport cu T ₁	Impulsul de comandă pe poartă	Puterea necesară pe poartă în raport cu modul I(+)
1	I	pozitivă	pozitiv	100 %
2	I	pozitivă	negativ	≈ 300 %
3	III	negativă	pozitiv	≈ 400 %
4	III	negativă	negativ	≈ 200 %

Este avantajoasă folosirea modurilor I(+) și III(-) care necesită semnale de puteri comparabile pe poartă. În cazul modurilor I(-) și III(+) sensibilitatea porții scade considerabil.

Triacele se realizează în gama de medie putere; la puteri mari (peste 100 W), apar probleme dificile, atât în tehnologia de fabricație, cât și la utilizatori. Prezența a două configurații de tiristoare dispuse antiparalel în aceeași structură implică existența unui “cuplaj” reciproc care limitează proprietățile dinamice și siguranța în funcționare a triacului. Astfel, triacul are performanțe dinamice (di/dt , dv/dt , t_q), în general, mai mici decât ale tiristorului.

3.1.4. Tiristorul cu blocare pe poartă

Tiristorul cu blocare pe poartă GTO (Gate Turn-Off Thyristor) este un dispozitiv cu structura pnpn denumit și tiristor bioperațional, care poate fi comandat (amorsat, respectiv blocat) integral prin aplicarea de semnale pe poartă: cu semnal pozitiv poate fi trecut în conducție, iar cu semnal negativ poate fi blocat.

Deși este un dispozitiv semiconductor cu trei jonțiuni, tiristorul GTO se aseamănă cu tranzistorul bipolar npn prin polaritatea tensiunii de alimentare anod-catod și prin polaritatea semnalelor de amorsare, respectiv blocare. În comparație cu tranzistorul bipolar, tiristorul GTO prezintă avantajul unor puteri de valoare redusă consumate în circuitul de poartă atât pentru amorsare cât și pentru blocare. Cele două procese de comutație (amorsare, blocare) necesită semnale de comandă în circuitul de poartă numai pe duratele lor tranzitorii, după trecerea tiristorului GTO în una din cele două stări stabile (on-off), prezența semnalului de comandă în circuitul de poartă nu mai este necesară.

Această funcționare este prezentată în Fig.3.7. Tiristorul GTO este amorsat prin aplicarea pe poartă a unui impuls pozitiv de curent de amplitudine I_{GT} și de durată t_p și este blocat prin aplicarea unui impuls negativ, având amplitudinea I_{GB} și durată t_n .

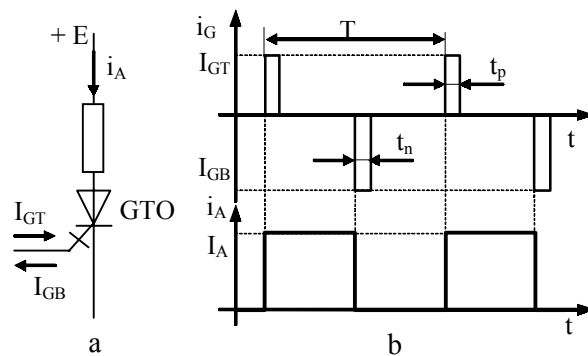


Fig.3.7. Tiristorul GTO: a-simbol; b-impulsurile de comandă și curentul anodic.

În general durata impulsului de blocare t_n are valori cuprinse între 5...50 μ s, amplitudinile impulsurilor fiind în relația $|I_{GB}| > I_{GT}$. O limitare funcțională importantă apare la curenți anodici de mică intensitate, când tiristorul GTO nu mai poate fi blocat, indiferent cât de mare este impulsul negativ aplicat pe poartă.

Utilizarea tiristoarelor GTO în locul celor convenționale conduce la simplificări notabile atât în circuitele de forță cât și în cele de comandă.

3.1.5. Tranzistorul bipolar de putere

Tranzistorul bipolar este un dispozitiv semiconductor comandabil cu trei straturi pnp sau npn având trei terminale (colector-C, emitor-E, respectiv baza-B), Fig.3.8.

În regim linear, curentul de colector I_C este o funcție de curentul de bază I_B . O variație liniară a curentului de bază duce la o variație corespunzătoare amplificată a curentului de colector pentru o tensiune colector-emitor, U_{CE} , dată.

În Fig.3.9 este reprezentată o familie de caracteristici de ieșire ale tranzistorului bipolar npn care redau dependența curentului de colector de

tensiunea colector-emitor, la curenți de bază constanți: $I_C=f(U_{CE})/I_B=ct$. Pentru o anumită tensiune colector-emitor, la $I_B=0$ tranzistorul este blocat și prin acesta circulă un curent de colector mic, denumit curent rezidual sau de fugă (punctul 1). Creșterea tensiunii U_{CE} provoacă străpungerea prin avalanșă a tranzistorului. Prin creșterea curentului de bază se poate ajunge în zona de saturație când prin tranzistor va circula un curent de colector mare la tensiuni U_{CE} mici (punctul 2).

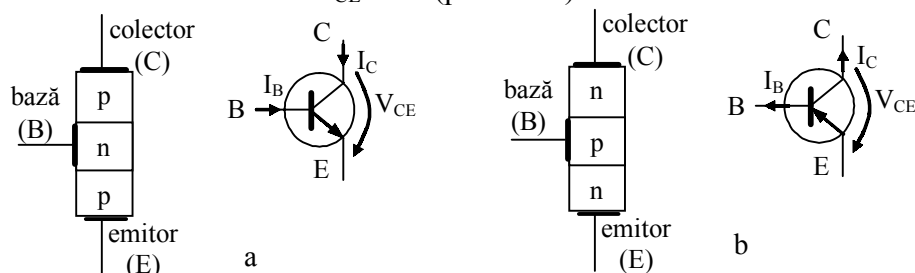


Fig.3.8. Structura și simbolul tranzistorului bipolar: a-npn; b-pnp.

Inversarea tensiunii colector-emitor provoacă străpungerea joncțiunii bază-emitor la o tensiune de aproximativ 10V. Datorită acestui fapt trebuie evitată funcționarea tranzistorului în invers, iar în circuitele în care există posibilitatea inversării polarității tensiunii de alimentare, se montează o diodă în serie cu circuitul de colector al tranzistorului.

În aplicațiile de putere, tranzistorul bipolar funcționează, de obicei, în comutație (ca întrerupător). La curent de bază nul, tranzistorul este blocat și circuitul este considerat deschis, iar la curentul de bază care îl aduce în saturație el este practic ca un întrerupător închis, Fig.3.10a.

Tranzistorul fiind un dispozitiv comandabil trebuie să fie un acord între curentul de colector și cel de bază, la funcționarea în comutație.

Pentru a conserva comanda în saturație și a evita o sarcină de bază excesivă, curentul de bază trebuie să fie cel necesar pentru menținerea tranzistorului în saturație.

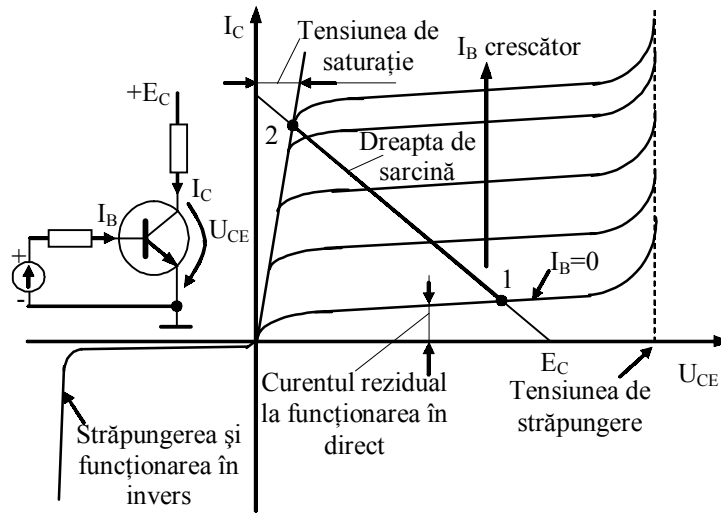


Fig.3.9. Caracteristica de ieșire a tranzistorului bipolar,
 $I_C=f(U_{CE})/I_B=ct.$

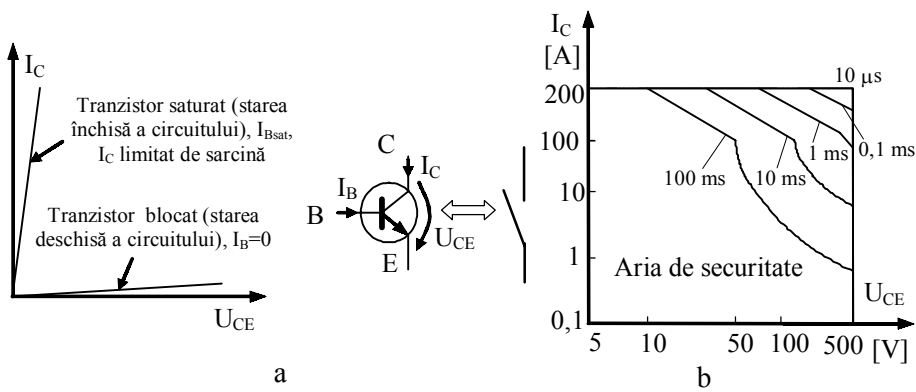


Fig.3.10. Tranzistorul în comutație: a-starea deschisă și închisă a circuitului; b-aria de securitate tipică regimului în impulsuri.

Fiind considerat întrerupător, pierderea de putere pe tranzistor trebuie să fie mică. Ea este datorată curentului rezidual, în poziția deschis, respectiv tensiunii de saturație și curentului de colector în poziția închis. Tensiunea de saturație tipică pentru un tranzistor de putere cu siliciu este de circa 1,1 V.

3.1.6. Tranzistorul MOS de putere

Tranzistorul MOS (Metal Oxide Semiconductor) de putere este un tranzistor cu efect de câmp (FET-Field Effect Transistor) care are multiplicat numărul de canale prin care trece curentul de drenă. Interesul acordat semiconductoarelor cu efect de câmp este datorat faptului că acestea sunt comandate în tensiune și nu în curent, ceea ce înseamnă că necesită un curent mediu de comandă neglijabil de mic. Tranzistorul MOS de putere, datorită acestui lucru, este caracterizat prin valori mari ale raportului dintre puterea de ieșire și cea de comandă.

În Fig.3.11 sunt prezentate simbolul grafic și caracteristica de ieșire a unui tranzistor MOS de putere având canal de tip n. În aplicațiile de putere tranzistorul MOS este utilizat ca întrerupător electronic și deci acesta funcționează în comutație. În lipsa tensiunii de comandă V_{GS} , curentul de drenă I_D este practic neglijabil și astfel punctul de funcționare al tranzistorului se află pe dreapta OA (întrerupător deschis), Fig. 3.11b. În starea de conducție a tranzistorului este necesar ca pierderile să fie minime, ceea ce înseamnă că tensiunea V_{DS} trebuie să fie cât mai mică. Acest lucru se obține dacă tensiunea V_{GS} este astfel reglată încât punctul de funcționare al tranzistorului să se afle în zona de saturație, pe dreapta OB (întrerupător închis), Fig. 3.11b. În general, tensiunea grilă-sursă este limitată la 20 V în cazul tranzistoarelor MOS de putere. Pentru a funcționa în zona de saturație la curentul nominal al tranzistorului valoarea tensiunii V_{GS} este de aproximativ 15 V.

Rezistența drenă-sursă a dispozitivului aflat în conducție (dreapta OB) are valori mici care depind de tensiunea limită de străpungere a acestuia. De exemplu, pentru un tranzistor MOS de 100 V rezistența este 0,1 Ω , iar pentru unul de 500 V ea este 0,5 Ω .

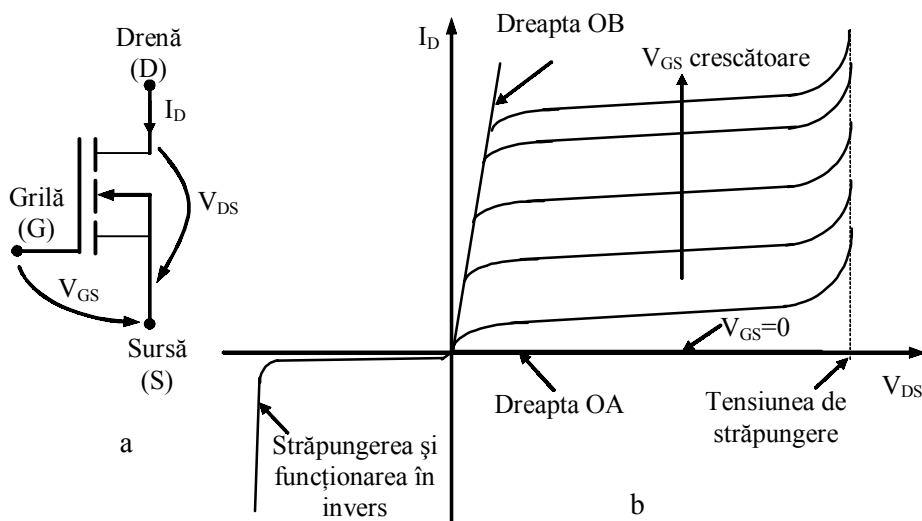


Fig.3.11. Tranzistor MOS de putere: a-simbol grafic; b-caracteristica de ieșire $I_D=f(V_{DS})/V_{GS}=ct.$

Coeficientul de temperatură al rezistenței drenă-sursă a unui tranzistor MOS este pozitiv ceea ce face ca montajul în paralel al tranzistoarelor MOS să fie relativ simplu. Acest lucru determină ca tranzistorul care preia un curent mai mare decât celelalte tranzistoare legate în paralel cu el și care se încălzește mai mult să-și crească rezistența și astfel să forțeze o redistribuție a curentului pe celelalte tranzistoare.

3.1.7. Tranzistorul bipolar cu grilă izolată (IGBT)

În domeniul dispozitivelor semiconductoare de putere având un terminal de comandă (bază, poartă sau grilă) pentru controlul integral (on/off) al proceselor de comutație tendința dominantă este micșorarea puterii de intrare (de comandă) necesară funcționării în diferite moduri de lucru simultan cu mărirea densității de curent comutate.

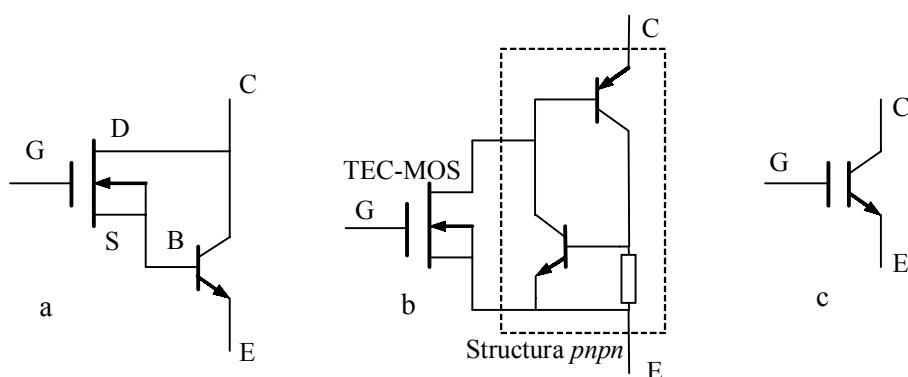


Fig.3.12. Tranzistorul bipolar cu grilă izolată: a-structura Bi-MOS; b-structura IGBT; c-simbol grafic.

Se cunoaște că dispozitivele unipolare (TEC-J, TEC-MOS), care au o rezistență mare de intrare, necesită o putere extrem de redusă pentru comandă, în timp ce dispozitivele bipolare (tranzistorul bipolar, tiristorul GTO) au ca trăsătură distinctivă densitatea relativ mare a curentului în conducție directă.

Îmbinarea acestor două caracteristici într-un singur dispozitiv s-a realizat prin integrarea funcțională bipolară-MOS. Principiul integrării funcționale Bi-MOS care stă la baza dispozitivelor cu poartă izolată este ilustrat în Fig.3.12. Tranzistorul bipolar npn, respectiv MOS având canal n, conectate în configurație Darlington sunt realizate pe aceeași structură, Fig. 3.12a. O tensiune pozitivă de valoare suficient de mare aplicată pe grilă deschide tranzistorul MOS care asigură curentul de bază al tranzistorului bipolar și trecerea structurii Bi-MOS în starea on. Atunci când tensiunea grilă-sursă (V_{GS}) a tranzistorului TEC-MOS este zero prin structura acestui dispozitiv nu trece curent, deci baza tranzistorului bipolar este în gol și în consecință structura Bi-MOS se află în starea off.

Acest tip de integrare funcțională (Bi-MOS) a fost dezvoltat și în direcția structurii pnpn obținându-se un dispozitiv ce poartă denumirea de tranzistor bipolar cu poartă izolată (IGBT-Insulated Gate Bipolar Transistor), Fig. 3.12b.

Avantajul esențial al dispozitivelor Bi-MOS, respectiv IGBT îl constituie puterea practic nulă consumată pe poartă în timpul funcționării și căderea de tensiune redusă în starea de conducție.

3.1.8. Tiristorul controlat MOS-MCT

Tiristorul controlat MOS-MCT (MOS Controlled Thyristor), este un dispozitiv semiconductor de putere, de ultimă oră, care permite obținerea unei densități de curent de 2,5 ori mai mare ca cea a unui IGBT. MCT este un dispozitiv a cărui structură poate fi considerată ca fiind realizată dintr-un tiristor la care a fost adăugat un tranzistor MOS ce are canal n pentru a asigura amorsarea și un tranzistor ce are canal p pentru a realiza blocarea. Analogia MCT cu un tiristor rămâne totuși limitată deoarece datorită integrării structurii MOS, respectiv bipolare pe același cip funcționarea lui este asemănătoare cu a unui IGBT.

Densitatea de curent mare (100 A/cm^2) permite MCT să funcționeze cu valori foarte ridicate ale raportului dintre puterea comutată și suprafața de siliciu.

3.2. Comparație între dispozitivele semiconductoare de putere

Dispozitivele semiconductoare de putere (tranzistoare bipolare, MOS, tiristoare) utilizate în aplicațiile electronice de putere funcționează în comutație, ca întrerupătoare electronice. Aceste dispozitive, ideal, ar trebui să îndeplinească următoarele condiții:

- Curentul și tensiunea nominală oricât de mari;
- Curenți reziduali nuli;
- Timpuri de comutație oricât de mici;
- Pierderi în conducție și în comutație nule;
- Putere de comandă nulă;
- Capabilitatea de a suporta supracurenți și supratensiuni;

- Ușor de protejat împotriva defectelor sau a amorsărilor parazite;
- Preț mic.

Având în vedere aceste condiții, cele mai importante criterii în alegerea dispozitivelor de putere, pentru o aplicație sau alta, sunt: valorile parametrilor nominali, pierderile în conducție, pierderile în comutație, timpii de comutație, posibilitățile de comandă, prețul.

Tiristorul clasic are cele mai mari valori ale parametrilor nominali dintre toate dispozitivele semiconductoare de putere. El este robust (capabil să suporte suprasarcini), pierderile în conducție sunt mici, are preț scăzut, dar amorsarea este lentă și nu poate fi dezamorsat decât anulând curentul anodic.

Pentru aplicațiile de frecvență industrială de 50 Hz sau 60 Hz (redresoarele comandate), tiristorul clasic este cel mai recomandat datorită capacității sale de a suporta tensiuni directe și inverse de valori mari, cerință esențială pentru aceste aplicații.

În cazul invertoarelor, toate dispozitivele descrise pot fi utilizate, frecvența de comutație fiind adesea criteriul de alegere. Tranzistorul MOS este singurul dispozitiv reținut dacă frecvența de comutație este superioară valorii de 100 kHz.

Tranzistorul bipolar convine pentru gama de frecvență 20...100 kHz datorită prețului și pierderilor în conducție mai mici, deși pierderile în comutație sunt superioare celor ale tranzistorului MOS. În gama până la 15...20 kHz, tiristorul GTO este cel mai recomandat datorită robusteții, a pierderilor mici în conducție, a aptitudinii acestuia de a suporta suprasarcini și tensiuni directe și inverse de valori mari.

Tranzistoarele (bipolare, TEC-MOS, IGBT) pot funcționa până la 200 °C în timp ce tiristoarele doar până la 125 °C. Pierderile și posibilitățile de răcire sunt adesea criterii importante de selecție. Comanda în tensiune specifică tranzistorului MOS, IGBT și tiristorului MCT față de comanda în curent specifică tranzistorului bipolar și tiristorului (clasic, GTO) este în anumite situații criteriu de selecție.

Tab.3.2 Caracteristicile principale ale unor dispozitive semiconductoare de putere

Caracteristica	Dispozitivul semiconductor de putere			
	Tiristorul GTO	Tranzistorul bipolar	TEC-MOS	IGBT
Starea normală	Off	Off	Off	On
Tensiunea de blocare în invers [V]	500...4500	50	50...500	200...2500
Tensiunea de blocare în direct [V]	500...4500	50...1000	50...500	200...2500
Densitatea de curent în conducție directă [A/cm ²]	200	40	10	200
Capabilitatea în suprasarcină	Foarte bună	Redusă	Redusă	Bună
Frecvența maximă de lucru [kHz]	15	100	20000	50
Puterea necesară pentru comanda porții	Medie	Mare	Foarte mică	Foarte mică
Temperatura maximă de lucru [°C]	125	150	200	200
Capabilitatea în dv/dt	Bună	Medie	Foarte bună	Foarte bună
Capabilitatea în di/dt	Bună	Medie	Foarte bună	Foarte bună

Tiristorul este mult mai ușor de protejat împotriva defectelor, fapt care limitează folosirea tranzistoarelor în echipamentele ce funcționează în medii în care probabilitatea de apariție a defectelor este ridicată.

Caracteristicile principale ale unor dispozitive semiconductoare de putere care permit controlul integral al secvențelor on/off de către terminalul de comandă, sunt prezentate comparativ în Tab.3.2.

3.3. Perturbații specifice redresoarelor de putere

Redresorul, împreună cu sarcina sa de pe partea de c.c. este, pentru rețeaua de c.a., un receptor nelinear, Fig.3.13a. Din punct de vedere al sarcinii, performanțele unui redresor sunt apreciate prin calitatea tensiunii furnizate, comportarea în caz de scurtcircuit, puterea aparentă de calcul a transformatorului și factorul de putere secundar.

Perturbațiile introduse de un redresor în rețeaua de alimentare sunt curenții armonici și puterea reactivă. Aceasta din urmă se calculează pentru oscilația fundamentală, cunoscând valoarea efectivă I_1 și defazajul acestuia, φ_1 , față de tensiunea de alimentare (Fig.3.13b).

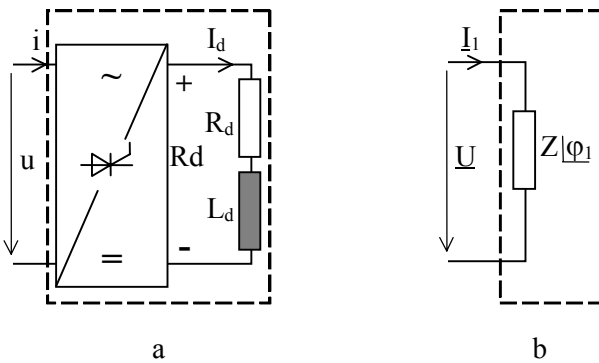


Fig.3.13. Echivalența pentru rețea a unui redresor de putere.

3.3.1. Deformarea curentului în rețeaua de alimentare

Curentul absorbit din rețeaua de alimentare de un redresor este nesinusoidal, armonicile de curent injectate în rețea provocând diferite perturbații: cuplaje parazite cu alte rețele (de telefonie și televiziune), efecte negative asupra funcționării altor sarcini (mașini electrice - apariția unor cupluri parazite și a pierderilor suplimentare, echipamente de comandă - erori de comandă, echipamente de măsură - erori de măsură, echipamente de iluminat - îmbătrânire prematură), posibilitatea apariției

de rezonanță paralel în rețea, [18]. În Fig.3.14 se prezintă schema electrică de alimentare și forma de variație temporală a semnalelor (tensiune, curenți) specifice funcționării unui redresor tip punte trifazată, alimentat prin intermediul unui transformator având conexiuni stea-ștea.

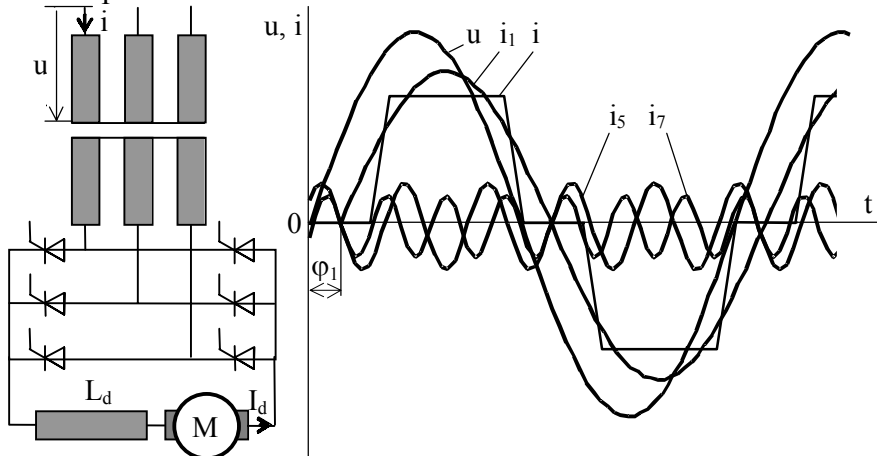
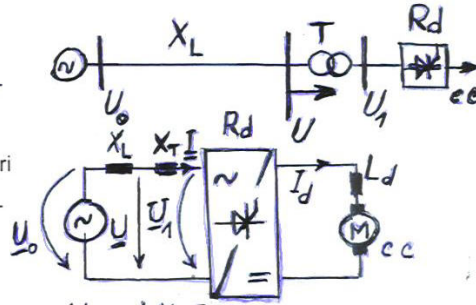
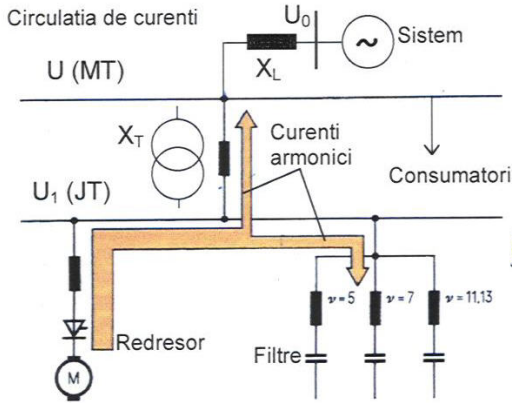
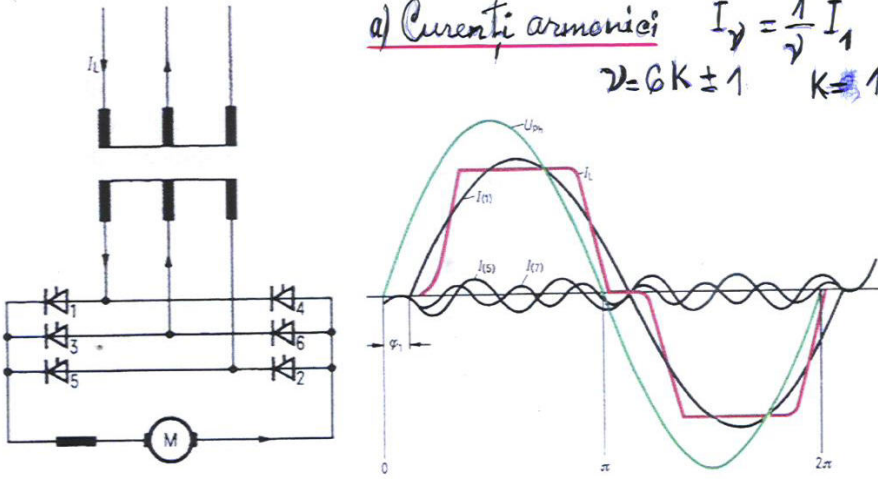


Fig.3.14. Curentul absorbit din rețea de un redresor tip punte trifazată.

PERTURBAȚII PRODUSE DE INSTALAȚIILE DE REDRESARE

a) Curenți armonici $I_y = \frac{1}{\sqrt{3}} I_1$
 $\nu = 6K \pm 1$ $K = 1, 2, \dots$



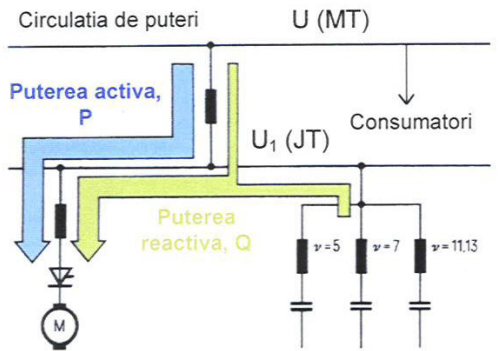
$$\underline{U}_0 = jX_L I + \underline{U}$$

$$\underline{U}_0 = j(X_L + X_T) I + \underline{U}_1$$

$$\underline{I} = \frac{\underline{U}_0 - \underline{U}_1}{j(X_L + X_T)}$$

$$\underline{U} = \underline{U}_0 - \frac{X_L}{X_L + X_T} (\underline{U}_0 - \underline{U}_1)$$

Pentru ca \underline{U}_1 să nu influențeze \underline{U} este necesar $X_T \gg X_L$.



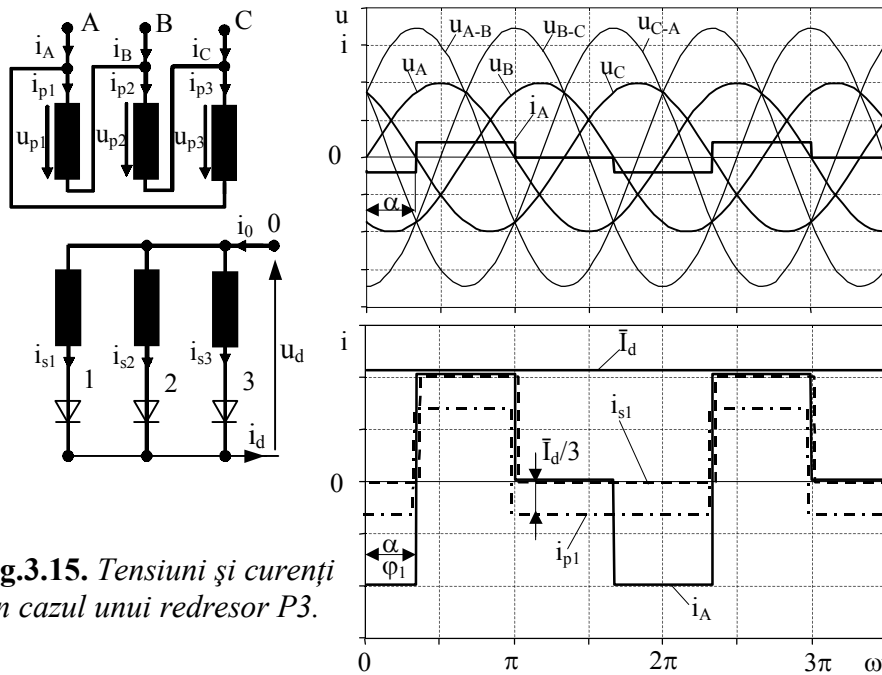


Fig.3.15. Tensiuni și curenți în cazul unui redresor P3.

a) Redresor P3 cu transformator triunghi-stea. În Fig.3.15, sunt prezentate evoluțiile tensiunilor de fază și de linie ale rețelei de alimentare, precum și ale curenților i_{s1} , i_{p1} prin înfășurări, respectiv i_A corespunzător fazei A, în cazul transformatorului triunghi-stea. Acești curenți au o evoluție dreptunghiulară, deoarece au fost obținuți în ipoteza unui curent continuu, \bar{I}_d , constant și prin neglijarea fenomenului de comutație.

Valoarea efectivă a curenților absorbiți de la rețea se determină cu ajutorul relației:

$$I = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[\bar{I}_d^2 \frac{2\pi}{3} + (-\bar{I}_d)^2 \frac{2\pi}{3} \right]} = \sqrt{\frac{2}{3}} \bar{I}_d. \quad (3.4)$$

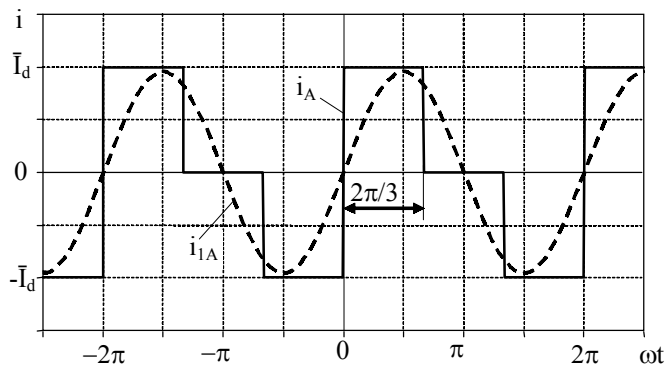


Fig.3.16. Evoluția curentului de rețea și a fundamentalei în cazul unui redresor P3.

Prin dezvoltare în serie Fourier a curentului dreptunghiular absorbit de la rețea, i_A , se obține unda fundamentală, i_{1A} (Fig.3.16) și celelalte armonici:

$$i(t) = \sum_{k=1}^{\infty} \hat{I}_k \sin(k\omega t), \quad (3.5)$$

unde amplitudinea armonicii de ordinul k se calculează utilizând relația:

$$\hat{I}_k = \frac{2}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} i(t) \cdot \sin k\omega t \cdot d\omega t = \frac{2}{k\pi} \bar{I}_d \left(1 - \cos k \frac{2\pi}{3} \right). \quad (3.6)$$

Unda fundamentală are valoarea de vârf:

$$\hat{I}_1 = \frac{3}{\pi} \bar{I}_d, \quad (3.7)$$

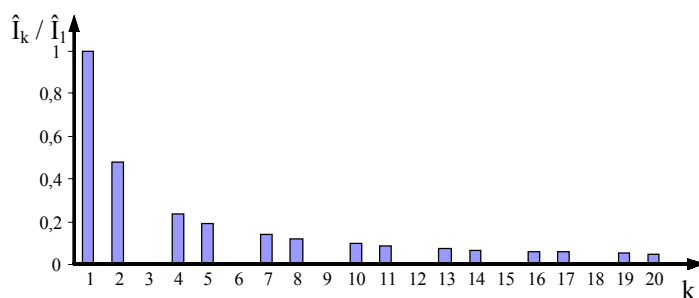


Fig.3.17. *Spectrul de armonice în cazul unui redresor P3 cu transformator având conexiunea triunghi-stea.*

iar defazajul φ_1 al acesteia, în raport cu tensiunea corespunzătoare de fază a rețelei, este egal cu unghiul de comandă α .

Armonicile având frecvența multiplu de trei al frecvenței rețelei de alimentare ($k=3, 6, 9, \dots$) sunt nule.

În Fig.3.17 este reprezentat spectrul de armonici al curentului de rețea, raportate la valoarea de vârf a unei fundamentale, în cazul unui redresor tip P3 (stea trifazată).

b) Redresor în punte trifazată, PD3. În cazul unui redresor în punte trifazată (Fig.3.14) cu transformator în conexiune stea-stea (raport unitar), tensiunile de fază ale rețelei de alimentare sunt identice cu cele aplicate punții redresoare, iar curenții de rețea corespund cu cei de intrare în punte. În Fig.3.18a, sunt prezentate evoluțiile tensiunilor de fază ale rețelei de alimentare, precum și a curentului i_A corespunzător fazei A, în cazul transformatorului stea-stea. Acest curent, care este identic cu cel primar și secundar corespunzător aceleiași faze, are o evoluție dreptunghiulară deoarece a fost obținut în ipoteza unui curent continuu, \bar{I}_d , constant, prin neglijarea fenomenului de comutație.

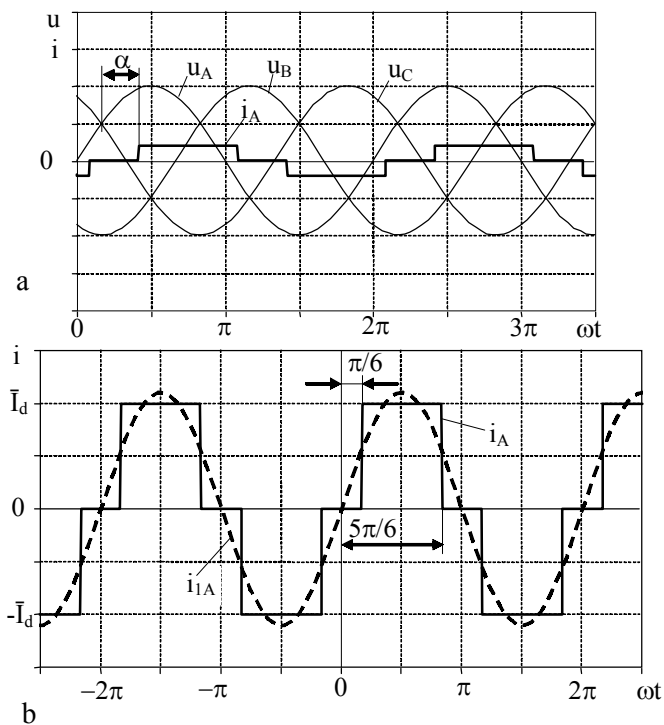


Fig.3.18. Tensiunile și curenții în cazul unui redresor PD3 .

Valoarea efectivă a curenților absorbiți de la rețea se determină cu ajutorul relației (3.4).

Prin dezvoltare în serie Fourier, curentul dreptunghiular absorbit de la rețea, i_A , se poate descompune într-o undă fundamentală, i_{1A} , Fig.3.18b și în armonici.

Datorită simetriei în raport cu trecerea prin zero, dezvoltarea în serie conține numai termeni în sinus și pentru determinarea curentului absorbit de la rețea se folosește relația (3.5).

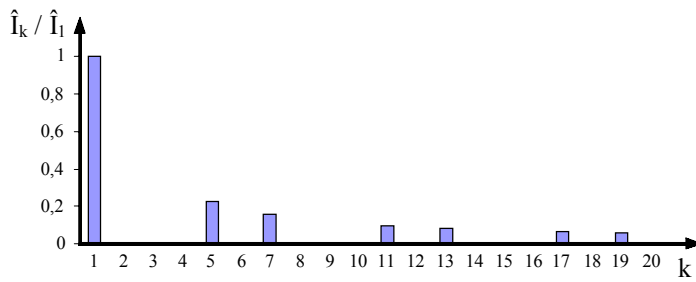


Fig.3.19. *Spectrul armonic în cazul unui redresor tip PD3.*

Amplitudinea armonicii de rangul k , având în vedere simetria curentului, se calculează cu ajutorul relației:

$$\hat{I}_k = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} i(t) \cdot \sin k\omega t \cdot d\omega t = \frac{4}{k\pi} \bar{I}_d \sin \frac{k\pi}{2} \cdot \sin \frac{k\pi}{3}. \quad (3.8)$$

Unda fundamentală a curentului absorbit are valoarea de vârf:

$$\hat{I}_1 = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \bar{I}_d = 1,103 \bar{I}_d. \quad (3.9)$$

Defazajul φ_1 al curentului, considerat în raport cu tensiunea corespunzătoare de fază a rețelei, este egal cu unghiul de comandă α .

Armonicile pare și cele având frecvențe multiplu de trei al frecvenței rețelei de alimentare ($k=3, 6, 9, \dots$) sunt nule, existând doar armonicile de ordin $k=5, 7, 11, 13, \dots$, având valoarea de vârf invers proporțională cu ordinul k al acestora.

În Fig.3.19 este reprezentat spectrul de armonici al curentului absorbit de la rețea (redresor în punte trifazată). Se poate constata că, din punct de vedere al armonicilor induse în rețea, redresorul trifazat în punte este mai performant decât cel trifazat în stea, deoarece produce mai puține armonici de curent. Se observă că, în cazul în care indicele de

pulsație, n , al tensiunii redresate este multiplu de trei, curentul absorbit conține, pe lângă fundamentală, doar armonicile de ordinul k , unde:

$$k = jn \pm 1, \quad j = 1, 2, 3, \dots \quad (3.10)$$

Valoarea efectivă a armonicii k este dată de relația:

$$I_k = \frac{I_1}{k} = \frac{I_1}{jn \pm 1}. \quad (3.11)$$

Dacă se consideră comutația ideală și se neglijează pierderile în redresor, valoarea efectivă, I_1 , a fundamentalei curentului se poate determina din egalitatea dintre puterea aparentă a fundamentalei și puterea furnizată de redresor pe partea de c.c.

Poluarea armonică a curenților absorbiți de la rețea poate fi apreciată prin factorul sau coeficientul de distorsiune [40], dat de relația (4.14). Cu cât indicele de pulsație al tensiunii redresate este mai mare, cu atât calitatea curenților absorbiți este mai bună, calitate concretizată prin valori mici ale factorului de distorsiune.

3.3.2. Perturbații ale tensiunii de alimentare

Comutația curenților absorbiți de la rețea are o influență defavorabilă asupra rețelei de alimentare, cât și asupra altor instalații electrice. Armonicile de curent produc o cădere de tensiune suplimentară pe inductanța liniei de alimentare care determină astfel o perturbație a tensiunii sinusoidale. Perturbația va fi cu atât mai importantă, cu cât puterea redresorului este mai mare. Totodată, în anumite puncte ale rețelei, pot apărea rezonanțe pe armonici. Armonicile de curent induc, de asemenea, tensiuni parazite de frecvență mare în liniile (telefonice, de semnalizare etc.) care se află în vecinătatea rețelei de alimentare a redresoarelor.

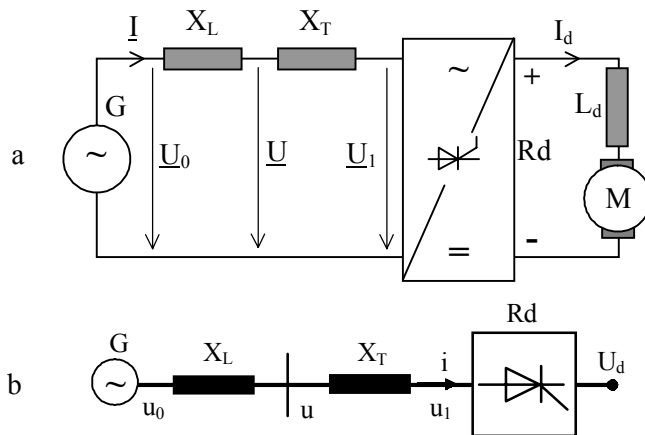


Fig.3.20. Schema rețelei de alimentare a unui redresor.

În Fig.3.20a,b este reprezentată schema electrică simplificată a unei rețele trifazate de alimentare a unui redresor de putere, toate mărimile fiind reduse la tensiunea de fază de la bornele redresorului.

Tensiunile u_1 , u și u_0 sunt tensiunile de fază la bornele redresorului, în punctul de conexiune la rețea al redresorului, respectiv pe barele stației de transformare. Reactanțele X_L și X_T corespund conductoarelor de fază ale rețelei de alimentare (linia de medie tensiune, transformatorul din postul de transformare și linia de joasă tensiune), respectiv transformatorului de conectare la rețea a redresorului.

Deoarece puterea de scurtcircuit pe barele stației este mult mai mare decât cea de la bornele redresorului, tensiunea u_0 rezultă sinusoidală, fără să fie influențată de redresor. În schimb, tensiunea de rețea u este perturbată de funcționarea redresorului și, implicit, vor fi influențați negativ și ceilalți consumatori (motoare, instalații de iluminat etc.) care sunt conectați la rețeaua de alimentare, în același punct cu redresorul.

În Fig.3.21 sunt reprezentate grafic tensiunile u_1 , u și u_0 , respectiv curentul i , în cazul unui redresor paralel trifazat, respectiv paralel-dublu trifazat și pentru un unghi de comandă $\alpha=30^\circ$.

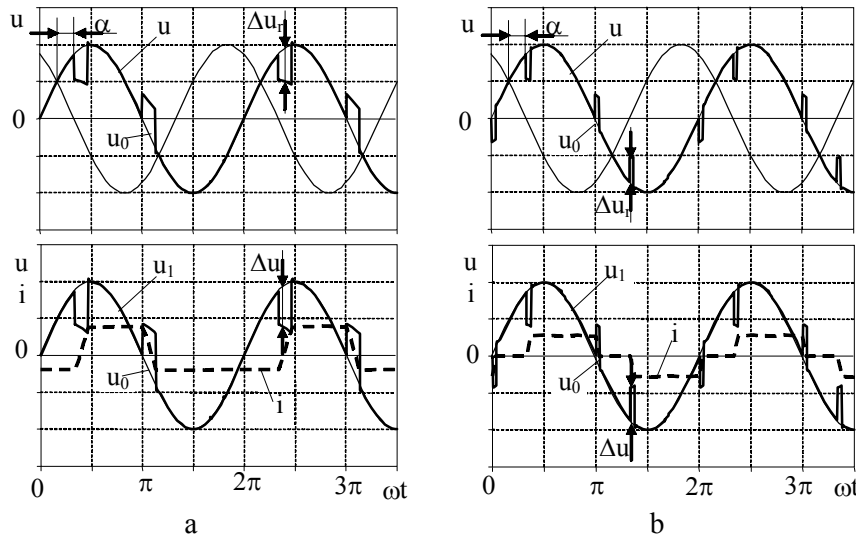


Fig.3.21. Perturbația tensiunii de rețea: a-redresor P3; b-redresor PD3.

Corespunzător schemei din Fig.3.20a, se pot scrie ecuațiile:

$$\underline{U}_0 = jX_L \underline{I} + \underline{U}, \quad \underline{U}_0 = j(X_L + X_T) \underline{I} + \underline{U}_1, \quad (3.12)$$

de unde rezultă:

$$\underline{I} = \frac{\underline{U}_0 - \underline{U}_1}{j(X_L + X_T)}, \quad \underline{U} = \underline{U}_0 - \frac{X_L}{X_L + X_T} (\underline{U}_0 - \underline{U}_1). \quad (3.13)$$

Potrivit relației (3.13₂), pentru ca tensiunea u să fie cât mai puțin influențată de tensiunea u_1 de la bornele redresorului, este necesar ca reactanța transformatorului să fie mult mai mare decât reactanța rețelei, $X_T \gg X_L$.

Perturbația tensiunii rețelei, Δu_r , în raport cu tensiunea sinusoidală a sistemului, u_0 , se definește prin relația:

$$\Delta u_r = \frac{X_L}{X_L + X_T} \Delta u, \quad (3.14)$$

unde Δu este diferența dintre tensiunea sinusoidală și cea de la bornele redresorului.

Se constată că perturbația tensiunii rețelei depinde de reactanțele rețelei de alimentare și ale transformatorului de rețea, inductanțe care formează un divizor de tensiune. Pentru ca perturbația tensiunii rețelei să fie cât mai mică, este necesar ca inductanța transformatorului să fie cât mai mare în raport cu inductanța rețelei. Dacă din schema de alimentare a redresorului lipsește transformatorul, tensiunile la bornele redresorului și la rețea sunt identice. În acest caz, pentru a reduce deformația tensiunii rețelei, redresorul se conectează prin intermediul unor inductanțe de comutație.

3.3.3. Puterea activă și reactivă a redresoarelor

Puterea activă și reactivă absorbită de redresoare se determină considerând tensiunea rețelei de alimentare ca fiind sinusoidală. Deoarece curenții absorbiți sunt nesinusoidali și luând în considerare ipoteza anterioară, se consideră că doar fundamentală curențului determină puterea activă și reactivă.

Puterile activă și reactivă absorbite de un redresor monofazat se determină utilizând relațiile:

$$P = U_r I_1 \cos \varphi_1, \quad Q_1 = U_r I_1 \sin \varphi_1, \quad (3.15)$$

respectiv pentru un redresor trifazat:

$$P = 3U_r I_1 \cos \varphi_1, \quad Q_1 = 3U_r I_1 \sin \varphi_1, \quad (3.16)$$

unde U_f este tensiunea de fază a rețelei, I_1 —valoarea efectivă a fundamentalei curentului, iar φ_1 —defazajul unei fundamentale a curentului față de tensiunea de fază a rețelei.

Indiferent de tipul redresorului, puterea activă dată de relațiile (3.15₁), (3.16₁) sunt egale cu puterea pe partea de c.c. Dacă se consideră comutația instantanee (sunt neglijate pierderile) și faptul că unghiul de defazaj al fundamentalei curentului este egal cu unghiul de comandă ($\varphi_1 = \alpha$), pentru puterile absorbite din rețea rezultă:

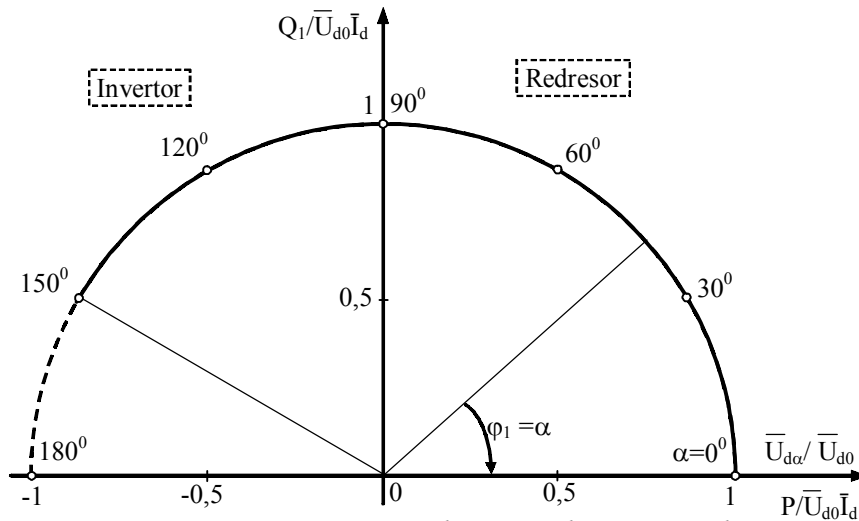


Fig.3.22. Puterea reactivă de comandă a unui redresor.

$$P = \bar{U}_{d0} \bar{I}_d \cos \alpha = \bar{U}_{d\alpha} \bar{I}_d, \quad Q_1 = \bar{U}_{d0} \bar{I}_d \sin \alpha, \quad (3.17)$$

unde $\bar{U}_{d\alpha} = \bar{U}_{d0} \cos \alpha$.

Plecând de la relațiile (3.17), se poate reprezenta dependența dintre P și Q_1 printr-o diagramă circulară, Fig.3.22. Puterea activă P este proporțională cu tensiunea continuă $\bar{U}_{d\alpha}$. Puterea reactivă Q_1 evoluează astfel: este nulă pentru $\alpha = 0^0$, ($\bar{U}_{d\alpha} = \bar{U}_{d0}$), crește odată cu mărirea

unghiului de comandă pentru a atinge, la $\alpha = 90^0$, ($\bar{U}_{d\alpha} = 0$), un maxim ($Q_1 = \bar{U}_{d0} \bar{I}_d$); pentru $\alpha > 90^0$ puterea reactivă descrește, pentru a atinge valoarea zero, în cazul ideal, la $\alpha = 180^0$, ($\bar{U}_{d\alpha} = -\bar{U}_{d0}$).

Deoarece puterea reactivă Q_1 depinde de unghiul de comandă α , ea este numită și putere reactivă de comandă.

În cazul redresoarelor, factorul de putere este dat de relația:

$$k_p = \frac{P}{S} = \frac{I_1}{I} \cos \varphi_1 = k_f \cos \varphi_1, \quad (3.18)$$

unde I este valoarea efectivă a curentului de rețea, iar k_f -conținutul în fundamentală.

Considerând expresiile curenților I_1 și I , care depind de tipul redresorului, pentru un redresor trifazat în stea (P3), cu transformator de conexiune triunghi-stea, conținutul în fundamentală este dat de relațiile:

$$I_1 = \frac{3}{\sqrt{2}} \frac{\bar{I}_d}{\pi}, \quad I = \sqrt{\frac{2}{3}} \bar{I}_d, \quad k_f = \frac{I_1}{I} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} = 0,827. \quad (3.19)$$

Pentru redresorul în punte trifazată (PD3), cu transformator stea-stea, se obține:

$$I_1 = \frac{2\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \frac{\bar{I}_d}{\pi}, \quad I = \sqrt{\frac{2}{3}} \bar{I}_d, \quad k_f = \frac{3}{\pi} = 0,955. \quad (3.20)$$

Deoarece s-a considerat $\varphi_1 = \alpha$, expresia factorului de putere devine:

$$k_p = k_f |\cos \alpha|, \quad (3.21)$$

unde $(\cos\alpha)$ a fost luat în valoare absolută deoarece factorul de putere este o mărime pozitivă, iar la funcționarea ca invertor, $(\cos\alpha)$ ia valori negative.

Datorită prezenței armonicilor ($k_r < 1$), factorul de putere al unui redresor este mai mic decât $(\cos\varphi_1)$.

În determinarea relațiilor de mai sus a fost neglijat efectul de comutație. Dacă se ține seama de fenomenul de comutație ($\mu \neq 0$), pentru tensiunea continuă se poate scrie relația:

$$\bar{U}_d = \bar{U}_{d\alpha} - \bar{U}_\mu = \bar{U}_{d0}(\cos\alpha - \bar{u}_\mu), \quad (3.22)$$

unde \bar{U}_μ este căderea de tensiune inductivă, iar \bar{u}_μ - căderea de tensiune inductivă, exprimată în unități relative sau raportate, dată de expresia:

$$\bar{u}_\mu = \frac{\bar{U}_\mu}{\bar{U}_{d0}} = \frac{\cos\alpha - \cos(\alpha + \mu)}{2}. \quad (3.23)$$

Pentru puterea activă rezultă relația:

$$P = \bar{U}_{d\alpha} \bar{I}_d = \bar{U}_{d0} \bar{I}_d (\cos\alpha - \bar{u}_\mu). \quad (3.24)$$

În acest caz, defazajul φ_1 , necesar în calculul puterii active, se determină după cum urmează:

$$\left. \begin{aligned} \cos\varphi_1 &= \cos\alpha - \bar{u}_\mu = \frac{1}{2} [\cos\alpha + \cos(\alpha + \mu)] = \\ &= \cos\left(\frac{\mu}{2}\right) \cos\left(\alpha + \frac{\mu}{2}\right). \end{aligned} \right\} \quad (3.25)$$

Pentru valori mici ale unghiului de comutație μ , se poate scrie $\cos \frac{\mu}{2} \cong 1$ încât, pentru defazajul undei fundamentale a curentului, rezultă:

$$\varphi_1 = \alpha + \frac{\mu}{2}. \quad (3.26)$$

Puterea reactivă corespunzătoare oscilației fundamentale este de forma:

$$Q_1 = \bar{U}_{d0} \bar{I}_d \sin \varphi_1, \quad (3.27)$$

în care, dacă se înlocuiește:

$$\sin \varphi_1 = \sqrt{1 - \cos^2 \varphi_1} = \sqrt{1 - (\cos \alpha - \bar{u}_\mu)^2}, \quad (3.28)$$

se obține:

$$Q_1 = \bar{U}_{d0} \bar{I}_d \sqrt{1 - (\cos \alpha - \bar{u}_\mu)^2}. \quad (3.29)$$

În cazul redresoarelor necomandate ($\alpha=0^0$), se poate considera:

$$Q_{10} = \bar{U}_{d0} \bar{I}_d \sqrt{\bar{u}_\mu (2 - \bar{u}_\mu)}, \quad (3.30)$$

relație care arată că există un consum de putere reactivă, dependent de căderea de tensiune reactivă. Această putere este numită putere reactivă de comutație.

În Fig.3.23 este reprezentată diagrama circulară a unui redresor comandat când se consideră și influența fenomenului de comutație ($\bar{u}_\mu = 0,1$).

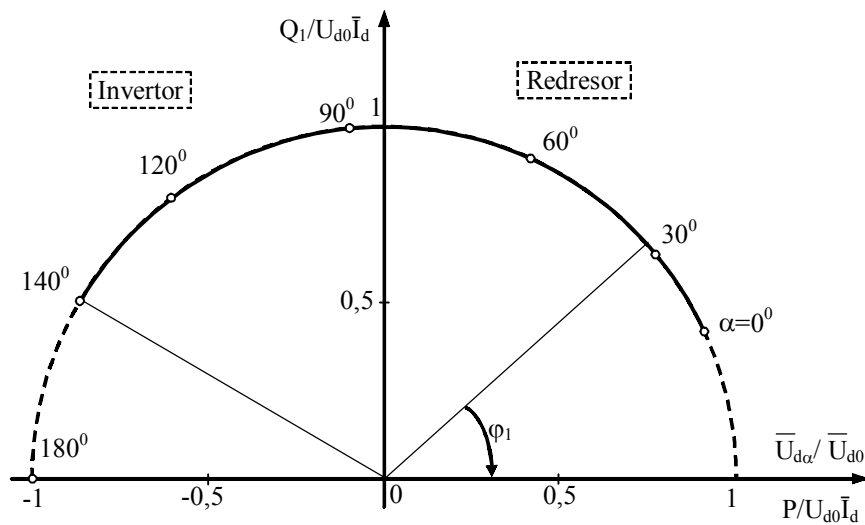


Fig.3.23. Puterea reactivă a unui redresor, considerând fenomenul de comutație, $\bar{u}_\mu=0,1$.

Datorită comutației reale, punctele care reprezintă diverse unghiuri de comandă α se găsesc deplasate pe semicercul diagramei puterilor, Fig.3.23, în raport cu situația în care se neglijează comutația, Fig.3.22.

3.3.4. Reducerea puterii reactive absorbite de redresoare

Reducerea puterii reactive de comandă absorbite de redresoare este posibilă prin înserierea a două sau mai multe redresoare de același tip, [9], [21]. Redresoarele sunt comandate independent unul față de celălalt, după principiul comenzii secvențiale (succesive) sau decalate. Dacă redresoarele sunt conectate la același transformator, fiecare se alimentează de la o înfășurare secundară separată, pentru evitarea scurtcircuitului. În Fig.3.24 este reprezentată schema de principiu a unui montaj cu două redresoare în serie. Studiul funcționării se face în ipoteza comutației instantanee, curentul continuu \bar{I}_d fiind considerat constant și,

pentru început, luând $\alpha_{\max} = 180^\circ$, deci neglijând unghiul de siguranță, necesar funcționării ca inverter.

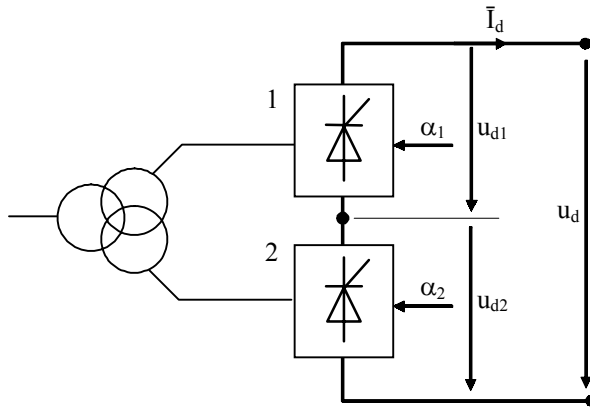


Fig.3.24. Conectarea în serie a două redresoare comandate secvențial.

Fiecare din cele două redresoare, pentru $\alpha_1 = \alpha_2 = 0$, furnizează tensiunea maximă, $\frac{\bar{U}_{d0}}{2}$, unde \bar{U}_{d0} este tensiunea continuă maximă la ieșirea montajului serie, Fig.3.25. Pentru micșorarea tensiunii continue $\bar{U}_{d\alpha}$, la ieșirea montajului se menține constant unghiul de comandă al redresorului 2 la valoarea zero ($\alpha_2 = 0$) și se modifică α_1 între zero și 180° . În aceste condiții, tensiunea la ieșirea redresorului 1, $\bar{U}_{d\alpha1}$, descrește de la $\frac{\bar{U}_{d0}}{2}$ la $-\frac{\bar{U}_{d0}}{2}$, astfel încât tensiunea continuă totală devine:

$$\bar{U}_{d\alpha} = \bar{U}_{d\alpha1} + \bar{U}_{d\alpha2} = -\frac{\bar{U}_{d0}}{2} + \frac{\bar{U}_{d0}}{2} = 0. \quad (3.31)$$

Puterea reactivă Q_1 variază după semicercul I și atinge valoarea maximă de $0,5\bar{U}_{d0}\bar{I}_d$. În continuare este menținut constant unghiul de

comandă al redresorului 1 la valoarea de 180° și se modifică α_2 între zero și 180° .

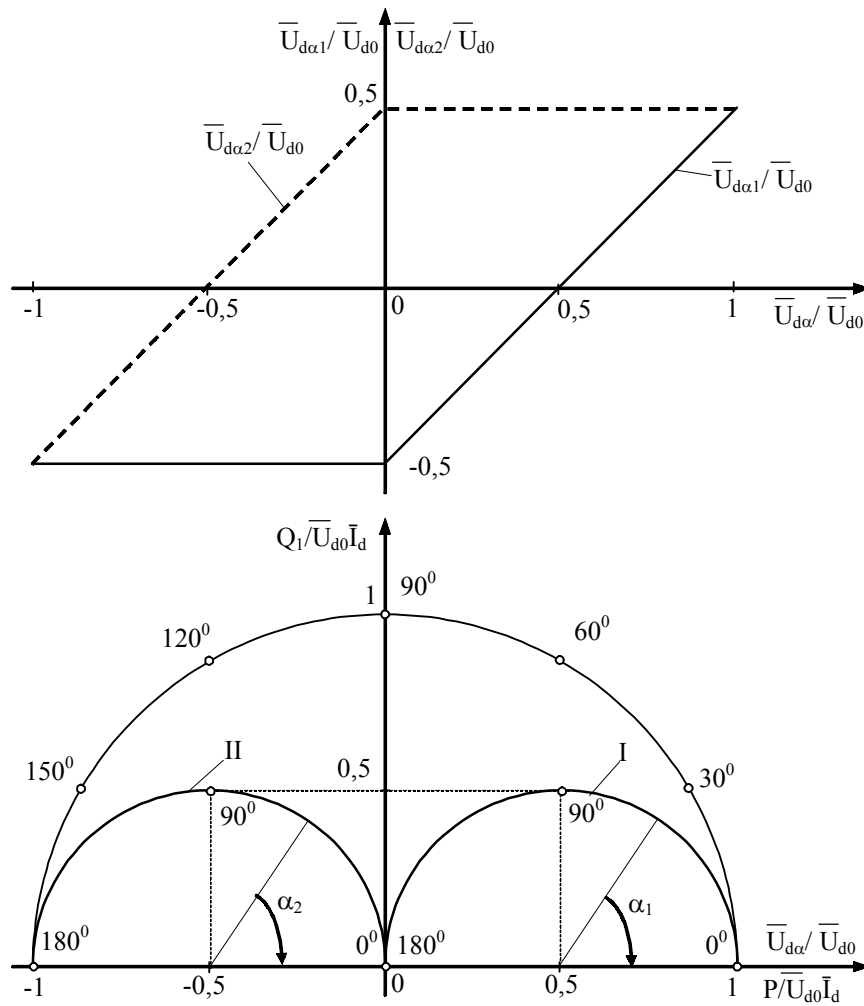


Fig.3.25. Comanda secvențială cu două redresoare în serie.

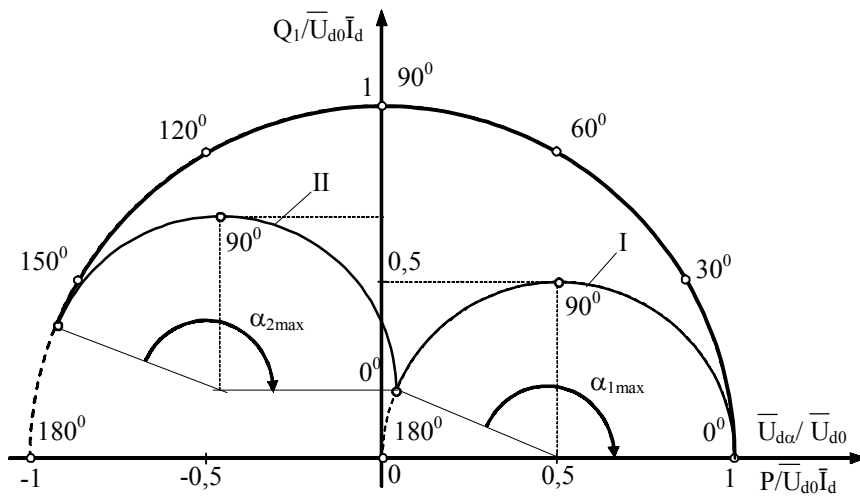


Fig.3.26. Reducerea puterii reactive absorbite pentru α_{1max} și $\alpha_{2max} < 180^\circ$.

Tensiunea continuă totală, la final când $\alpha_1 = \alpha_2 = 180^\circ$, devine negativă egală cu $-\bar{U}_{d0}$. Redresorul 1 funcționează în regim de invertor pentru $-\bar{U}_{d0} \leq \bar{U}_{d\alpha} \leq \frac{\bar{U}_{d0}}{2}$, iar redresorul 2 pentru $-\bar{U}_{d0} \leq \bar{U}_{d\alpha} \leq -\frac{\bar{U}_{d0}}{2}$.

Cu ajutorul comenzii secvențiale a celor două redresoare în serie puterea reactivă maximă este jumătate din puterea reactivă, $(\bar{U}_{d0}\bar{I}_d)$, care este absorbită când avem un singur redresor. În cazul în care se leagă în serie trei redresoare care sunt comandate secvențial unul în raport cu celălalt, puterea reactivă de comandă absorbită este o treime din $(\bar{U}_{d0}\bar{I}_d)$.

În Fig.3.26 este prezentat același principiu al comenzii secvențiale cu deosebirea, față de cazul anterior, că unghiurile de

comandă se modifică între zero și o valoare maximă, $\alpha_{\max} < 180^{\circ}$. În această situație, față de cazul precedent, se observă o creștere a puterii reactive de comandă absorbite.

Fenomenul comutației are o influență negativă asupra caracteristicilor montajului serie al redresoarelor. Pe de o parte, domeniul de variație al tensiunii continue de ieșire al montajului serie este mai mic față de cazul ideal $(-\bar{U}_{d0}, \bar{U}_{d0})$, iar pe de altă parte, fenomenul comutației conduce la creșterea puterii reactive absorbite Q_1 , datorită apariției puterii reactive de comutație, Fig.3.23.

În acest caz, montajul cu trei sau mai multe redresoare înseriate devine neatractiv, deoarece puterea reactivă datorată comutației devine importantă și nu se realizează o reducere semnificativă a puterii reactive față de cazul când montajul are numai două redresoare.

3.3.5. Pulsațiile tensiunii redresate

În cazul neglijării fenomenului de comutație, tensiunea de mers în gol a unui redresor, u_d , este formată din n segmente de sinusoidă pe o perioadă T , a tensiunii rețelei de alimentare.

În Fig.3.27 sunt prezentate evoluțiile tensiunii redresate, la mersul în gol, pentru două valori ale unghiului de comandă ($\alpha = 0^{\circ}$, $\alpha \neq 0^{\circ}$).

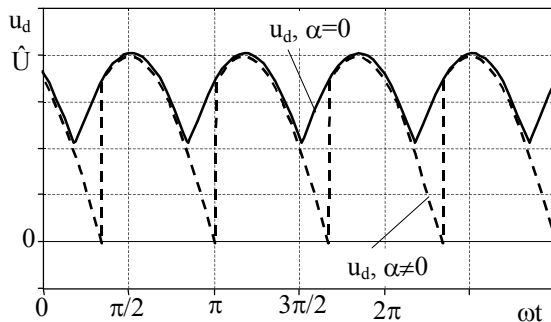


Fig.3.27. Tensiunea redresată.

Pentru un redresor necomandat cu sarcină normală (rezistiv-inductivă, $\omega L \gg R$), valoarea medie a tensiunii redresate se poate calcula prin relațiile determinate în subcapitolele anterioare sau cu expresia:

$$\bar{U}_{d0} = \hat{U} \frac{n}{\pi} \sin \frac{\pi}{n}, \quad (3.32)$$

unde \hat{U} este valoarea vârf a tensiunii redresate u_d , iar $n \geq 2$ -indicele de pulsație sau numărul de segmente de sinusoidă pe o perioadă T .

Valoarea efectivă a tensiunii redresate este dată de relația:

$$U_{d0} = \frac{\hat{U}}{\sqrt{2}} \sqrt{1 + \frac{n}{2\pi} \sin \frac{2\pi}{n}}. \quad (3.33)$$

Pentru diverse scheme de redresare, în Tab.3.3 sunt prezentate valorile factorului de formă f_F , respectiv de modulație f_M , pentru tensiunea redresată u_d ($\alpha = 0^0$) din Fig.3.27.

Tab.3.3. Valori ale factorului de forma și de modulație, pentru $\alpha=0^0$

	Indicele de pulsație, n				
	Tipul redresorului				
	2	3	6	12	18
	P2, PD2	P3	P6, PD3, S3	PD3 și S3	S9
f_F	1,1107	1,01655	1,00088	1,000052	1,00001
f_M	0,4834	0,1827	0,04196	0,01028	0,00455

Ținând seama de dezvoltarea în serie Fourier a tensiunii redresate u_d (care conține doar termenii sinusoidali de pulsație $kn\omega$), pentru valoarea de vârf a armonicii de ordinul $j = kn$ se obține expresia:

$$\hat{U}_j = \bar{U}_{d0} \frac{2 \cdot (-1)^k}{1 - k^2 n^2}, \quad k = 1, 2, 3, \dots, \quad (3.34)$$

Valorile raportului $\frac{\hat{U}_j}{\bar{U}_{d0}}$ sunt date în Tab.3.4.

Tab.3.4. Valori ale raportului \hat{U}_j / \bar{U}_{d0}

Armonica, j	Indicele de pulsație, n				
	2	3	6	12	18
2	0,666667	-	-	-	-
3	-	0,25	-	-	-
4	-0,133333	-	-	-	-
5	-	-	-	-	-
6	0,057143	-0,057142	0,057143	-	-
7	-	-	-	-	-
8	-0,03175	-	-	-	-
9	-	0,025	-	-	-
10	0,020202	-	-	-	-
11	-	-	-	-	-
12	-0,01399	-0,013986	-0,01399	0,0139860	-
18	0,006192	-0,006191	0,006192	-	0,0061919
24	-0,00348	-0,003478	-0,00348	-0,003478	-
36	-0,00154	-0,001544	-0,00154	0,0015444	-0,001544
48	-0,00087	-0,000868	-0,00087	-0,000868	-
54	0,000686	-0,000686	0,000686	-	0,0006861

Cu privire la mărimile și valorile din Tab.3.3 și Tab.3.4, se pot face următoarele precizări:

- cu cât indicele de pulsație n este mai mare, cu atât factorul de formă f_F se apropie de valoarea unitară și factorul de modulație, f_M , scade (calitatea tensiunii redresate crește);
- existența unei anumite armonici de tensiune este impusă de tipul redresorului. Valoarea de vârf a armonicii depinde de ordinul acesteia și este independentă de tipul redresorului.

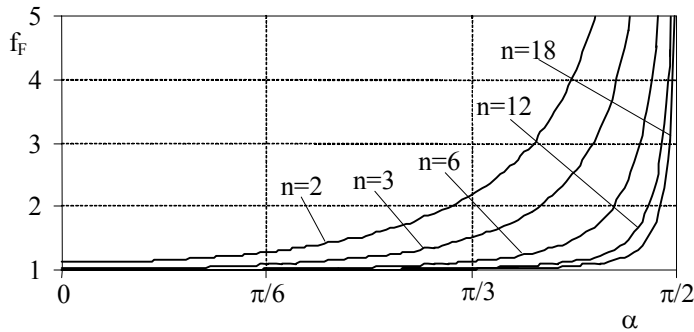


Fig.3.28. Factorul de formă al redresorului comandat.

În cazul unui redresor comandat, valoarea medie a tensiunii redresate u_d ($\alpha \neq 0$) se calculează prin multiplicarea cu factorul ($\cos \alpha$) a valorii medii corespunzătoare unui redresoarelor necomandat:

$$\bar{U}_{d\alpha} = \bar{U}_{d0} \cos \alpha. \quad (4.177)$$

Valoarea efectivă, pentru redresorul comandat ($\alpha \neq 0$), este dată de relația:

$$U_{d\alpha} = \frac{\hat{U}}{\sqrt{2}} \sqrt{1 + \frac{n}{2\pi} \sin \frac{2\pi}{n} \cos 2\alpha}. \quad (4.178)$$

În Fig.3.28 este reprezentată grafic dependența factorului de formă de unghiul de comandă α , pentru o sarcină normală, având drept parametru indicele de pulsație n . Se constată că factorul de formă f_F crește odată unghiul de comandă α , ceea ce reprezintă, de fapt, o reducere a calității tensiunii redresate. La același unghi de comandă, prin creșterea indicelui de pulsație, factorul de formă scade și deci calitatea tensiunii redresate se îmbunătățește.

3.3. Filtre electrice

În vederea îmbunătățirii comportării redresoarelor, ca sursă de tensiune pentru consumator, respectiv ca sarcină pentru rețeaua de alimentare, se recomandă utilizarea de filtre electrice, conectate atât pe partea de c.c., cât și pe cea de c.a. Uzuale sunt filtrele pasive, respectiv active.

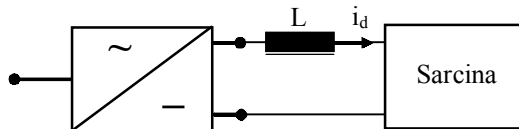


Fig.3.29. Filtru inductiv.

3.3.1. Filtre electrice pasive

Filtrele pasive de pe partea de c.c. a redresoarelor se folosesc pentru a reduce ondulația curentului sau a tensiunii redresate de la ieșirea acestora. Filtrele pot fi de tip inductiv, capacitiv, respectiv inductiv-capacitiv. Pentru ca filtrul să nu înrăutățească regimul de funcționare al sarcinii, se impune ca impedanța acestuia să fie de valori mici. La alegerea tipului și parametrilor filtrului, este necesar să se aibă în vedere influența sa asupra funcționării redresorului, atât în regim staționar, cât și în regim tranzitoriu.

Filtrul inductiv este constituit dintr-o bobină (inductanță) conectată în serie cu sarcina, Fig.3.29, având rolul de a reduce ondulația curentului continuu, i_d . Bobina este realizată pe miez de fier cu întrefier, pentru a se evita saturația.

Dezavantajele bobinei de filtrare sunt:

- efectul de filtrare depinde de sarcină;
- determină apariția de pierderi suplimentare de putere activă în rezistența bobinei;
- produce supratensiuni la deconectarea sarcinii;

- crește timpul de răspuns al circuitului de sarcină datorită măririi constantei de timp a acestui circuit.

Filtrul capacitiv este constituit dintr-un condensator conectat în paralel cu sarcina, Fig.3.30, având drept scop micșorarea pulsației tensiunii redresate.

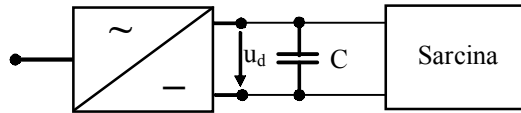


Fig.3.30. Filtru capacitiv.

Filtrele capacitive nu se recomandă pentru redresoarele de putere, deoarece înrăutățesc forma curenților în dispozitivele semiconductoare și în înfășurările transformatorului. Astfel, cresc pierderile în dispozitivele semiconductoare și conținutul de armonici în rețeaua de alimentare. Dimpotrivă, pentru redresoarele de mică putere, la care nu se pune problema îmbunătățirii parametrilor energetici (indice de pulsație mic), se recomandă utilizarea filtrelor capacitive.

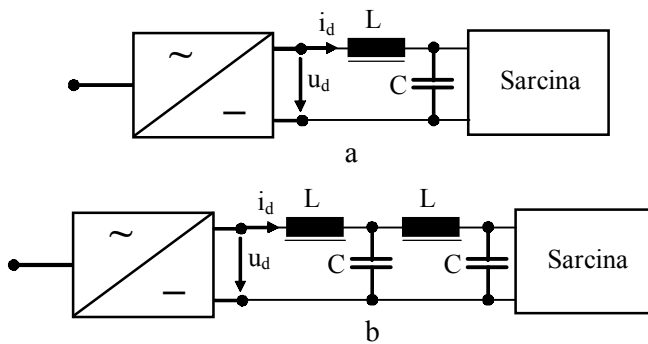


Fig.3.31. Filtre trece-jos: a-cuadripol în Γ ; b-cuadripol în Π .

Filtrele de tip inductiv-capacitiv funcționează ca filtre “trece-jos”, pentru a atenua armonicile superioare sau ca filtre rezonante, acordate pe anumite armonici.

Filtrele “trece-jos” sunt cuadripoli în Γ sau Π conectați la ieșirea redresorului, Fig.3.31, aceste filtre fiind mult mai performante decât cele inductive sau capacitive. Condensatorul C reduce pulsația tensiunii redresate u_d , iar inductanța L netezește curentul continuu i_d , Fig.3.31a.

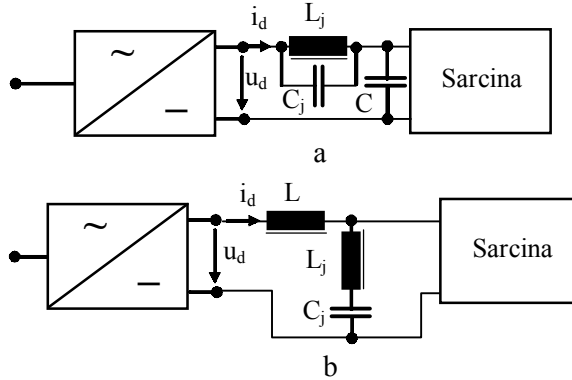


Fig.3.32. Filtre rezonante: a-tip dop, în Γ ; b-de rejecție, în Γ .

Filtrele rezonante posedă o capacitate de filtrare mare pentru anumite armonici ale curentului sau tensiunii. Funcționarea lor se bazează pe fenomenul rezonanței de curent (filtre dop) sau pe fenomenul rezonanței de tensiune (filtre de rejecție). În Fig.3.32a este prezentat un filtru în Γ cu circuit rezonant de curent, iar în Fig.3.32b un filtru în Γ cu ramură rezonantă de tensiune. Circuitul L_j, C_j este acordat pe armonica “j” care este astfel scurtcircuitată.

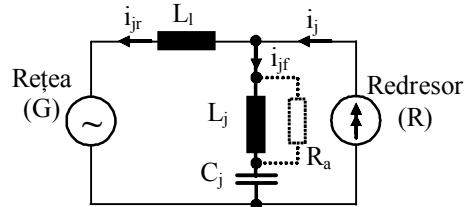


Fig.3.33. Filtrarea oscilației armonice de rangul j .

Filtrele pasive de pe partea de c.a. a redresoarelor sunt filtre rezonante, acordate pe principalele armonici ale curenților absorbiți din rețea și au rolul de a împiedica aceste armonici să se propage în rețea. Pentru rețea, redresorul poate fi privit ca un generator de armonici de curent. Fie schema electrică echivalentă pentru filtrarea armonicii “j”, Fig.3.33, unde redresorul R este asimilat cu un generator de curent care injectează curentul i_j în rețeaua electrică, reprezentată prin generatorul G și inductanța de linie L_1 . Filtrul $L_j C_j$, conectat în paralel la bornele redresorului, este acordat pe armonica “j”.

Având în vedere teorema de curenți a lui Kirchhoff și efectuând calculul pentru circuitul din Fig.3.33, se obține:

$$\left. \begin{aligned} i_j &= i_{jf} + i_{jr}, \quad \frac{I_{jf}}{I_j} = \frac{\omega_j^2 L_1 C_j}{\omega_j^2 C_j (L_j + L_1) - 1}, \\ \frac{I_{jr}}{I_j} &= \frac{\omega_j^2 L_j C_j - 1}{\omega_j^2 C_j (L_j + L_1) - 1}. \end{aligned} \right\} \quad (3.179)$$

Dacă $I_{jr} = 0$, curentul armonicii “j”, I_j , circulă doar prin filtru, deci nu se propagă spre rețea și, din relația (3.179₃), rezultă:

$$\omega_j^2 L_j C_j - 1 = 0, \quad \omega_j = \frac{1}{\sqrt{L_j C_j}}, \quad f_j = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_j C_j}}, \quad (3.180)$$

ceea ce înseamnă că filtrul trebuie să fie acordat pe frecvența f_j .

Totodată, în relațiile (3.179₂) și (3.179₃) trebuie să se evite ca:

$$\omega_j^2 C_j (L_j + L_1) - 1 = 0, \quad (3.181)$$

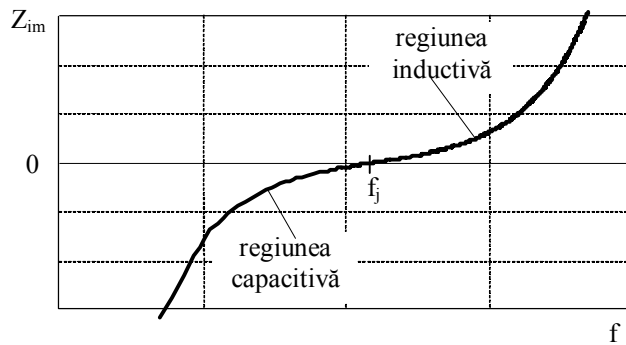


Fig.3.34. Impedanța filtrului LC, acordat pe frecvența f_j .

deoarece, în acest caz, curenții spre rețea și filtru devin foarte mari. Se evită această situație prin realizarea judicioasă a filtrului și prin conectarea, în paralel cu bobina filtrului, a unui rezistor de amortizare R_a . Înfășurarea bobinei filtrului, realizată fără miez de fier, trebuie să aibă pierderi minime prin efect pelicular.

Filtrul acordat pe frecvența f_j are un comportament inductiv pentru frecvențe superioare frecvenței f_j . Riscul rezonanței poate apărea la frecvențe mai mici decât f_j , deoarece filtrul are un comportament capacitiv, Fig.3.34.

Dacă se dorește suprimarea mai multor armonici, la intrarea redresorului se conectează un număr corespunzător de filtre. De exemplu, în cazul unui redresor tip PD3, sunt suficiente trei filtre LC acordate pe armonicile 5, 7 și 12.

Filtrul acordat pe armonica 12 va acționa și asupra curenților corespunzători armonicilor 11 și 13, Fig.3.35. Pentru a se evita rezonanța, în acest caz, filtrul acordat pentru armonica 5 se conectează primul în circuit și se deconectează ultimul.

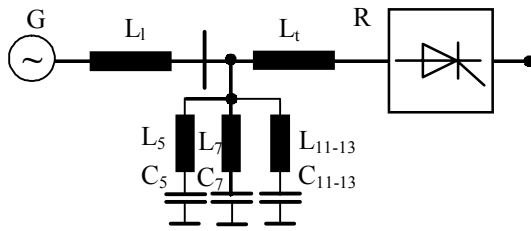


Fig.3.35. Filtrarea armonicelor 5, 7, 11, 12, 13, în cazul redresorului PD3.

3.3.2. Filtre active

Filtrele active, comandate fie în curent, fie în tensiune, pot fi, după modul de conectare, de tip serie sau paralel.

Filtrul activ paralel este un circuit conectat în paralel cu o sarcină poluantă, având rolul de a absorbi, în totalitate sau în parte, curenții reactivi și armonici produși de aceasta. Astfel, rețeaua de alimentare va furniza un curent sinusoidal, oscilând în fază cu tensiunea sau, cel puțin, un curent mai puțin perturbat.

Curentul i_r (Fig.3.36), absorbit de redresor conține, în afară de componenta sa activă, i_{r1a} , corespunzătoare părții active a fundamentalei i_{r1} , un curent reactiv, i_{r1r} și curenți armonici, i_{rh} . Astfel, se poate scrie:

$$\left. \begin{aligned} i_r &= i_{r1a} + i_{r1r} + \sum_h i_{rh}, \\ i_r &= \sqrt{2}I_{r1a} \sin \omega t + \sqrt{2}I_{r1r} \cos \omega t + \sum_h \sqrt{2}I_{rh} \sin(h\omega t - \varphi_h). \end{aligned} \right\} (3.182)$$

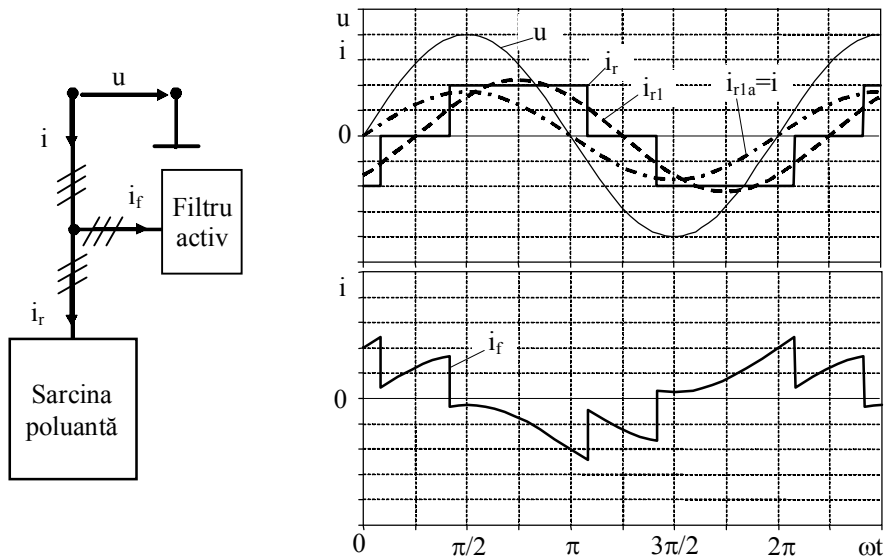


Fig.3.36. Filtru activ paralel.

Rețeaua de alimentare se consideră depoluată dacă furnizează curenți $i(t)$ sinusoidali, oscilând în fază cu tensiunile de fază, $u(t)$ ale rețelei de alimentare, deci dacă $i = i_{r1a}$. Pentru ca acest lucru să fie posibil indiferent de sarcina poluantă, curenții i_f , absorbiți de filtrul activ, trebuie să respecte condiția $i_f = i_{r1a} - i_r$. Deoarece curenții poluanți pot avea o evoluție oarecare, filtrul activ trebuie să posede capacitatea de a absorbi curenți de orice formă.

Filtrul activ din Fig.3.36 elimină toate armonicile de curent și compensează toată puterea reactivă. Pentru o sarcină poluantă dată, se poate compensa puterea reactivă sau se pot elimina fie toate armonicile, fie doar unele dintre ele. În prezent, ținând cont de strategiile de comandă, sunt dezvoltate două tipuri de filtre active, destinate respectiv compensării puterii reactive și filtrării armonicilor.

Filtre active serie. În Fig.3.37 sunt date schemele de principiu ale conectării unui filtru activ serie monofazat, respectiv trifazat.

Conectarea filtrului activ trifazat se realizează prin intermediul unui transformator. După modul în care convertoarele ce compun filtrele active sunt comandate (în tensiune sau curent), ele permit depoluarea fie a tensiunii de alimentare a sarcinii, fie a curentului absorbit de la rețea.

Când tensiunile rețelei de alimentare sunt poluate armonic, legarea unui filtru activ serie permite menținerea tensiunii sinusoidale la bornele sarcinii. De exemplu, în monofazat se comandă filtrul activ pentru a genera o tensiune u_f , astfel încât tensiunea la bornele sarcinii, $u_r = u - u_f$, să fie sinusoidală (Fig.3.37a).

Dacă sarcina absoarbe un curent poluat, filtrul activ serie, comandat în tensiune, nu îl poate corecta, curentul de linie fiind mereu egal cu cel de sarcină.

Filtrul activ serie comandat în tensiune poate fi instalat pe sarcini poluante deja prevăzute cu filtre pasive. Ele permit, în acest caz, să fie evitate fenomenele de antirezonanță (datorate interacțiunii dintre filtrele pasive și impedanța rețelei), împiedicând armonicile de tensiune dinspre rețea să excite această antirezonanță.

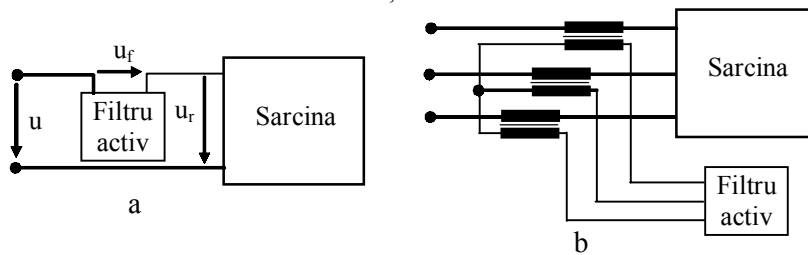


Fig.3.37. Filtru activ serie: a-monofazat; b-trifazat.

Filtrul activ serie controlat în curent impune un curent de sarcină, de formă sinusoidală și în fază cu tensiunea rețelei. Curentul absorbit de la rețea fiind mereu egal cu cel de sarcină, devine de asemenea sinusoidal și în fază cu tensiunea rețelei. Referința de amplitudine a acestui curent poate rezulta, ca și pentru comanda filtrelor active paralele, din reglarea mărimii de stare de pe partea de curent continuu a convertorului din componența filtrului activ.

3.4. Variatoare de c.a. Fenomenul de flicker

Fenomenul de flicker este o perturbație electromagnetică ce poate însoți funcționarea unor aplicații ale electricității (variatoare de c.a., cuptoare cu arc etc.), constând în producerea unor fluctuații ale tensiunii de alimentare, cu efect de pâlpare a surselor luminoase.

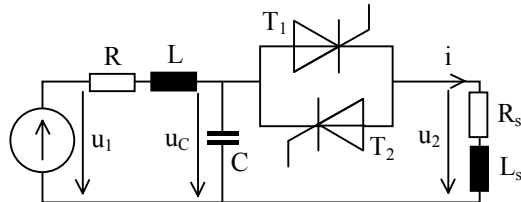


Fig.3.38. Variator monofazat de curent alternativ.

Frecvența fenomenului, în domeniul 0,5-25 Hz, poate jena persoanele aflate în ateliere, birouri sau locuințe, creând o stare vizibilă de oboseală și nervozitate, cu intensitate maximă la frecvența de 10 Hz. Afectează un număr mare de persoane, dacă perturbațiile apar în rețeaua publică de distribuție cu energie electrică (MT, JT).

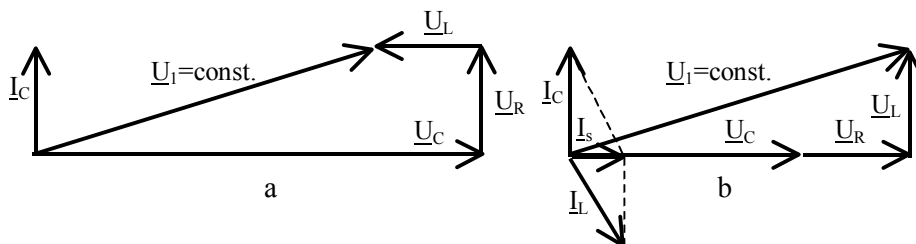


Fig.3.39. Diagrame fazoriale: a-tiristoarele T_1, T_2 în stare blocată și $I=I_c$; b-tiristoarele T_1, T_2 în conducție.

În Fig.3.38 este reprezentată schema electrică a unui variator monofazat de c.a., comandat prin tren de impulsuri. Capacitatea de compensare C se conectează în amonte de tiristoarele T_1, T_2 , astfel încât acestea să nu fie solicitate de supracurenții care ar apărea la trecerea tiristoarelor în conducție, prin conectarea condensatoarelor.

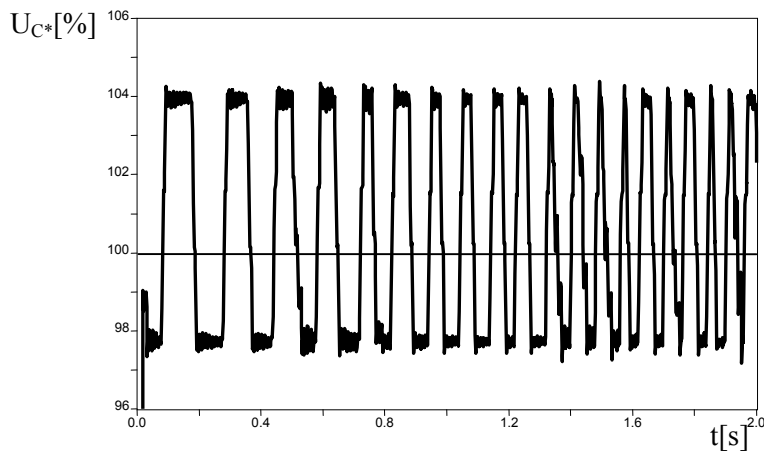


Fig.3.40. Simularea în EMTP a fenomenului de flicker.

Această cerință introduce însă dezavantajul apariției fenomenului de flicker care apare ca variație periodică a tensiunii \underline{U}_C (Fig.3.39), considerată între cele două stări (blocate, în conducție) ale tiristoarelor din schemă.

În Fig.3.40 este reprezentată curba tensiunii $U_C=U_C(t)$, exprimată în unități relative (prin raportare la tensiunea nominală), obținută prin simularea în mediul software EMTP a fenomenului de flicker, produs cu frecvență variabilă.

Combaterea fenomenului de flicker se obține prin:

- creșterea puterii de scurtcircuit a rețelei;
- alimentarea receptoarelor producătoare de flicker la o treaptă superioară de tensiune, pentru creșterea puterii de scurtcircuit pe bara de consum;
- alimentarea receptoarelor care dau șocuri de putere reactivă prin linii compensate longitudinal;
- alimentarea cuptoarelor în c.c., prin intermediul redresoarelor;
- utilizarea stabilizatoarelor de tensiune la consumator.

Capitolul 3

PERTURBAȚII SPECIFICE DISPOZITIVELOR SEMICONDUCTOARE ȘI CONVERTOARELOR ELECTRONICE DE PUTERE

3.1.1. Dioda

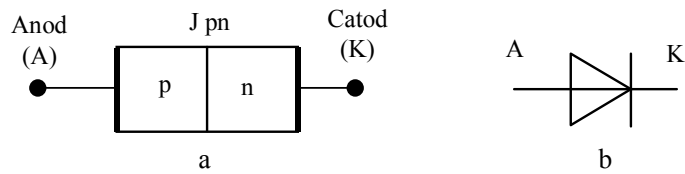


Fig.3.1. Dioda: a-structura; b-simbolul grafic.

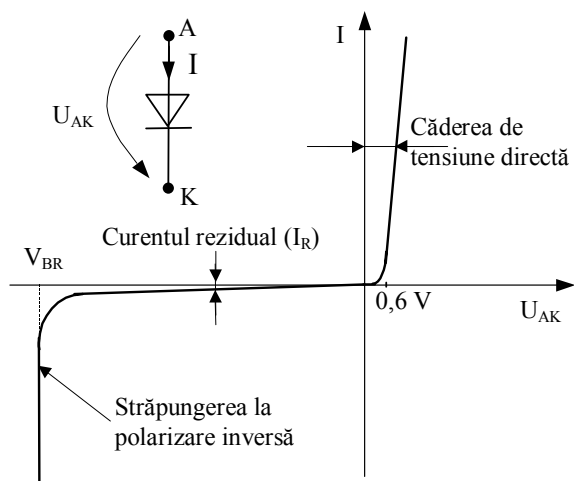


Fig.3.2. Caracteristica volt-amper statică a diodei.

3.1.2. Tiristorul

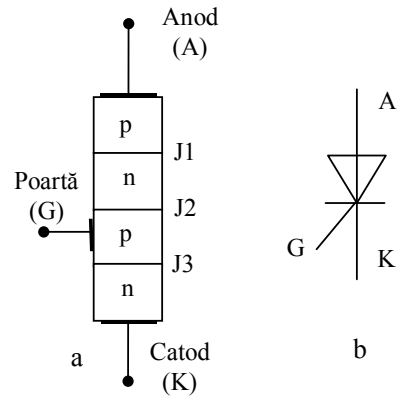
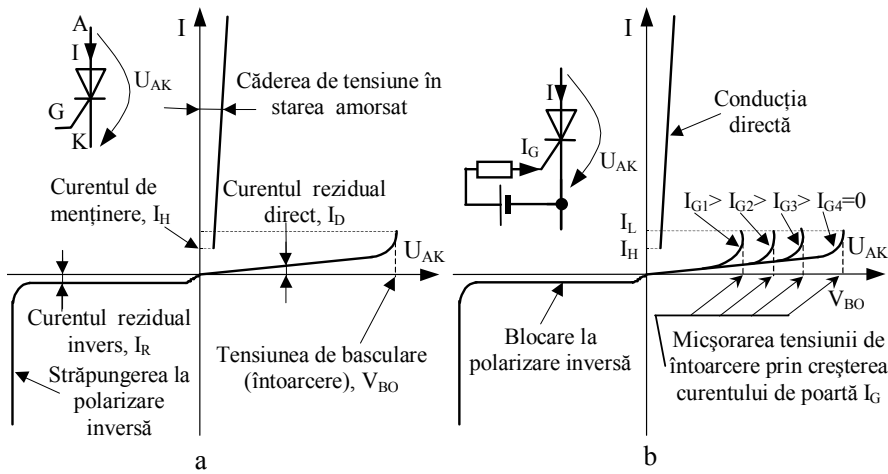


Fig.3.4 Tiristorul: a-structură; b-simbol.

Fig.3.5. Caracteristica volt-ampere statică a tiristorului:
a-curentul $I_G=0$; b-curentul $I_G>0$.

3.1.3. Triacul

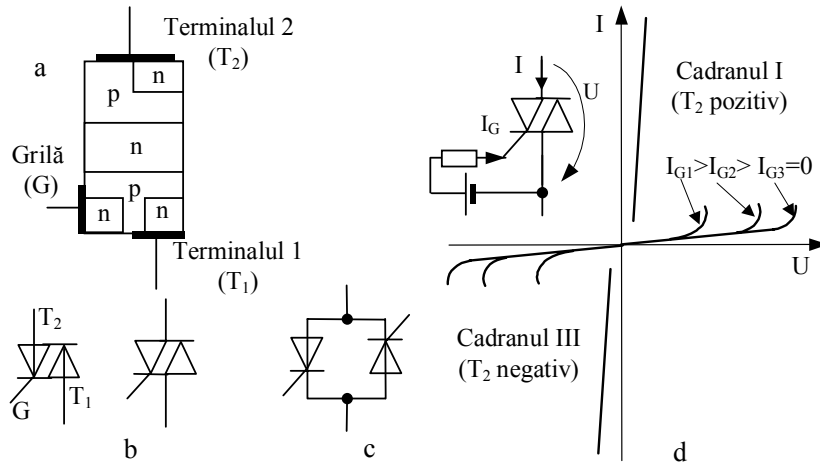


Fig.3.6. Triacul: a-structură; b-simbol; c-tiristoare în conexiune antiparalel; d-caracteristica volt-ampere statică.

3.1.4. Tiristorul cu blocare pe poartă

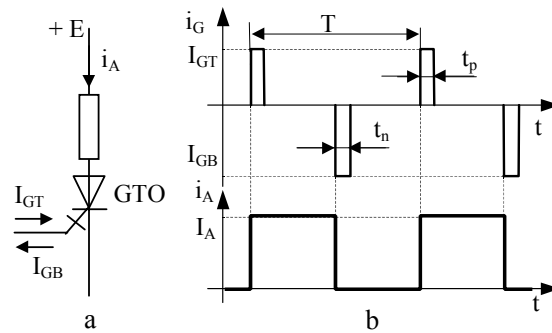


Fig.3.7. Tiristorul GTO: a-simbol; b-impulsurile de comandă și curentul anodic.

3.3. Perturbații specifice redresoarelor de putere

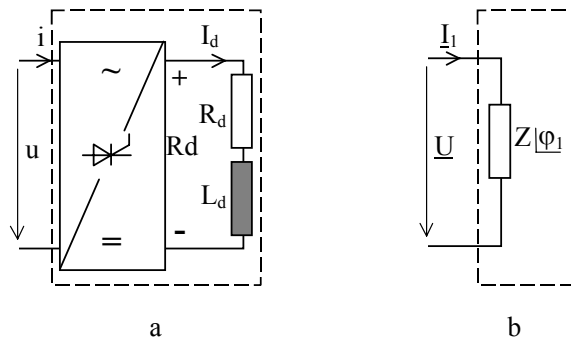
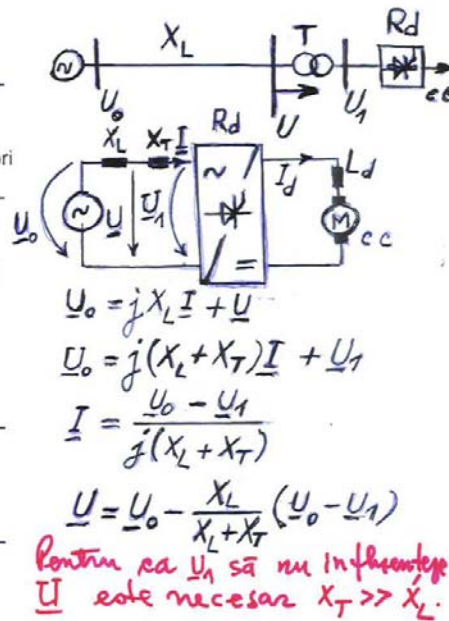
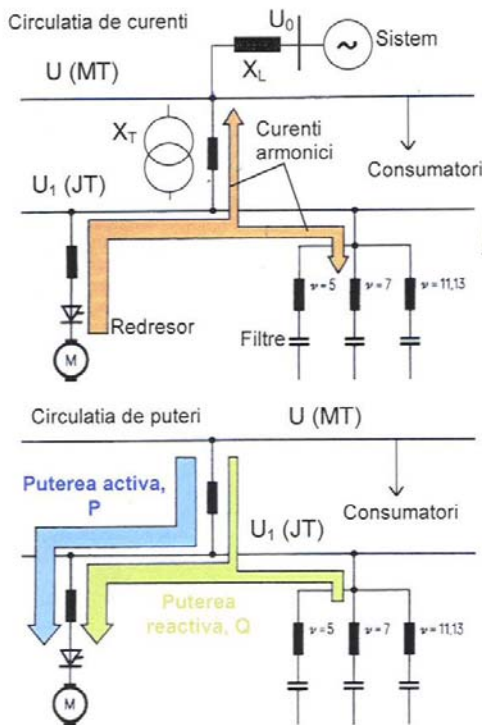
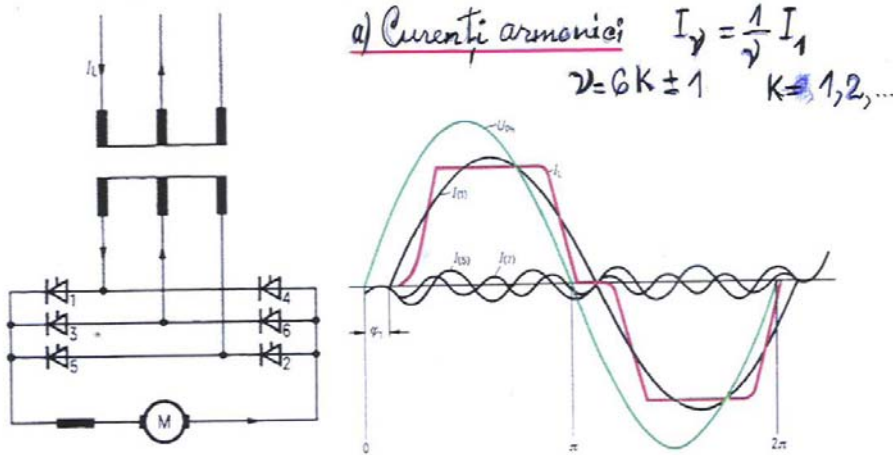


Fig.3.13. Echivalența pentru rețea a unui redresor de putere.

3.3.1. Deformarea curentului în rețeaua de alimentare

PERTURBAȚII PRODUSE DE INSTALAȚIILE DE REDRESARE



3.3.2. Perturbații ale tensiunii de alimentare

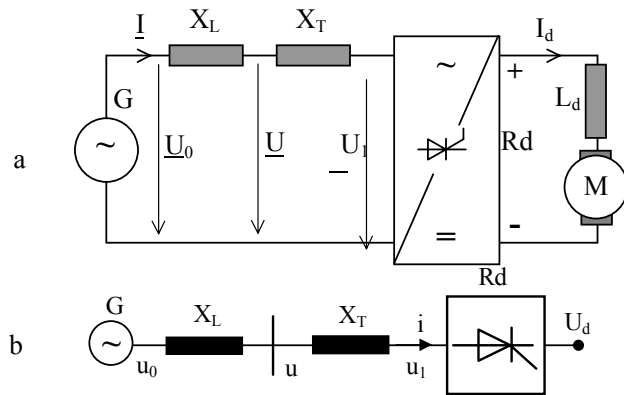


Fig.3.20. Schema rețelei de alimentare a unui redresor.

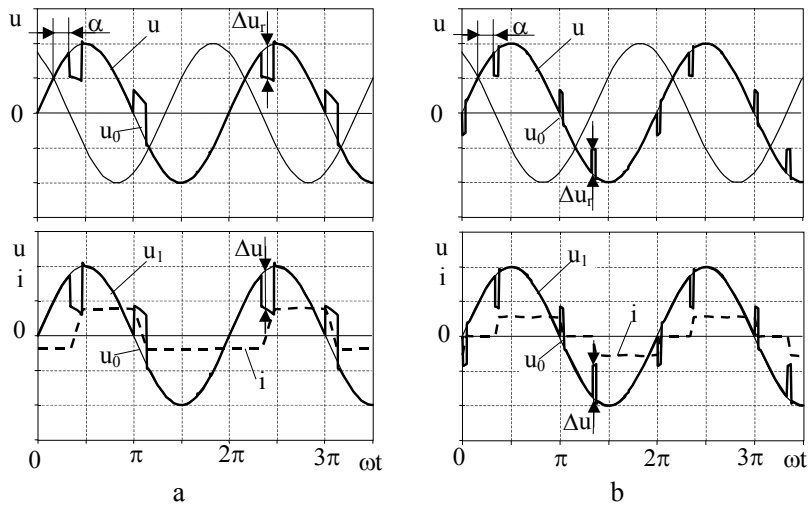


Fig.3.21. Perturbația tensiunii de rețea: a-redresor P3; b-redresor PD3.

Corespunzător schemei din Fig.3.20a, se pot scrie ecuațiile:

$$\underline{U}_0 = jX_L \underline{I} + \underline{U}, \quad \underline{U}_0 = j(X_L + X_T) \underline{I} + \underline{U}_1, \quad (3.12)$$

de unde rezultă:

$$\underline{I} = \frac{\underline{U}_0 - \underline{U}_1}{j(X_L + X_T)}, \quad \underline{U} = \underline{U}_0 - \frac{X_L}{X_L + X_T} (\underline{U}_0 - \underline{U}_1) \quad (3.13)$$

Potrivit relației (3.13₂), pentru ca tensiunea u să fie cât mai puțin influențată de tensiunea u_1 de la bornele redresorului, este necesar ca reactanțele rețelei și transformatorului să fie cât mai mari.

Perturbația tensiunii rețelei, Δu_r , în raport cu tensiunea sinusoidală a sistemului, u_0 , se definește prin relația:

$$\Delta u_r = \frac{X_L}{X_L + X_T} \Delta u, \quad (3.14)$$

unde Δu este diferența dintre tensiunea sinusoidală și cea de la bornele redresorului.

Se constată că perturbația tensiunii rețelei depinde de reactanțele rețelei de alimentare și ale transformatorului de rețea, inductanțe care formează un divizor de tensiune. Pentru ca perturbația tensiunii rețelei să fie cât mai mică, este necesar ca inductanța transformatorului să fie cât mai mare în raport cu inductanța rețelei. Dacă din schema de alimentare a redresorului lipsește transformatorul, tensiunile la bornele redresorului și la rețea sunt identice. În acest caz, pentru a reduce deformația tensiunii rețelei, redresorul se conectează prin intermediul unor inductanțe de comutație.

3.3.3. Puterea activă și reactivă a redresoarelor

Puterea activă și reactivă absorbită de redresoare se determină considerând tensiunea rețelei de alimentare ca fiind sinusoidală. Deoarece curenții absorbiți sunt nesinusoidali și luând în considerare ipoteza anterioară, se consideră că doar fundamentală curențului determină puterea activă și reactivă.

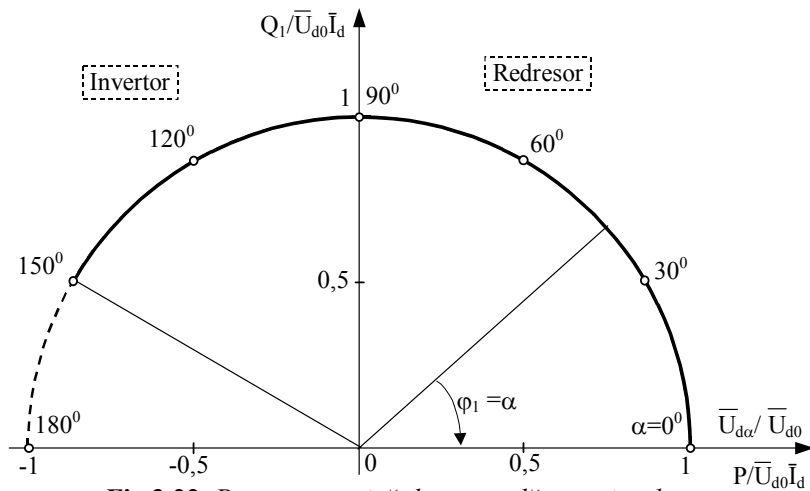


Fig.3.22. Puterea reactivă de comandă a unui redresor.

Puterile activă și reactivă absorbite de un redresor monofazat se determină utilizând relațiile:

$$P = U_r I_1 \cos \varphi_1, \quad Q_1 = U_r I_1 \sin \varphi_1, \quad (3.15)$$

respectiv pentru un redresor trifazat:

$$P = 3U_f I_1 \cos \varphi_1, \quad Q_1 = 3U_f I_1 \sin \varphi_1, \quad (3.16)$$

unde U_f este tensiunea de fază a rețelei, I_1 —valoarea efectivă a fundamentalei curentului, iar φ_1 —defazajul unei fundamentale a curentului față de tensiunea de fază a rețelei.

Indiferent de tipul redresorului, puterea activă dată de relațiile (3.15), (3.16) sunt egale cu puterea pe partea de c.c. Dacă se consideră comutația instantanee (sunt neglijate pierderile) și faptul că unghiul de defazaj al fundamentalei curentului este egal cu unghiul de comandă ($\varphi_1 = \alpha$), pentru puterile absorbite din rețea rezultă:

$$P = \bar{U}_{d0} \bar{I}_d \cos \alpha = \bar{U}_{d\alpha} \bar{I}_d, \quad Q_1 = \bar{U}_{d0} \bar{I}_d \sin \alpha, \quad (3.17)$$

3.3.4. Reducerea puterii reactive absorbite de redresoare

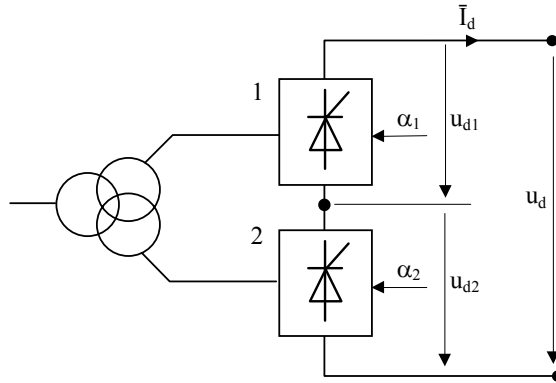


Fig.3.24. Conectarea în serie a două redresoare comandate secvențial.

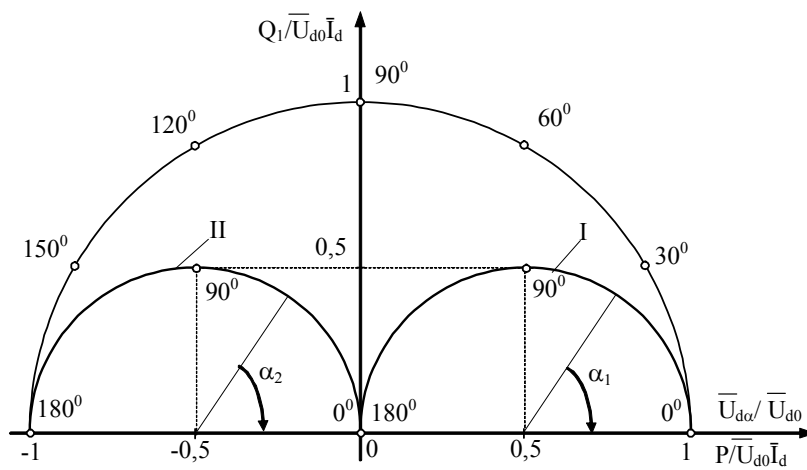


Fig.3.25. Comanda secvențială cu două redresoare în serie.

3.4. Filtre electrice

În vederea îmbunătățirii comportării redresoarelor, ca sursă de tensiune pentru consumator, respectiv ca sarcină pentru rețeaua de alimentare, se recomandă utilizarea de filtre electrice, conectate atât pe partea de c.c., cât și pe cea de c.a. Uzuale sunt filtrele pasive, respectiv active.

3.4.1. Filtre pasive

Filtrele pasive de pe partea de c.c. a redresoarelor se folosesc pentru a reduce ondulația curentului sau a tensiunii redresate de la ieșirea acestora. Filtrele pot fi de tip inductiv, capacitiv, respectiv inductiv-capacitiv. Pentru ca filtrul să nu înrăutățească regimul de funcționare al sarcinii, se impune ca impedanța acestuia să fie de valori mici. La alegerea tipului și parametrilor filtrului, este necesar să se aibă în vedere influența sa asupra funcționării redresorului, atât în regim staționar, cât și în regim tranzitoriu.

Filtrul inductiv este constituit dintr-o bobină (inductanță) conectată în serie cu sarcina, Fig.3.29, având rolul de a reduce ondulația curentului continuu, i_d . Bobina este realizată pe miez de fier cu întrefier, pentru a se evita saturația.

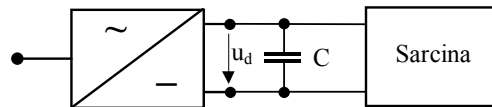


Fig.3.30. Filtru capacitiv.

Dezavantajele bobinei de filtrare sunt:

- efectul de filtrare depinde de sarcină;
- determină apariția de pierderi suplimentare de putere activă în rezistența bobinei;
- produce supratensiuni la deconectarea sarcinii;
- crește timpul de răspuns al circuitului de sarcină datorită măririi constantei de timp a acestui circuit.

Filtrul capacitiv este constituit dintr-un condensator conectat în paralel cu sarcina, Fig.3.30, având drept scop micșorarea pulsației tensiunii redresate.

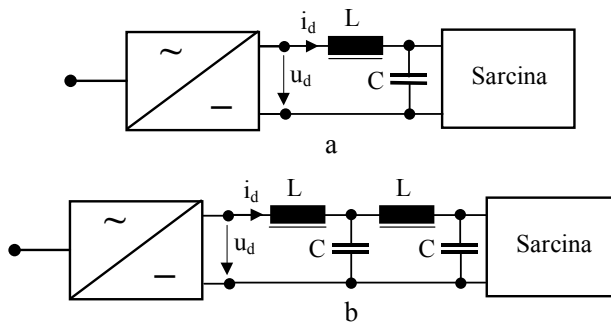


Fig.3.31. Filtre trece-jos: a-cuadripol în Γ ; b-cuadripol în II .

Filtrele capacitive nu se recomandă pentru redresoarele de putere, deoarece înrăutățesc forma curenților în dispozitivele semiconductoare și în înfășurările transformatorului.

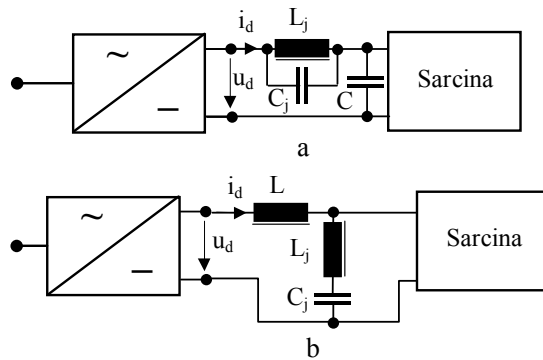


Fig.3.32. Filtre rezonante: a-tip dop, în Γ ; b-de rejecție, în Γ .

Astfel, cresc pierderile în dispozitivele semiconductoare și conținutul de armonici în rețeaua de alimentare.

Dimpotrivă, pentru redresoarele de mică putere, la care nu se pune problema îmbunătățirii parametrilor energetici (indice de pulsație mic), se recomandă utilizarea filtrelor capacitive.

Filtrele de tip inductiv-capacitiv funcționează ca filtre “trece-jos”, pentru a atenua armonicile superioare sau ca filtre rezonante, acordate pe anumite armonici.

Filtrele “trece-jos” sunt cuadripoli în Γ sau Π conectați la ieșirea redresorului, Fig.3.31, aceste filtre fiind mult mai performante decât cele inductive sau capacitive. Condensatorul C reduce pulsația tensiunii redresate u_d , iar inductanța L netezește curentul continuu i_d , Fig.3.31a.

Filtrele rezonante posedă o capacitate de filtrare mare pentru anumite armonici ale curentului sau tensiunii. Funcționarea lor se bazează pe fenomenul rezonanței de curent (filtre dop) sau pe fenomenul rezonanței de tensiune (filtre de rejecție). În Fig.3.32a este prezentat un filtru în Γ cu circuit rezonant de curent, iar în Fig.3.32b un filtru în Γ cu ramură rezonantă de tensiune. Circuitul L_j, C_j este acordat pe armonica “j” care este astfel scurtcircuitată.

Filtrele pasive de pe partea de c.a. a redresoarelor sunt filtre rezonante, acordate pe principalele armonici ale curentilor absorbiți din rețea și au rolul de a împiedica aceste armonici să se propage în rețea.

Pentru rețea, redresorul poate fi privit ca un generator de armonici de curent. Fie schema electrică echivalentă pentru filtrarea armonicii “j”, Fig.3.33, unde redresorul R este asimilat cu un generator de curent care injectează curentul i_j în rețeaua electrică, reprezentată prin generatorul G și inductanța de linie L_1 . Filtrul $L_j C_j$, conectat în paralel la bornele redresorului, este acordat pe armonica “j”.

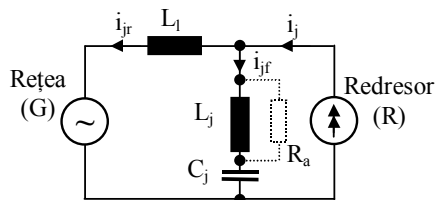


Fig.3.33. Filtrarea oscilației armonice de rangul j .

Având în vedere teorema de curenți a lui Kirchhoff și efectuând calculul pentru circuitul din Fig.3.33, se obține:

$$\left. \begin{aligned} i_j &= i_{jf} + i_{jr}, \quad \frac{I_{jf}}{I_j} = \frac{\omega_j^2 L_1 C_j}{\omega_j^2 C_j (L_j + L_1) - 1}, \\ \frac{I_{jr}}{I_j} &= \frac{\omega_j^2 L_j C_j - 1}{\omega_j^2 C_j (L_j + L_1) - 1}. \end{aligned} \right\} \quad (3.179)$$

Dacă $I_{jr} = 0$, curentul armonicii “j”, I_j , circulă doar prin filtru, deci nu se propagă spre rețea și, din relația (3.179₃), rezultă:

$$\omega_j^2 L_j C_j - 1 = 0, \quad \omega_j = \frac{1}{\sqrt{L_j C_j}}, \quad f_j = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_j C_j}}, \quad (3.180)$$

ceea ce înseamnă că filtrul trebuie să fie acordat pe frecvența f_j . Totodată, în relațiile (3.179₂) și (3.179₃) trebuie să se evite ca:

$$\omega_j^2 C_j (L_j + L_1) - 1 = 0, \quad (3.181)$$

deoarece, în acest caz, curenții spre rețea și filtru devin foarte mari. Se evită această situație prin realizarea judicioasă a filtrului și prin conectarea, în paralel cu bobina filtrului, a unui rezistor de amortizare R_a . Înfășurarea bobinei filtrului, realizată fără miez de fier, trebuie să aibă pierderi minime prin efect pelicular.

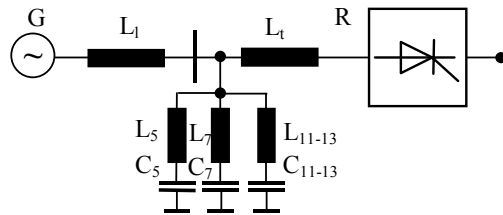


Fig.3.35. Filtrarea armonicelor 5, 7, 11, 12, 13 (redresor PD3).

Filtrul acordat pe frecvența f_j are un comportament inductiv pentru frecvențe superioare frecvenței f_j .

Riscul rezonanței poate apărea la frecvențe mai mici decât f_j , deoarece filtrul are un comportament capacitiv, Fig.3.34.

Dacă se dorește suprimarea mai multor armonici, la intrarea redresorului se conectează un număr corespunzător de filtre.

De exemplu, în cazul unui redresor tip PD3, sunt suficiente trei filtre LC acordate pe armonicile 5, 7 și 12.

Filtrul acordat pe armonica 12 va acționa și asupra curenților corespunzători armonicilor 11 și 13, Fig.3.35.

Pentru a se evita rezonanța, în acest caz, filtrul acordat pentru armonica 5 se conectează primul în circuit și se deconectează ultimul.

3.4.2. Filtre active

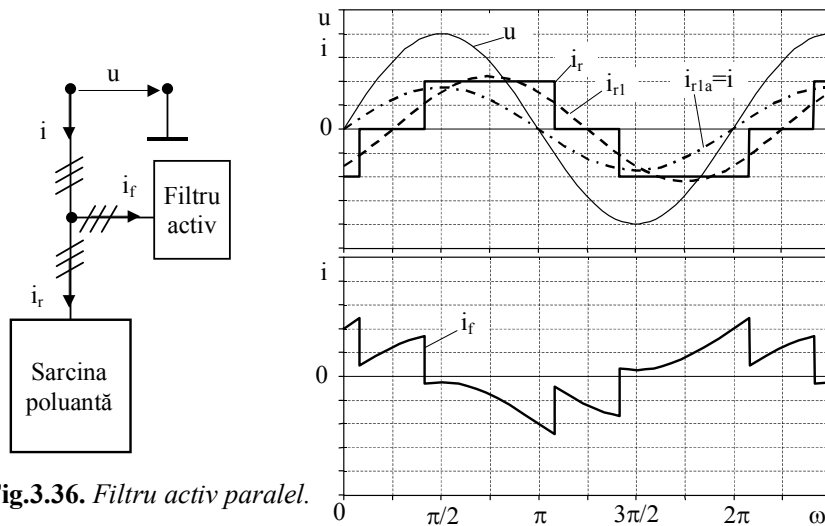


Fig.3.36. Filtru activ paralel.

Filtrele active, comandate fie în curent, fie în tensiune, pot fi, după modul de conectare, de tip serie sau paralel.

Filtrul activ paralel este un circuit conectat în paralel cu o sarcină poluantă, având rolul de a absorbi, în totalitate sau în parte, curenții reactivi și armonici produși de aceasta. Astfel, rețeaua de alimentare va furniza un curent

sinusoidal, oscilând în fază cu tensiunea sau, cel puțin, un curent mai puțin perturbat.

Curentul i_r (Fig.3.36), absorbit de redresor conține, în afară de componenta sa activă, i_{r1a} , corespunzătoare părții active a fundamentalei i_{r1} , un curent reactiv, i_{r1r} și curenți armonici, i_{rh} . Astfel, se poate scrie:

$$\left. \begin{aligned} i_r &= i_{r1a} + i_{r1r} + \sum_h i_{rh}, \\ i_r &= \sqrt{2}I_{r1a} \sin \omega t + \sqrt{2}I_{r1r} \cos \omega t + \sum_h \sqrt{2}I_{rh} \sin(h\omega t - \varphi_h). \end{aligned} \right\} (3.182)$$

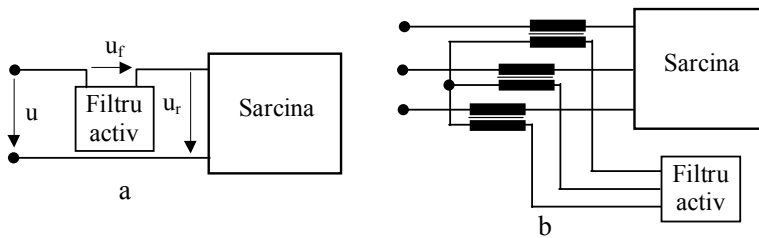


Fig.3.37. Filtru activ serie: a-monofazat; b-trifazat.

Rețeaua de alimentare se consideră depoluată dacă furnizează curenți $i(t)$ sinusoidali, oscilând în fază cu tensiunile de fază, $u(t)$ ale rețelei de alimentare, deci dacă $i = i_{r1a}$.

Pentru ca acest lucru să fie posibil indiferent de sarcina poluantă, curenții i_f , absorbiți de filtrul activ, trebuie să respecte condiția $i_f = i_{r1a} - i_r$.

Deoarece curenții poluanți pot avea o evoluție oarecare, filtrul activ trebuie să posede capacitatea de a absorbi curenți de orice formă.

Filtrul activ din Fig.3.36 elimină toate armonicile de curent și compensează toată puterea reactivă.

Pentru o sarcină poluantă dată, se poate compensa puterea reactivă sau se pot elimina fie toate armonicile, fie doar unele dintre ele.

În prezent, ținând cont de strategiile de comandă, sunt dezvoltate două tipuri de filtre active, destinate respectiv compensării puterii reactive și filtrării armonicilor.

Filtre active serie. În Fig.3.37 sunt date schemele de principiu ale conectării unui filtru activ serie monofazat, respectiv trifazat.

Conectarea filtrului activ trifazat se realizează prin intermediul unui transformator.

După modul în care convertoarele ce compun filtrele active sunt comandate (în tensiune sau curent), ele permit depoluarea fie a tensiunii de alimentare a sarcinii, fie a curentului absorbit de la rețea.

Când tensiunile rețelei de alimentare sunt poluate armonic, legarea unui filtru activ serie permite menținerea tensiunii sinusoidale la bornele sarcinii.

De exemplu, în monofazat se comandă filtrul activ pentru a genera o tensiune u_f , astfel încât tensiunea la bornele sarcinii, $u_r = u - u_f$, să fie sinusoidală (Fig.3.37a).

Dacă sarcina absoarbe un curent poluat, filtrul activ serie, comandat în tensiune, nu îl poate corecta, curentul de linie fiind mereu egal cu cel de sarcină.

Filtrul activ serie comandat în tensiune poate fi instalat pe sarcini poluante deja prevăzute cu filtre pasive.

Ele permit, în acest caz, să fie evitate fenomenele de antirezonanță (datorate interacțiunii dintre filtrele pasive și impedanța rețelei), împiedicând armonicile de tensiune dinspre rețea să excite această antirezonanță.

Filtrul activ serie controlat în curent impune un curent de sarcină, de formă sinusoidală și în fază cu tensiunea rețelei.

Curentul absorbit de la rețea fiind mereu egal cu cel de sarcină, devine de asemenea sinusoidal și în fază cu tensiunea rețelei.

Referința de amplitudine a acestui curent poate rezulta, ca și pentru comanda filtrelor active paralele, din reglarea mărimii de stare de pe partea de curent continuu a convertorului din componența filtrului activ.

3.5. Variatoare de curent alternativ. Fenomenul de flicker

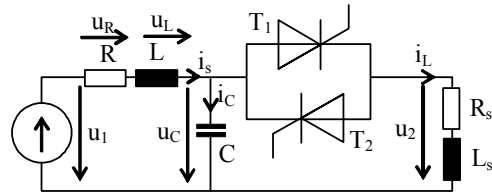


Fig.3.38. Variator monofazat de curent alternativ.

Fenomenul de flicker este o perturbație electromagnetică ce poate însoți funcționarea unor aplicații ale electricității (variatoare de c.a., cuptoare cu arc etc.), constând în producerea unor fluctuații ale tensiunii de alimentare, cu efect de pâlpâire a surselor luminoase.

Frecvența fenomenului, în domeniul 0,5-25 Hz, poate jena persoanele aflate în ateliere, birouri sau locuințe, creând o stare vizibilă de oboseală și nervozitate, cu intensitate maximă la frecvența de 10 Hz.

Fenomenul de flicker poate afecta un număr mare de persoane, dacă perturbațiile apar în rețeaua publică de distribuție cu energie electrică (MT, JT).

În Fig.3.38 este reprezentată schema electrică a unui variator monofazat de c.a., comandat prin tren de impulsuri.

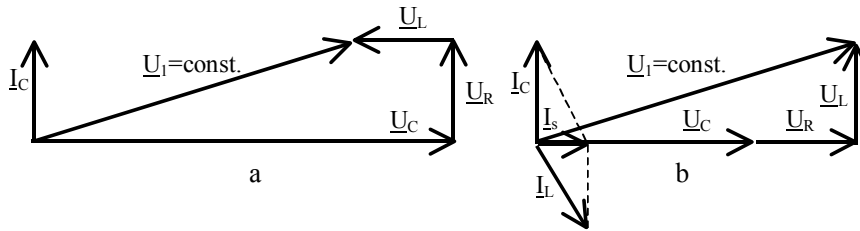


Fig.3.39. Diagrame fazoriale: a-tiristoarele T_1, T_2 în stare blocată și $I=I_c$; b-tiristoarele T_1, T_2 în conducție.

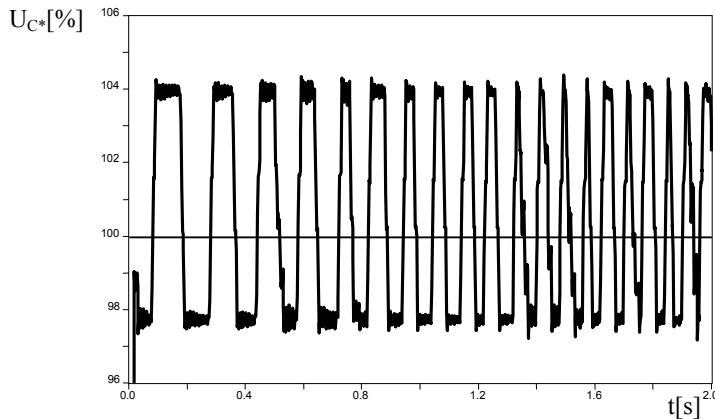


Fig.3.40. Simularea în EMT a fenomenului de flicker.

Capacitatea de compensare C se conectează în amonte de tiristoarele T_1 , T_2 , astfel încât acestea să nu fie solicitate de supracurenții care ar apărea la trecerea tiristoarelor în conducție, prin conectarea condensatoarelor.

Această cerință introduce însă dezavantajul apariției fenomenului de flicker care apare ca variație periodică a tensiunii U_C (Fig.3.39), considerată între cele două stări (blocate, în conducție) ale tiristoarelor din schemă.

În Fig.3.40 este reprezentată curba tensiunii $U_C=U_C(t)$, exprimată în unități relative (prin raportare la tensiunea nominală), obținută prin simularea în mediul software EMTP a fenomenului de flicker, produs cu frecvență variabilă.

Combaterea fenomenului de flicker se obține prin:

- creșterea puterii de scurtcircuit a rețelei;
- alimentarea receptoarelor producătoare de flicker la o treaptă superioară de tensiune, pentru creșterea puterii de scurtcircuit pe bara de consum;
- alimentarea receptoarelor care dau șocuri de putere reactivă prin linii compensate longitudinal;
- alimentarea cuptoarelor în c.c., prin intermediul redresoarelor;
- utilizarea stabilizatoarelor de tensiune la consumator.

Capitolul 4

ELEMENTE DE ANALIZĂ A REGIMULUI DEFORMANT

4.1. Analiza armonică a semnalelor periodice. Exemplu de aplicare

Din analiza armonică a semnalelor periodice rezultă conținutul în armonice al unui semnal periodic nesinusoidal, care apare ca o perturbație în anumite medii electromagnetice (circuite conținând elemente nelineare).

Pentru exemplificare, în Fig.4.1a este reprezentată schema electrică a unui redresor monofazat bialternanță care, pentru rețeaua de c.a., se constituie într-un element de circuit nelinear echivalent. În ipoteza $L \rightarrow \infty$, curentul absorbit din rețea este periodic dar nesinusoidal (Fig.4.1b), conținutul său armonic obținându-se prin analiză armonică.

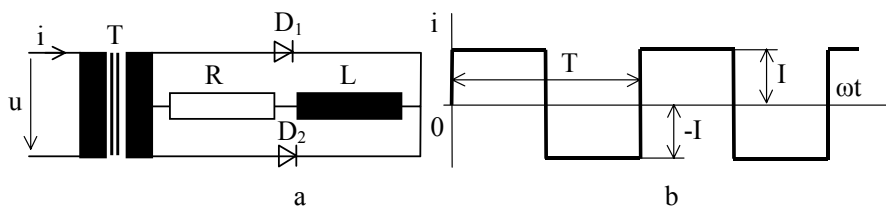


Fig.4.1. Redresorul monofazat bialternanță: a-schema electrică;
b-curentul absorbit din rețeaua de c.a.

Orice semnal periodic nesinusoidal, $a(t)$ poate fi descompus în serie Fourier și scris ca sumă a unei serii infinite de semnale periodice sinusoidale, de forma [Rosman]:

$$a(t) = A_0 + \sum_{k=1}^{\infty} A_{mk} \frac{\sin}{\cos}(k\omega t + \gamma_{ak}), \quad A_{mk} = \sqrt{2}A_k, \quad (4.1)$$

unde A_0 reprezintă termenul constant sau componenta continuă, iar A_{mk} , A_k , γ_{ak} - amplitudinea, valoarea efectivă, respectiv faza inițială a armonicii de rang k (pentru $k=1$, mărimile menționate corespund termenului fundamental). Având în vedere relația:

$$A_{mk} \cos(k\omega t + \gamma_{ak}) = A_{mk} \cos k\omega t \cos \gamma_{ak} - A_{mk} \sin k\omega t \sin \gamma_{ak} \quad (4.2)$$

și adoptând notațiile:

$$-A_{mk} \sin \gamma_{ak} = B_{mk}, \quad A_{mk} \cos \gamma_{ak} = C_{mk}, \quad (4.3)$$

semnalul $a(t)$ se poate scrie sub forma:

$$a(t) = A_0 + \sum_{k=1}^{\infty} B_{mk} \sin k\omega t + \sum_{k=1}^{\infty} C_{mk} \cos k\omega t. \quad (4.4)$$

Coeficienții seriei Fourier se calculează utilizând relațiile [Rosman]:

$$\left. \begin{aligned} A_0 &= \frac{1}{T} \int_0^T a(t) dt, & B_{mk} &= \frac{2}{T} \int_0^T a(t) \sin k\omega t dt, \\ C_{mk} &= \frac{2}{T} \int_0^T a(t) \cos k\omega t dt. \end{aligned} \right\} \quad (4.5)$$

Pentru parametrii A_{mk} , γ_{ak} rezultă:

$$A_{mk} = \sqrt{B_{mk}^2 + C_{mk}^2} = \sqrt{2} A_k, \quad \gamma_{ak} = -\arctg \frac{B_{mk}}{C_{mk}}. \quad (4.6)$$

Cu titlu de exemplu, se efectuează analiza armonică a semnalului din Fig.4.1b. Funcția de definiție a curentului $i(t)$ este de forma:

$$i(t) = \begin{cases} I, & \text{pentru } 0 \leq t \leq \frac{T}{2}, \\ -I, & \text{pentru } \frac{T}{2} \leq t \leq T. \end{cases} \quad (4.7)$$

Utilizând relațiile (4.5), pentru coeficienții seriei Fourier rezultă succesiv:

$$\left. \begin{aligned} B_{m1} &= \frac{2}{T} I \int_0^{\frac{T}{2}} \sin \omega t \, dt - \frac{2}{T} I \int_{\frac{T}{2}}^T \sin \omega t \, dt = \\ &= \frac{2I}{\omega T} \left[-\cos \omega t \Big|_0^{\frac{T}{2}} + \cos \omega t \Big|_{\frac{T}{2}}^T \right] = \frac{4I}{\pi} \end{aligned} \right\} \quad (4.8)$$

și:

$$\left. \begin{aligned} B_{m3} &= \frac{4I}{3\pi}, \quad B_{m5} = \frac{4I}{5\pi}, \dots, B_{m2} = B_{m4} = \dots = 0, \\ C_{mk} &= \frac{2}{T} I \int_0^T \cos k\omega t \, dt = -\frac{2I}{k\omega T} \sin k\omega t \Big|_0^T = 0. \end{aligned} \right\} \quad (4.9)$$

Reținând din seria Fourier doar primii termeni, curentul reprezentat grafic în Fig.4.1b se scrie sub forma:

$$i(t) = \frac{4I}{\pi} \left(\sin \omega t + \frac{\sin 3\omega t}{3} + \frac{\sin 5\omega t}{5} + \dots \right). \quad (4.10)$$

Diagrama spectrală amplitudine-frecvență (pulsatie), precum și fundamentală, însoțită de armonicile 3, 5 ale curentului $i(t)$, sunt reprezentate în Fig.4.2.

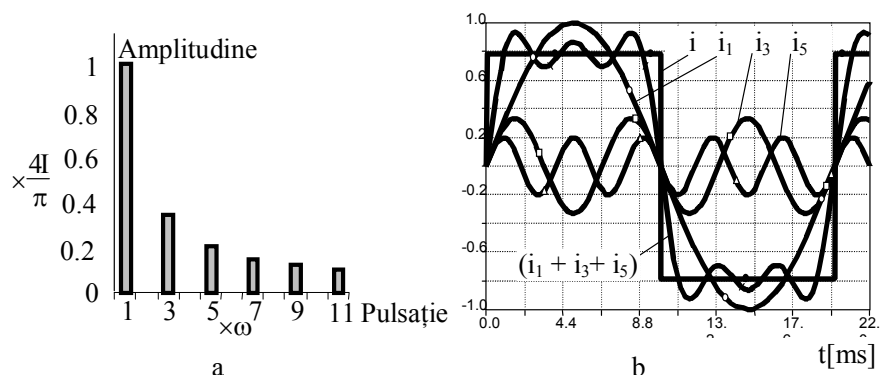


Fig.4.2. Rezultatele analizei Fourier: a-diagrama spectrală;
 b-armonicile curentului dreptunghiular.

4.2. Caracteristicile semnalelor periodice nesinusoidale

Semnalele periodice nesinusoidale, conform relației (4.1), pot fi identificate prin valorile lor caracteristice, calculate în baza rezultatelor unei analize Fourier. Acestea sunt definite după cum urmează:

- Valoarea efectivă:

$$A = \sqrt{\sum_{k=0}^{\infty} A_k^2}, \quad (4.11)$$

A_k fiind valoarea efectivă a armoniciei de ordinul k .

- Reziuul deformant, obținut prin renunțarea la termenul fundamental:

$$a_d(t) = A_0 + \sum_{k=2}^{\infty} A_{mk} \sin(k\omega t + \gamma_{ak}). \quad (4.12)$$

- Valoarea efectivă a reziuului deformant:

$$A_d = \sqrt{A^2 - A_1^2} = \sqrt{A_0^2 + \sum_{k=2}^{\infty} A_k^2}. \quad (4.13)$$

- Factorul de distorsiune:

$$k_d = \sqrt{\frac{A^2 - A_0^2 - A_1^2}{A^2 - A_0^2}} = \sqrt{\frac{\sum_{k=2}^{\infty} A_k^2}{\sum_{k=1}^{\infty} A_k^2}}, \quad 0 < k_d < 1. \quad (4.14)$$

Factorul de distorsiune indică gradul de abatere de la sinusoidă al unui semnal periodic. În electroenergetică, semnalele se consideră sinusoidale pentru $k_d < 0,05$.

- Factorul de amplitudine:

$$k_a = \frac{\text{Valoarea maxima}}{\text{Valoarea efectiva}} \quad (4.15)$$

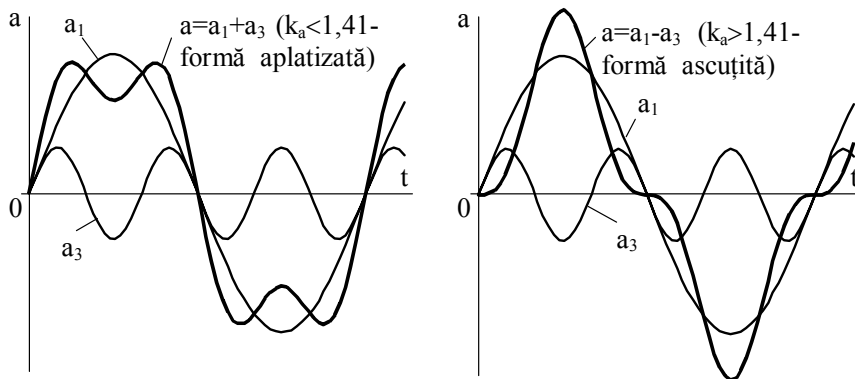


Fig.4.3. Factorul de amplitudine și forma semnalelor.

După cum $k_a < 1,41$ sau $k_a > 1,41$, forma semnalului este aplatizată, respectiv ascuțită (Fig.4.3).

- Valoarea medie pe o durată delimitată de momentele t_1 , t_2 se calculează cu ajutorul relației:

$$A_{\text{med}} = \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} a(t) dt. \quad (4.16)$$

Conforma relației (4.5₁), pe o perioadă a semnalului $a(t)$, valoarea medie coincide cu termenul constant, A_0 .

- Factorul de formă, definit prin relația:

$$k_{\text{frm}} = \frac{A}{A_{\text{med}}}. \quad (4.17)$$

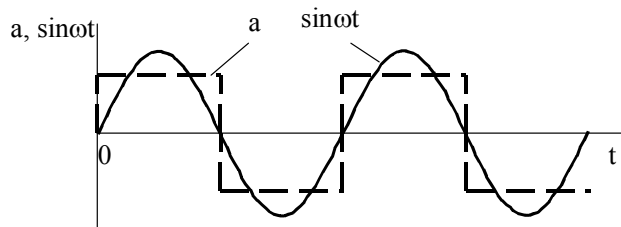


Fig.4.4. Sinusoida echivalentă.

Un semnal este cu atât mai apropiat de sinusoidă, cu cât valoarea factorului de amplitudine este mai apropiată de 1,41, iar cea a factorului de formă, de 1,11.

- Sinusoida echivalentă (Fig.4.4) este un semnal sinusoidal care are aceeași frecvență și aceeași valoare efectivă cu semnalul nesinusoidal, $a(t)$.

4.3. Puterile în circuite lineare, funcționând în regim deformant

Puterea instantanee la bornele unei impedanțe aflată sub tensiunea $u(t)$ și traversată de curentul de intensitate $i(t)$ se calculează utilizând relația de definiție:

$$p(t) = u(t)i(t). \quad (4.18)$$

Dacă $u(t)$, $i(t)$ sunt semnale periodice nesinusoidale ce pot fi dezvoltate fiecare într-o serie Fourier de forma (4.1), substituind în (4.18), pentru puterea instantanee, $p(t)$ se obține expresia:

$$\left. \begin{aligned} p(t) = & U_0 I_0 + \sqrt{2} U_0 \sum_{k=1}^{\infty} I_k \sin(k\omega t + \gamma_{ik}) + \\ & + \sqrt{2} I_0 \sum_{k=1}^{\infty} U_k \sin(k\omega t + \gamma_{uk}) + \\ & + 2 \sum_{p=1}^{\infty} \sum_{q=1}^{\infty} U_p I_q \sin(p\omega t + \gamma_{up}) \sin(q\omega t + \gamma_{iq}) \end{aligned} \right\} \quad (4.19)$$

Puterea activă se definește ca valoare medie pe o perioadă a puterii instantanee:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt. \quad (4.20)$$

Ținând seama de (4.19), (4.20) și având în vedere că se poate scrie:

$$\int_0^T \sin(p\omega t + \gamma_{up}) \sin(q\omega t + \gamma_{iq}) dt = \frac{T}{2} \delta_p^q \cos(\gamma_{up} - \gamma_{iq}), \quad (4.21)$$

unde:

$$\delta_p^q = \begin{cases} 1, & p = q \\ 0, & p \neq q \end{cases} \quad (4.22)$$

este simbolul lui Kronecker, [Rosman], pentru puterea activă rezultă expresia:

$$P = U_0 I_0 + \frac{2}{T} \sum_{k=1}^{\infty} U_k I_k \frac{T}{2} \cos(\gamma_{uk} - \gamma_{ik}). \quad (4.23)$$

Dacă se notează:

$$\gamma_{uk} - \gamma_{ik} = \varphi_k, \quad (4.24)$$

pentru puterea activă se reține una din expresiile:

$$P = \begin{cases} U_0 I_0 + \sum_{k=1}^{\infty} U_k I_k \cos \varphi_k, \\ \sum_{k=0}^{\infty} U_k I_k \cos \varphi_k, \quad (\varphi_0 = 0). \end{cases} \quad (4.25)$$

Prin simetrie, puterea reactivă se calculează cu ajutorul relației:

$$Q = \sum_{k=1}^{\infty} U_k I_k \sin \varphi_k. \quad (4.26)$$

Dacă, în regim permanent periodic sinusoidal, conform triunghiului puterilor se poate scrie:

$$S^2 = P^2 + Q^2, \quad (4.27)$$

în regim permanent periodic nesinusoidal relația (4.27) devine de forma:

$$S^2 = P^2 + Q^2 + D^2, \quad S > \sqrt{P^2 + Q^2}, \quad (4.28)$$

S [VA], P [W], Q [Var], D [Vad] fiind puterile aparentă, activă, reactivă, respectiv deformantă.

În același regim permanent periodic nesinusoidal, factorul de putere este dat de relația:

$$k_p = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}}. \quad (4.29)$$

Potrivit relației (4.29), datorită puterii deformante D , chiar dacă $Q=0$, factorul de putere rezultă subunitar, $k_p < 1$.

Se poate arăta, [Rosman], că dacă sunt îndeplinite condițiile:

$$\left. \begin{aligned} \frac{U_1}{I_1} = \frac{U_2}{I_2} = \dots = \frac{U_k}{I_k} = \dots, \\ \varphi_1 = \varphi_2 = \dots = \varphi_k = \dots, \end{aligned} \right\} \quad (4.30)$$

puterea deformantă din circuitul respectiv este nulă, $D=0$. Relația (4.30₂) este practic de forma:

$$\varphi_1 = \varphi_2 = \dots = \varphi_k = \dots = 0, \quad (4.31)$$

încât se deduce că și puterea reactivă este nulă, $Q=0$, deci $k_p=1$.

În concluzie, indiferent dacă regimul este sinusoidal sau nu, factorul de putere este unitar doar în circuite cu rezistoare lineare.

4.4. Efectele regimului deformant

Efectele regimului deformant se evidențiază prin comparație cu regimul permanent periodic sinusoidal (neperturbat sub raportul compatibilității electromagnetice).

Un prim efect nedorit constă în creșterea puterii aparente, deci a curenților prin conductoare, cu efecte termice și pierderi de energie suplimentare. În Tab.4.1 se prezintă, pentru comparație, sinteza modelului de calcul al acestor mărimi.

O altă consecință a regimului deformant privește sistemele de măsurare și de protecție prin relee a instalațiilor, afectate de creșterea erorilor. În sfârșit, posibilitatea amorsării unor fenomene de rezonanță pe armonici, însoțite de creșteri inadmisibile ale tensiunilor și curenților, reprezintă o altă urmare a regimului deformant.

Rezonanța poate fi de curenți (în circuite de tip paralel) sau de tensiuni (circuite serie).

Tab.4.1. Puterea aparentă și pierderile de putere

Regimul sinusoidal	Regimul deformant
	$I_{ns} = \sqrt{I_0^2 + I_1^2 + I_2^2 + \dots I_k^2 + \dots}$
$S = \sqrt{P^2 + Q^2} = \sqrt{3}U_n I$	$S_{ns} = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} = \sqrt{3}U_n I_{ns}$
$\Delta P = 3RI^2 = R \frac{S^2}{U_n^2} = R \frac{P^2 + Q^2}{U_n^2}$	$\Delta P_{ns} = 3RI_{ns}^2 = R \frac{S_{ns}^2}{U_n^2} = R \frac{P^2 + Q^2 + D^2}{U_n^2} > \Delta P$

În Fig.4.5 sunt reprezentate circuitele echivalente pentru cele două tipuri de rezonanță și diagramele fazoriale aferente. Circuitele funcționează acordate la rezonanță pe armonica de ordinul k, pentru care trebuie îndeplinită condiția:

$$kL\omega = \frac{1}{\omega Ck} \tag{4.32}$$

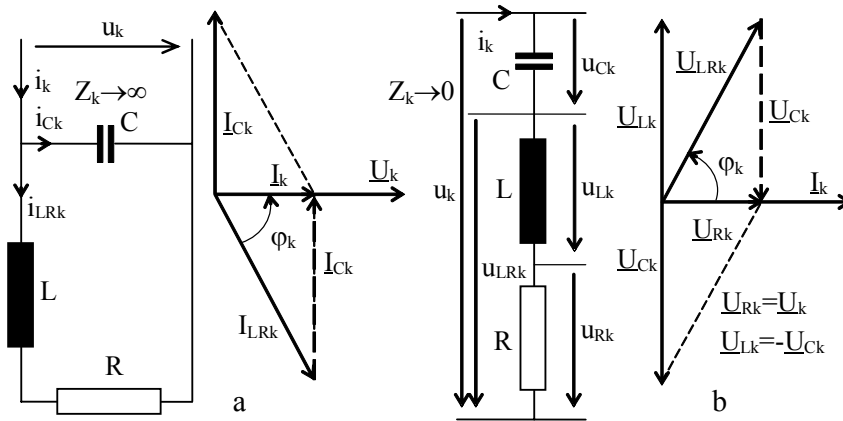


Fig.4.5. Circuitele echivalente și diagramele fazoriale în cazul rezonanțelor armonice: a-de curenți; b-de tensiuni.

Tab.4.2. Rezonanța pe armonici

Rezonanța paralel (Fig.4.5a)	Rezonanța serie (Fig.4.5b)
Factorul de calitate al bobinei: $\text{tg}\varphi_k = \frac{kL\omega}{R}$, $\text{tg}\varphi_k = 10\dots 20$	
$I_{Ck} = I_k \text{tg}\varphi_k \gg I_k$	$U_{Ck} = U_k \text{tg}\varphi_k \gg U_k$
$I_{Lk} = I_k \sqrt{1 + \text{tg}^2 \varphi_k} \gg I_k$	$U_{LRk} = U_k \sqrt{1 + \text{tg}^2 \varphi_k} \gg U_k$

În ipoteza (4.32), impedanța echivalentă, calculată relativ la pulsația ($k\omega$), are valori foarte mari pentru circuitul derivație, $Z_k \rightarrow \infty$ (circuit de tip dop sau bușon, Fig.4.5a), respectiv foarte mici pentru circuitul serie, $Z_k \rightarrow 0$ (scurtcircuit, Fig.4.5b). Modelul de calcul al regimurilor în cele două circuite este prezentat, în sinteză, în Tab.4.2. Potrivit modelului, în cazul circuitelor derivație apar supracurenți, pe când circuitele serie, funcționând la rezonanță, sunt sediul unor supratensiuni.

Rezonanța pe armonici permite limitarea (filtrarea), respectiv întărirea armonicelor.

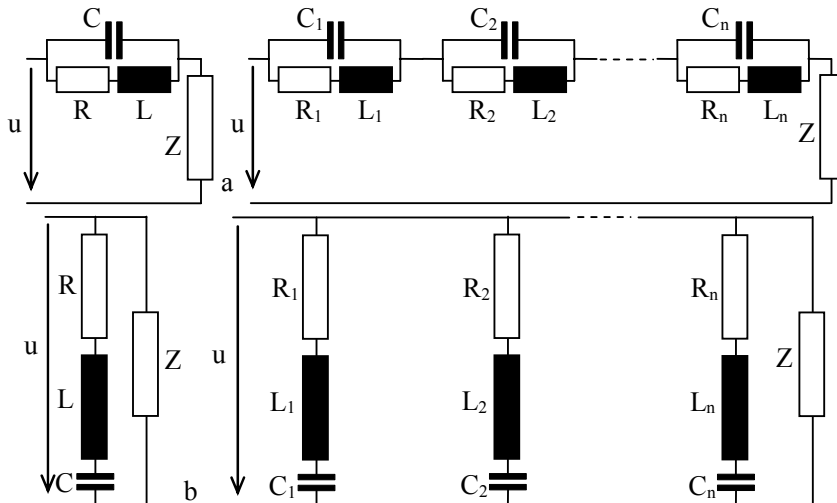


Fig.4.6. Limitarea și întărirea armonicelor de curent: a-circuite rezonante derivație; b-circuite rezonante serie.

Circuitele rezonante derivație au rol de dop sau bușon pentru armonica de acord. Utilizarea unui anumit număr de circuite derivație acordate pe diferite armonici (Fig.4.6a) limitează circulația curenților armonici respectivi, pe traseul protejat. La același efect se ajunge dacă se utilizează circuite oscilante serie, acordate pe diferite frecvențe de rezonanță (Fig.4.6b).

După cum se poate constata, de data aceasta, circuitele de filtrare astfel constituite au rol de șuntare a curenților armonici care, altfel, ar circula prin impedența Z , ce se dorește a fi protejată.

Ca o aplicație la aspectele teoretice de mai sus, în Fig.4.7 este reprezentată schema electrică a unui filtru pentru armonica de rangul 3 care se constituie într-un sistem homopolar de curenți pe conductorul de neutru al unei rețele trifazate de joasă tensiune.

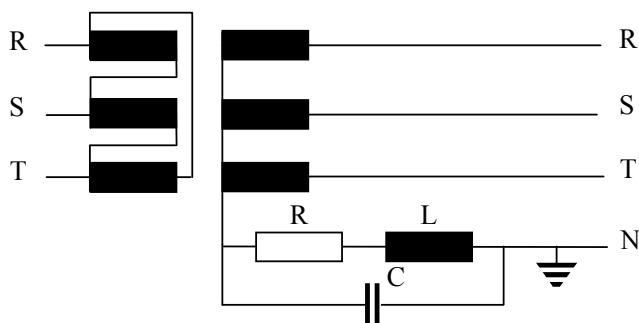


Fig.4.7. Filtru pentru armonica de ordinul 3, pe conductorul de neutru.

Filtrul este acordat pe armonica de ordinul trei, încât este respectată relația:

$$3\omega L = \frac{1}{3\omega C}. \quad (4.33)$$

Atunci când este necesară întărirea unei armonici, poate fi utilizată schema electrică reprezentată în Fig.4.8, circuitul fiind acordat integral (circuitul oscilant serie împreună cu impedența Z) pe armonica respectivă.

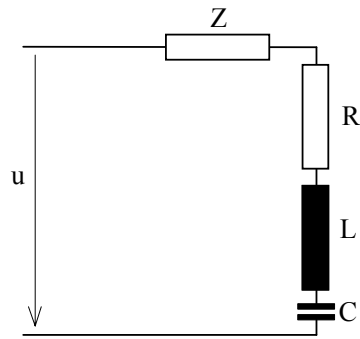


Fig.4.8. *Întărirea unei armonici.*

4.5. Perturbații neperiodice. Transformata Fourier

Spectrul de frecvență al unui semnal neperiodic poate fi determinat cu ajutorul transformatei Fourier, definită prin relația:

$$\underline{F}(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t)e^{-j\omega t} dt = \text{Re}[\underline{F}(j\omega)] + j\text{Im}[\underline{F}(j\omega)]. \quad (4.34)$$

Modulul transformatei Fourier este dat de expresia:

$$A(\omega) = \sqrt{\text{Re}^2[\underline{F}(j\omega)] + \text{Im}^2[\underline{F}(j\omega)]}. \quad (4.35)$$

Drept aplicație se prezintă, după [Hortopan_98], calculul pentru banda de frecvență a componentei aperiodice a curentului de scurtcircuit. Acest curent, dacă are asimetrie maximă (Fig.4.9a), este dat de relația:

$$i_k(t) = \sqrt{2}I_k \left(-\cos\omega t + e^{-\frac{t}{T}} \right), \quad (4.36)$$

unde I_k este valoarea efectivă a curentului de scurtcircuit de regim permanent, iar T -constanta de timp a circuitului echivalent de scurtcircuit.

Componenta aperiodică are expresia:

$$i_{ka}(t) = \sqrt{2}I_k e^{-\frac{t}{T}}. \quad (4.37)$$

Utilizând relațiile (4.34), (4.35) se obține succesiv:

$$\left. \begin{aligned} \underline{F}(j\omega) &= \sqrt{2}I_k \int_{-\infty}^{\infty} e^{-\frac{t}{T}} e^{-j\omega t} dt = -\sqrt{2}I_k \left. \frac{e^{-t(j\omega + \frac{1}{T})}}{j\omega + \frac{1}{T}} \right|_0^{\infty}, \\ \underline{F}(j\omega) &= \frac{\sqrt{2}I_k}{j\omega + \frac{1}{T}} = \frac{\sqrt{2}I_k \left(\frac{1}{T} - j\omega \right)}{\frac{1}{T^2} + \omega^2}, \quad A(\omega) = \frac{\sqrt{2}I_k}{\sqrt{\frac{1}{T^2} + \omega^2}}. \end{aligned} \right\} \quad (4.38)$$

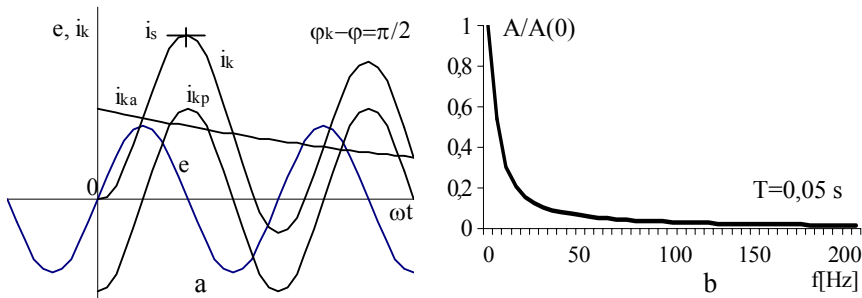
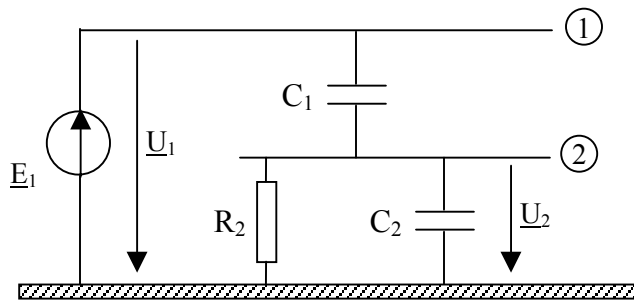


Fig.4.9. Regimul tranzitoriu al curentului de scurtcircuit: a-curentul cu asimetrie maximă; b-spectrul componentei aperiodice.

În Fig.4.9b este reprezentat grafic spectrul componentei aperiodice, dat de relația (4.37). Se evidențiază că modulul transformatei Fourier are valoarea maximă la frecvență nulă, unde legea inducției electromagnetice conduce la

rezultate, de asemenea, nule. Pe această cale se justifică, sub raport teoretic, imposibilitatea măsurării corecte a componentei aperiodice a curentului de scurtcircuit cu ajutorul transformatorului de curent, pentru aceasta fiind necesar un șunt rezistiv.



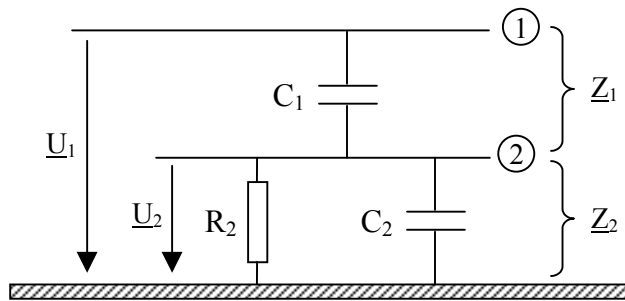
$$\underline{Z}_1 = \frac{1}{j\omega C_1}$$

$$\underline{Z}_2 = \frac{R_2}{1 + j\omega R_2 C_2}$$

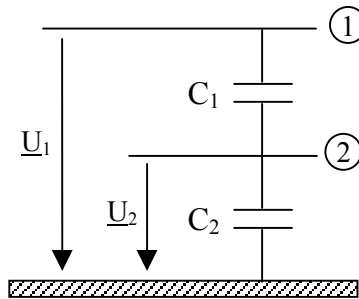
$$\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2 = \frac{1 + j\omega R_2(C_1 + C_2)}{j\omega C_1(1 + j\omega R_2 C_2)}$$

$$\frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_1} = \frac{\underline{Z}_2}{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2}$$

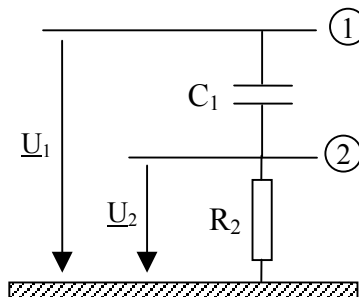
$$\underline{U}_2 = \underline{U}_1 \frac{j\omega R_2 C_1}{1 + j\omega R_2(C_1 + C_2)}$$

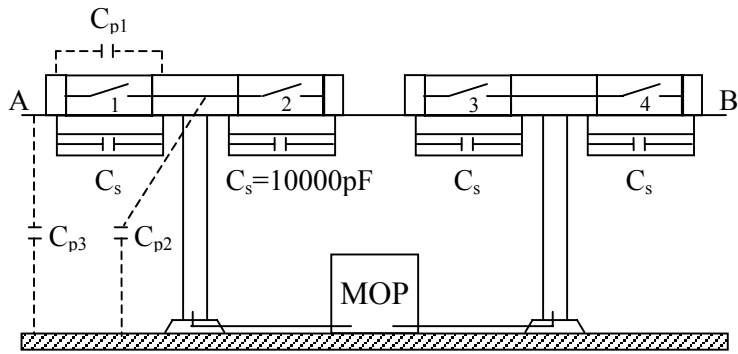
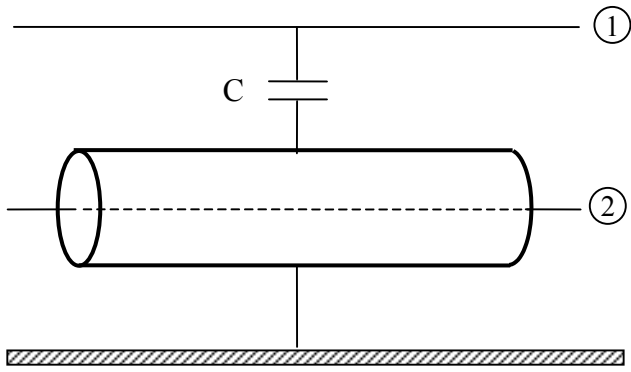


$$R_2 \rightarrow \infty \Rightarrow \underline{U}_2 = \underline{U}_1 \frac{C_1}{C_1 + C_2}$$

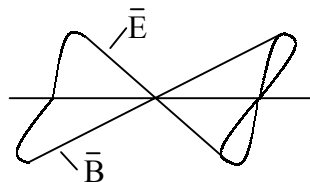
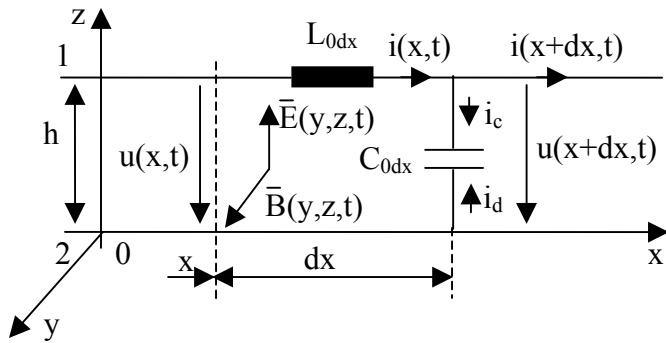
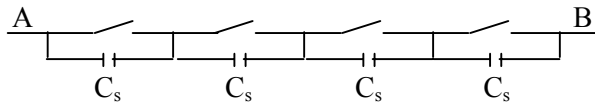


$$C_2 \rightarrow 0 \Rightarrow \underline{U}_2 = \underline{U}_1 \frac{j\omega R_2 C_1}{1 + j\omega R_2 C_1}$$





$$C_p = 5 \div 50 \text{ pF}$$



$$\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$$

$$\epsilon_0 = \frac{1}{4 \cdot \pi \cdot 9 \cdot 10^{-9}} \text{ F/m}$$

$$c = 3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$$

$$C = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \cdot \epsilon_0}}$$

Ecuțiile lui Maxwell:

$$\begin{cases} \text{div} \bar{E} = 0 \\ \text{div} \bar{H} = 0 \end{cases}$$

$$\text{rot} \bar{E} = -\frac{\partial \bar{B}}{\partial t} = -\mu_0 \frac{\partial \bar{H}}{\partial t}$$

$$\text{rot } \bar{H} = \sigma \bar{E} + \epsilon_0 \frac{\partial \bar{E}}{\partial t}$$

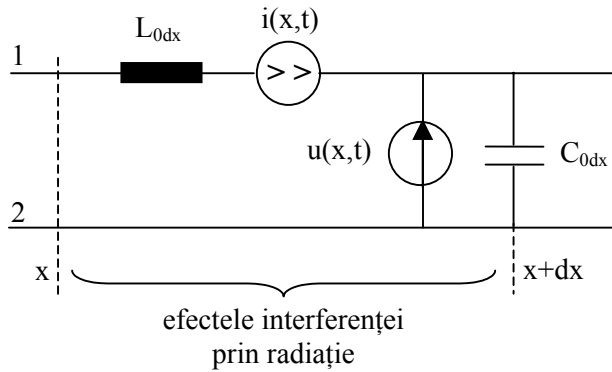
$$-\frac{\partial}{\partial t} \int_0^h B(y, z, t) dx dz = u(x, t) - u(x + dx, t) - L_0 dx \frac{\partial i}{\partial t} \quad \Rightarrow \text{ tensiune}$$

$$C_0 dx \frac{\partial u}{\partial t} - C_0 dx \frac{\partial}{\partial t} \int_0^h E(x, z, t) dz = i(x, t) - i(x + dx, t) \quad \Rightarrow \text{ curenți}$$

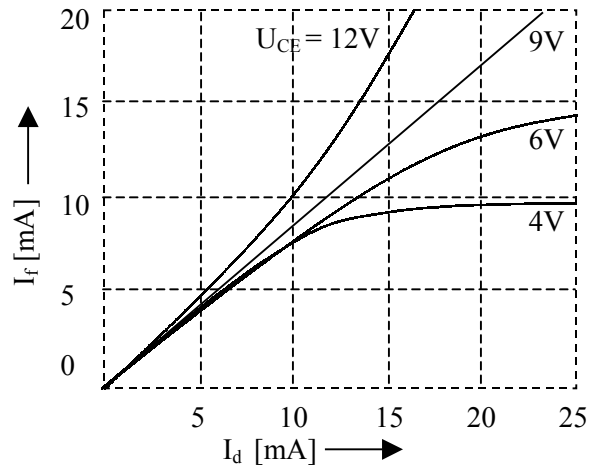
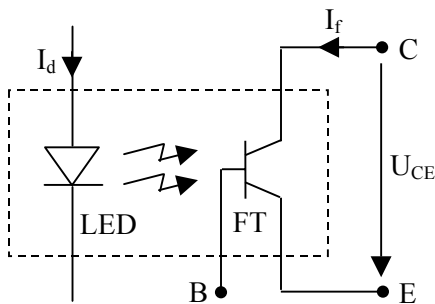
Deoarece:

$$A(x, t) - A(x + dx, t) = A(x, t) - \left[A(x, t) + \frac{\partial A}{\partial x} dx \right] = -\frac{\partial A}{\partial x} dx$$

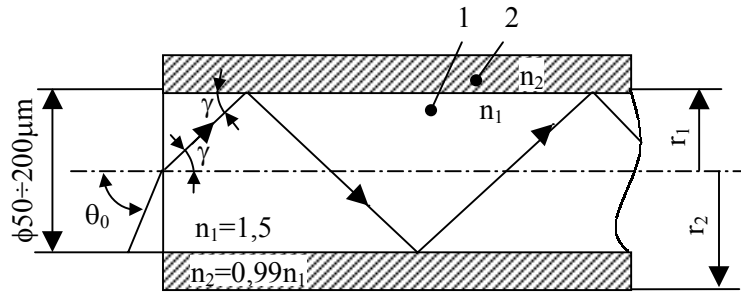
$$\begin{cases} \frac{\partial}{\partial t} \int_0^h B(y, z, t) dx dz = \frac{\partial u}{\partial x} + L_0 \frac{\partial i}{\partial t} \\ C_0 dx \frac{\partial u}{\partial t} - C_0 dx \frac{\partial}{\partial t} \int_0^h E(x, z, t) dz = \frac{\partial i}{\partial x} + C_0 \frac{\partial u}{\partial t} \end{cases}$$



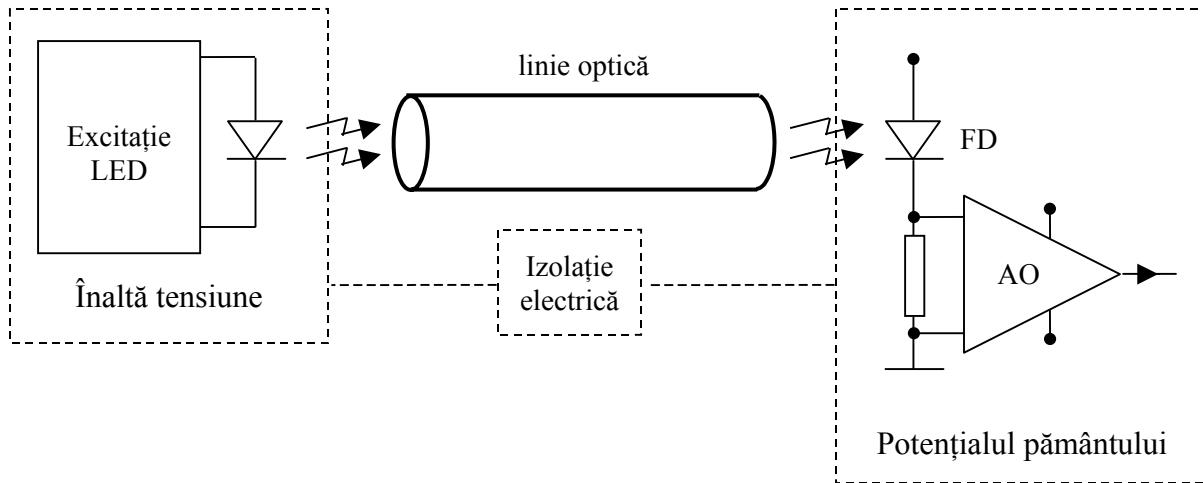
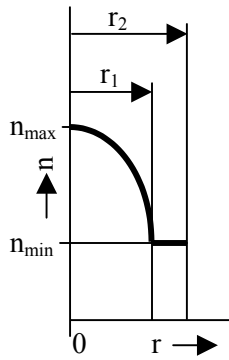
Decuplarea optoelectrică

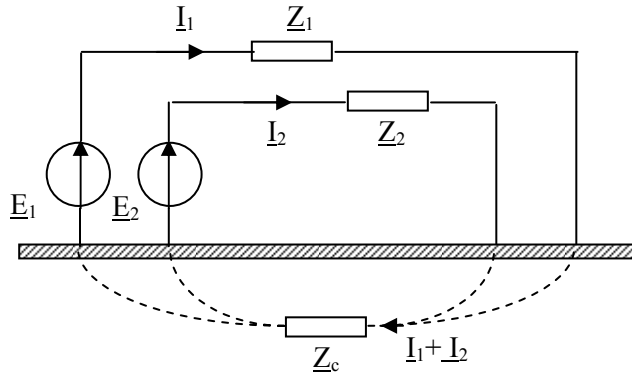


Linia optică



$$C_n = \frac{C}{n}$$



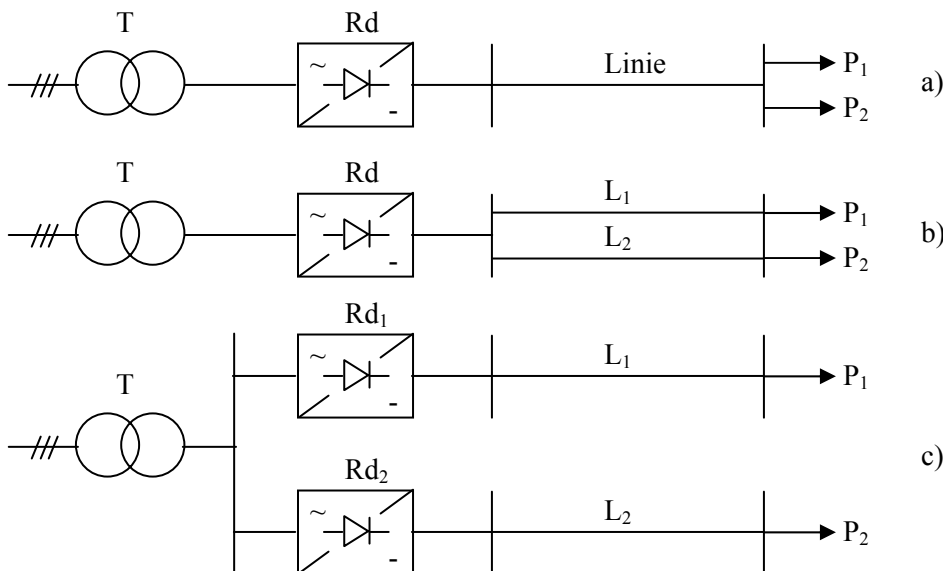
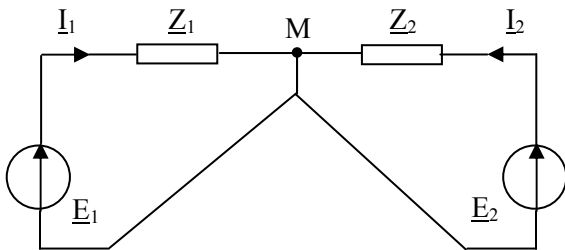
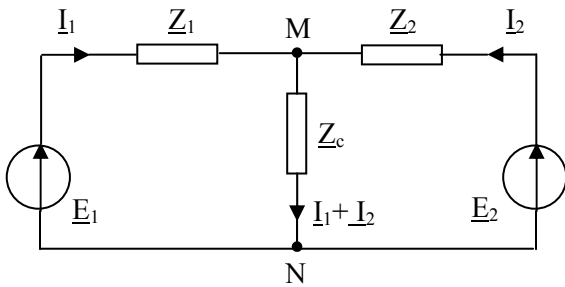


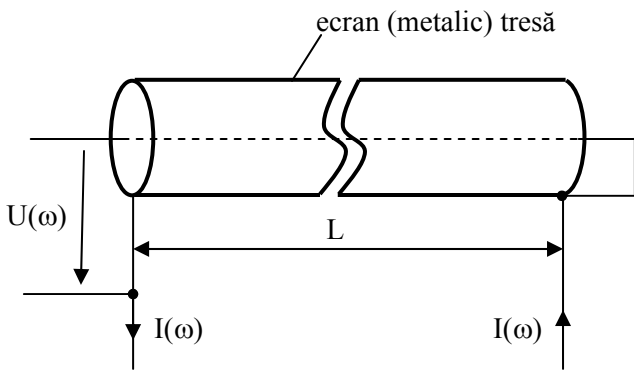
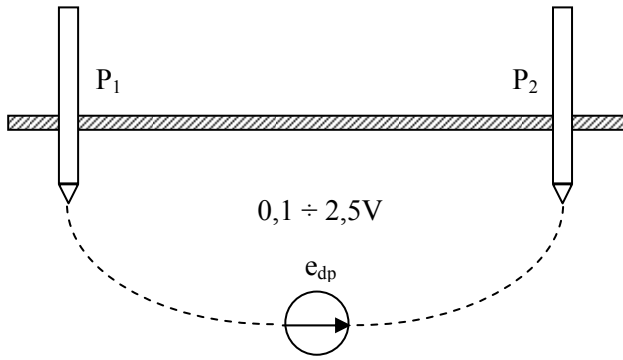
$$\begin{cases} \underline{E}_1 = \underline{Z}_1 \underline{I}_1 + \underline{Z}_c (\underline{I}_1 + \underline{I}_2) \\ \underline{E}_2 = \underline{Z}_2 \underline{I}_2 + \underline{Z}_c (\underline{I}_1 + \underline{I}_2) \end{cases}$$

$$\underline{I}_1 = \frac{\underline{E}_1 \underline{Z}_2 + (\underline{E}_1 - \underline{E}_2) \underline{Z}_c}{\underline{Z}_1 \underline{Z}_2 + (\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2) \underline{Z}_c}$$

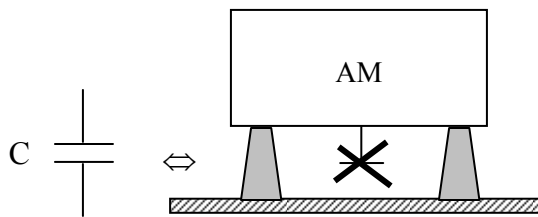
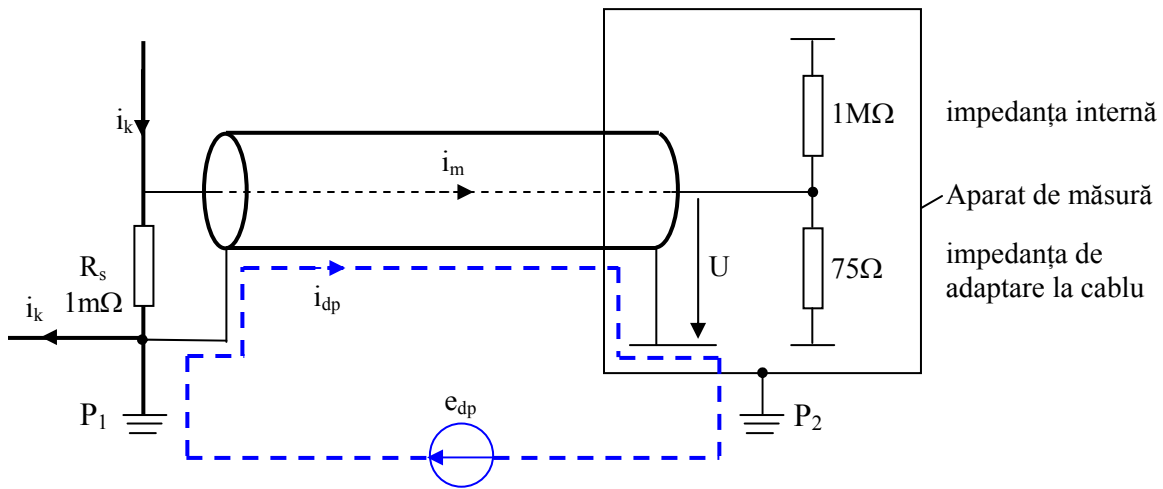
$$\underline{I}_2 = \frac{\underline{E}_2 \underline{Z}_1 + (\underline{E}_2 - \underline{E}_1) \underline{Z}_c}{\underline{Z}_1 \underline{Z}_2 + (\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2) \underline{Z}_c}$$

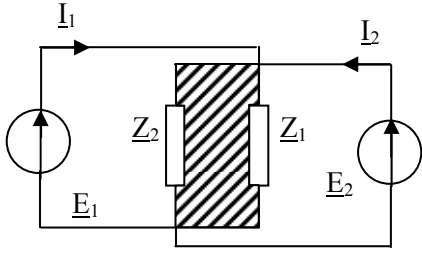
$$\underline{Z}_c = 0 \Rightarrow \underline{I}_{01} = \frac{\underline{E}_1}{\underline{Z}_1}, \underline{I}_{02} = \frac{\underline{E}_2}{\underline{Z}_2}$$





$$Z_c = \frac{U(\omega)}{I(\omega) \cdot l}, [\Omega/m]$$





$$\underline{E}_1 = \underline{Z}_1 \underline{I}_1 + j\omega_2 M_2 \underline{I}_2$$

$$\underline{E}_2 = \underline{Z}_2 \underline{I}_2 + j\omega_1 M_1 \underline{I}_1$$

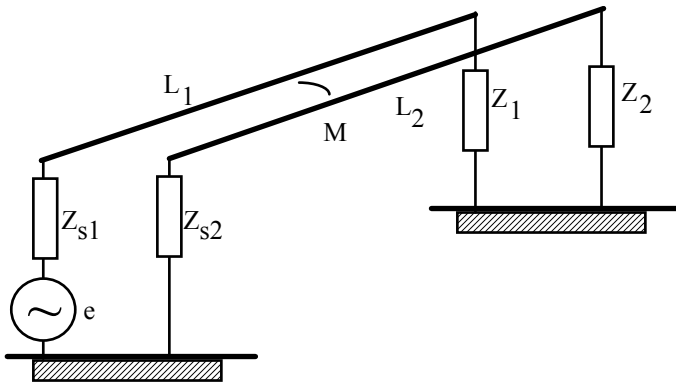
$$\underline{I}_1 = \frac{\underline{E}_1 \underline{Z}_2 - j\omega_2 M_2 \underline{E}_2}{\underline{Z}_1 \underline{Z}_2 + \omega_1 \omega_2 M_1 M_2}$$

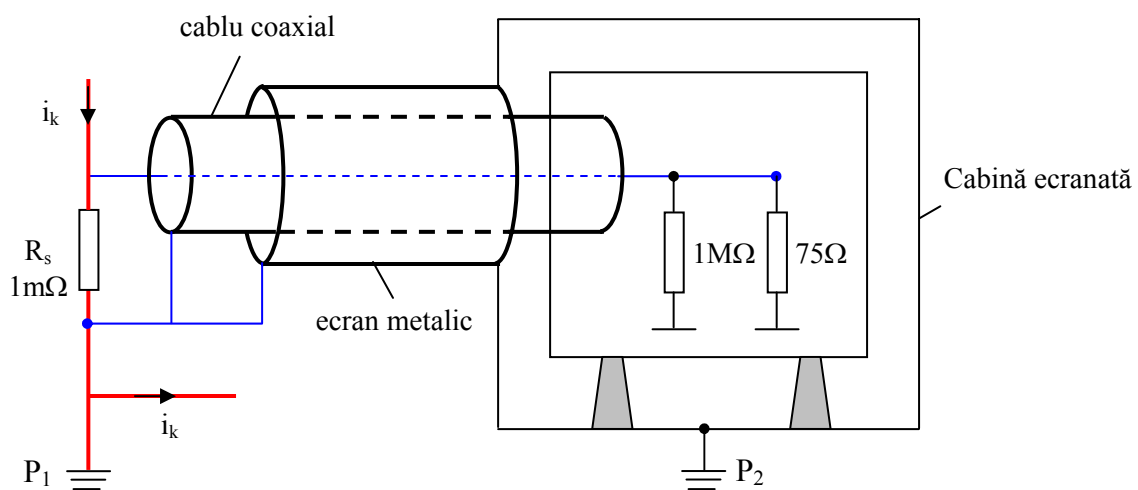
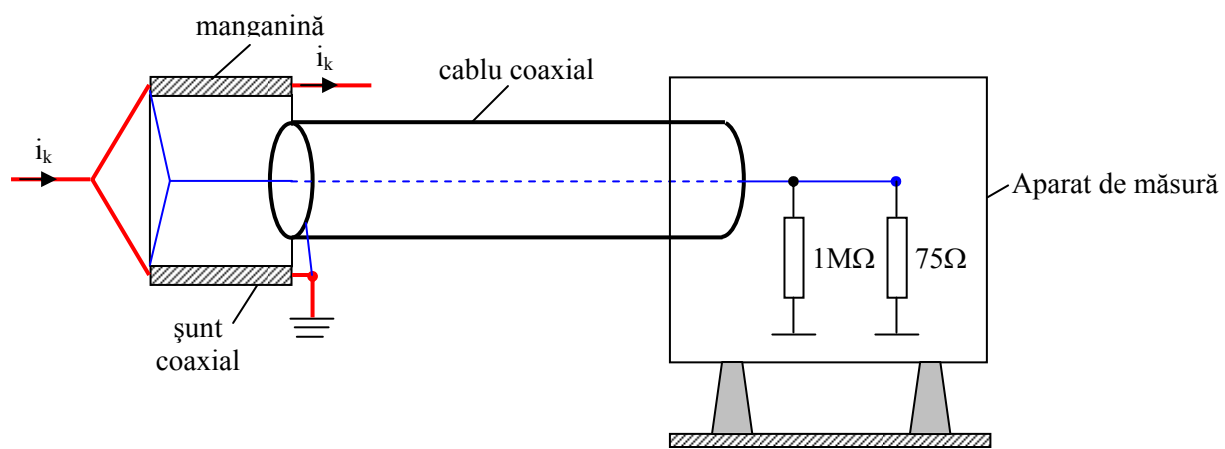
$$\underline{I}_2 = \frac{\underline{E}_2 \underline{Z}_1 - j\omega_1 M_1 \underline{E}_1}{\underline{Z}_1 \underline{Z}_2 + \omega_1 \omega_2 M_1 M_2}$$

$$\underline{E}_2 = 0 \Rightarrow \omega_1 = \omega_2 = \omega \text{ și } M_1 = M_2 = M$$

$$\underline{I}_1 = \frac{\underline{E}_1 \underline{Z}_2}{\underline{Z}_1 \underline{Z}_2 + \omega^2 M^2}$$

$$\underline{I}_2 = -j\omega M \frac{\underline{E}_1}{\underline{Z}_1 \underline{Z}_2 + \omega^2 M^2}$$





Modelarea câmpului electric al instalațiilor trifazate

Într-un punct oarecare al spațiului, câmpul electric reprezintă vectorial forța aplicată unei sarcini pozitive unitare, plasată în acest punct. Câmpul electric poate fi deci reprezentat printr-un vector și se exprimă în unități specifice gradientului de potențial.

Această definiție este exprimată prin expresia vectorială:

$$\vec{F}(M) = q\vec{E}(M) \quad (2.2)$$

unde F este forța aplicată unei sarcini electrice q , plasată în punctul M , unde acționează câmpul electric de intensitate E .

Calculul câmpului electric într-o instalație trifazată face apel la *metoda sarcinilor echivalente* aplicată într-un plan perpendicular pe conductoare și presupune parcurgerea a două etape esențiale:

- calculul sarcinilor electrice echivalente pe unitatea de lungime a conductorului;
- calculul câmpului electric produs de aceste sarcini.

Conductoarele LEA sunt presupuse infinite de lungi, paralele cu solul, iar acesta este considerat suficient de bun conductor, cu o rezistivitate de cel puțin $10^5 \Omega \cdot m$.

Relația generală utilizată pentru calculul sarcinilor electrice ale conductoarelor unei LEA multifilare este de forma:

$$[q] = [C] [U], \quad (2.3)$$

$$[q] = \begin{bmatrix} q_1 \\ q_2 \\ \dots \\ q_n \end{bmatrix} \text{ -matricea unicolonară a sarcinilor electrice (2.4)}$$

$[C]$ - matricea pătratică a capacităților proprii și mutuale

$$[\underline{U}] = \begin{bmatrix} \underline{U}_1 \\ \underline{U}_2 \\ \dots \\ \underline{U}_n \end{bmatrix} \text{ -matricea unicolonară a potențialelor.} \quad (2.5)$$

Aplicarea teoriei imaginilor este ilustrată în Fig.2.4a, pentru conductoarele monofilare j, k ale unei linii.

$$[C] = [P]^{-1} \quad (2.5')$$

Matricea $[C]$ se calculează prin inversarea matricei pătratice $[P]$, corespunzătoare coeficienților de potențial ai LEA. Aceștia se obțin prin aplicarea directă a teoriei imaginilor, în baza căreia se substituie solul, considerat cu un plan de potențial nul, prin imaginile conductoarelor în raport cu acest plan.

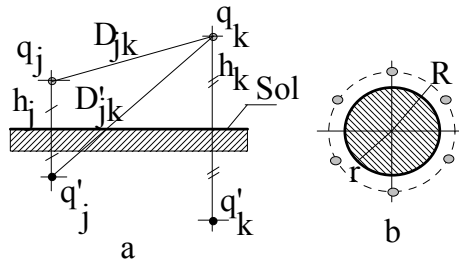


Fig.2.4

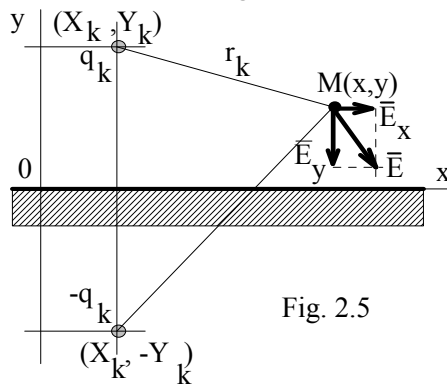


Fig. 2.5

Coefficienții de potențial se calculează cu relațiile:

$$\left. \begin{aligned} P_{jj} &= \frac{1}{2\pi\epsilon_0} \ln \frac{2h_j}{r_{0j}}, & P_{jk} &= \frac{1}{2\pi\epsilon_0} \ln \frac{D'_{jk}}{D_{jk}}, \\ P_{jk} &= P_{kj}, & j, k &= 1, 2, \dots, n \end{aligned} \right\} \quad (2.6)$$

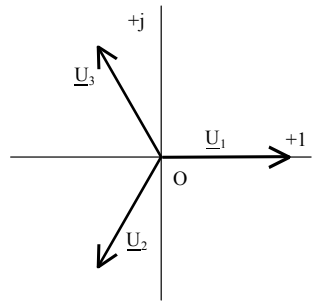
$$r = R \sqrt[n]{\frac{r_0}{R}}, \quad (2.7)$$

$$[P]^{-1} = \frac{1}{\det(P)} {}^*(P) \quad (2.7')$$

Matricea adjunctă ${}^*(P)$ a matricii (P) se obține înlocuind fiecare element ${}^tP_{ij}$ al matricii ${}^t(P)$ -transpusa lui (P) , prin complementul său algebric $(-1)^{i+j}D_{ij}$ (se taie linia i și coloana j și se calculează D_{ij} -determinantul matricii rămase).

Calculul intensității câmpului electric se face pe baza teoremei lui Gauss:

$$\vec{E}(M) = \frac{1}{2\pi\epsilon_0} \sum_{k=1}^n \frac{q_k \vec{r}_k}{r_k^2}, \quad (\text{Teorema lui Gauss}) \quad (2.8)$$



$$[\underline{U}] = \begin{bmatrix} \underline{U}_1 \\ \underline{U}_2 \\ \underline{U}_3 \end{bmatrix} = \frac{U_s \sqrt{2}}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 \\ -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}, \quad (2.10)$$

$$\underline{E}_x = E_{x1} + jE_{x2}, \quad \underline{E}_y = E_{y1} + jE_{y2}. \quad (2.11)$$

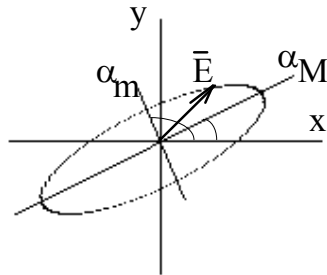


Fig.2.6

$$\underline{E}_y(x) = -\frac{1}{\pi \epsilon_0} \sum_{k=1}^n \frac{q_k Y_k}{(x - X_k)^2 + Y_k^2}. \quad (2.14)$$

Modelarea câmpului magnetic al instalațiilor trifazate

Relațiile fundamentale în care apar mărimile de stare magnetică sunt date de

- legea circuitului magnetic:
$$\oint_{\Gamma} \vec{H} ds = i_{S_{\Gamma}} + \frac{d}{dt} \oint_{\Gamma} \vec{D} dA;$$
 (2.15)

- legea fluxului magnetic:
$$\oint_{\Sigma} \vec{B} dA = 0;$$
 (2.16)

- legea de legătură dintre inducție, intensitate și polarizație în câmp magnetic și legea magnetizației temporare:

$$\vec{B} = \mu \vec{H} + \mu_0 \vec{M}_p. \quad (2.17)$$

Relațiile fundamentale (2.15),...(2.17) scrise pentru regimul cvasipermanent al câmpului magnetic în aer devin de forma:

$$\left. \begin{aligned} \text{rot} \vec{H} &= \vec{J}; \\ \text{div} \vec{B} &= 0; \\ \vec{B} &= \mu_0 \vec{H}. \end{aligned} \right\} \quad (2.18)$$

Conform teoremei de unicitate a câmpului magnetic cvasipermanent, acesta este unic determinat într-un domeniu liniar și izotrop cu permeabilitate magnetică dată, dacă se cunosc:

- distribuția curentului de conducție \vec{J} ; intensitatea câmpului magnetic \vec{H} ; componentele tangențiale ale intensității câmpului magnetic respectiv potențialului magnetic vector, pe o suprafață de frontieră.

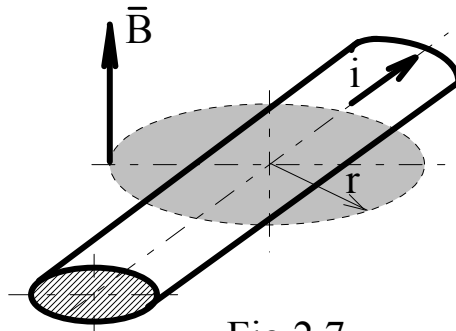


Fig.2.7

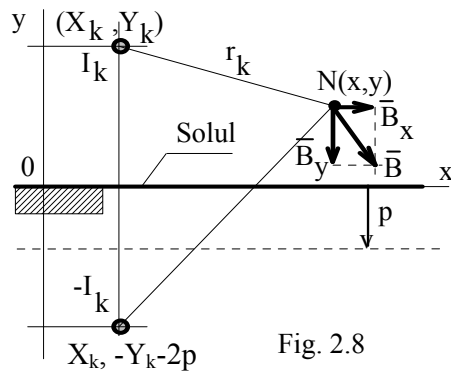


Fig. 2.8

Legea lui Ampère :

$$B = \frac{\mu_0 i}{2\pi r}, \quad (2.19)$$

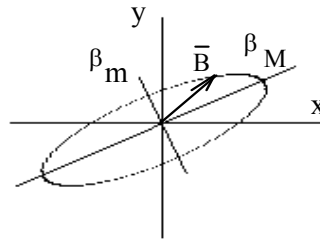


Fig.2.9

Calculul câmpului magnetic al unei LEA în spațiul dintre aceasta și sol se face prin metoda “imaginii conductoarelor în sol”.

Adâncimea de pătrundere:

$$p = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \sigma \omega}}, \quad \sigma = 0,02 \text{ S}, \quad \omega = 314 \text{ rad / s}, \quad (2.20)$$

$$\mu_0 = 4\pi 10^{-7} \text{ H / m}, \quad \text{rezulta } p = 356 \text{ m}$$

Câmpul magnetic de inducție $B(x,y)$ este eliptic, Fig.2.9, axele elipsei și unghiurile acestora fiind calculabile cu relațiile:

$$\left. \begin{aligned}
 B_{M,m}(x,y) &= \sqrt{\frac{B_{x1}^2 + B_{y1}^2 + \rho^2(B_{x2}^2 + B_{y2}^2) + 2\rho(B_{x1}B_{x2} + B_{y1}B_{y2})}{1 + \rho^2}} \\
 \beta_{M,m}(x,y) &= \arctg\left(\frac{B_{y1} + \rho B_{y2}}{B_{x1} + \rho B_{x2}}\right)
 \end{aligned} \right\} \quad (2.25)$$

unde:

$$\rho = \frac{K \pm \sqrt{K^2 + 4}}{2}, K = \frac{B_{x2}^2 + B_{y2}^2 + B_{x1}^2 - B_{y1}^2}{B_{x1}B_{x2} + B_{y1}B_{y2}}. \quad (2.26)$$

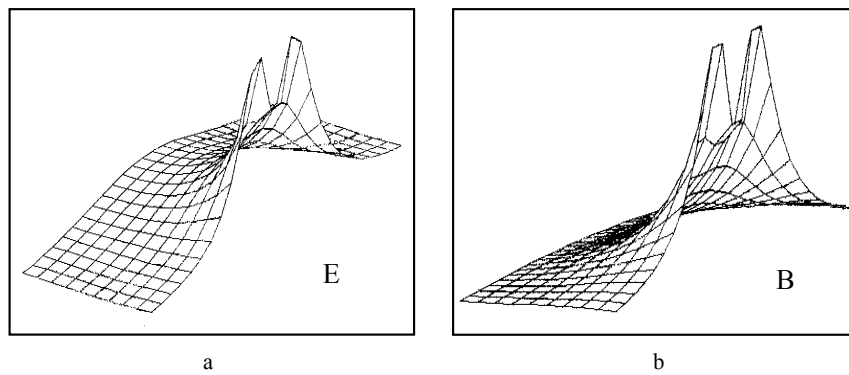


Fig.3.-Electric and magnetic fields of the 110 kV line: a-electric field; b-magnetic field.

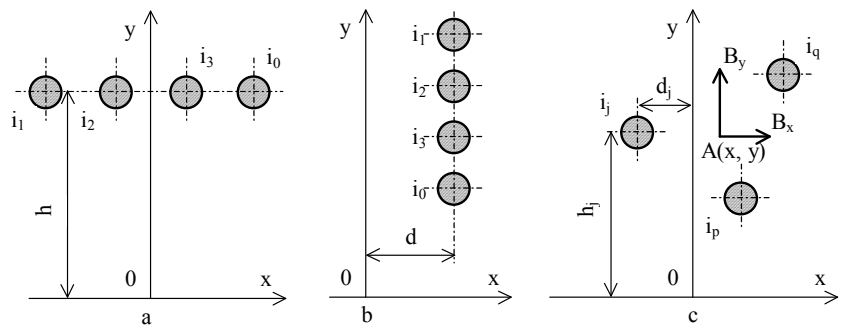


Fig.4.-Three-phase system: a-conductors placed in horizontal plan; b-conductors in vertical plan; c-calculus model of the magnetic map.

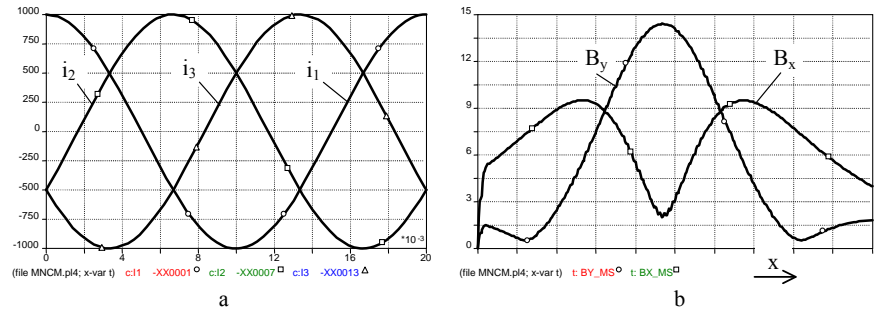


Fig.5.-Conductors in horizontal plan, equilibrated state: a-currents; b-magnetic induction, in μT .

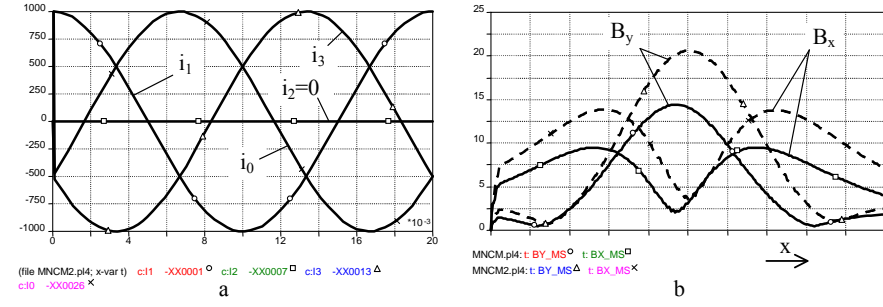


Fig.6.- Conductors in horizontal plan, non-equilibrated state: a-currents; b-magnetic induction, in μT .

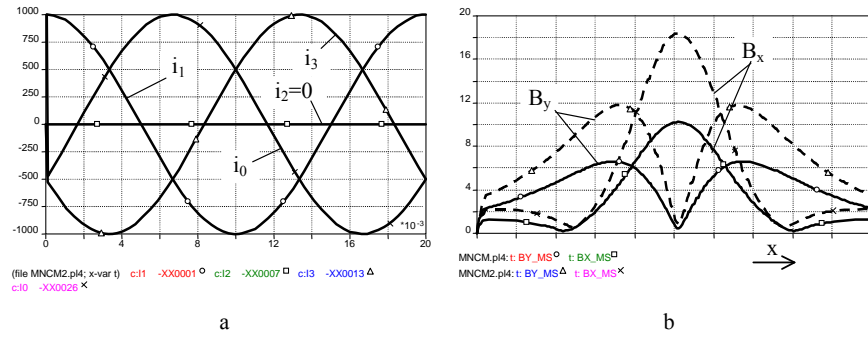


Fig.7.-Conductors in vertical plan, non-equilibrated state:
a-currents; b-magnetic induction, in μT .

Efectele câmpului electric de joasă frecvență

Ecuția generală a electrostaticii, stabilind dependența dintre potențialul U_0 și sarcina q relativă la conductorul M :

$$q = \sum_{i=0}^3 U_i C_i. \quad (2.27)$$

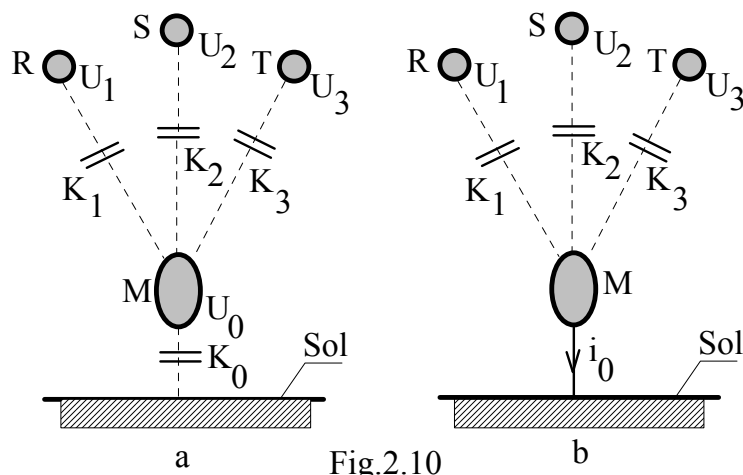


Fig.2.10

- Corp izolat față de pământ (Fig.2.10a), sarcina $q=0$ și:

$$U_0 = -\frac{\sum_{i=1}^3 U_i C_i}{C_0}. \quad (2.28)$$

$$K_i = -C_i \quad (i = 1, 2, 3), \quad K_0 = C_0 - \sum_{i=1}^3 C_i \cong C_0 \quad (C_1, C_2, C_3 \ll C_0) \quad (2.29)$$

- Corp legat la pământ (potențial nul).

Sarcina electrică: $q = \sum_{i=1}^3 U_i C_i. \quad (2.30)$

Curentul prin legătura la pământ: $I_0 = -j\omega q. \quad (2.31)$

$$I_0 = -j\omega \sum_{i=1}^3 U_i C_i, \quad U_0 = \frac{I_0}{j\omega C_0}. \quad (2.32)$$

În conformitate cu Fig.2.10 și relațiile (2.27),...(2.32), sistemul format din sol și corpul M se poate considera ca reprezentând bornele unei surse de alimentare caracterizată prin tensiunea de mers în gol U_0 ,

curentul de scurtcircuit i_0 și care posedă o impedanță internă dată de relația /19/:

$$Z_0 = \frac{1}{j\omega C_0}. \quad (2.33)$$

- Persoană în picioare pe sol, sub LEA:
 - curent indus penetrând prin picioare, fără ca izolația încălțămintei să aibă vreo influență: $15 \cdot 10^{-6}$ A pe kV/m;
 - intensitatea curentului care traversează craniul și circulă prin gât este de ordinul $5 \cdot 10^{-6}$ A pe kV/m.
 - sub LEA de 400 kV, acești curenți ar fi de $80 \cdot 10^{-6}$ A, respectiv $25 \cdot 10^{-6}$ A. Aceste valori sunt cu un ordin de mărime inferioare pragului de percepție la om, care este de arpximativ 1 mA pe traseul dintre cele două mâini și de aceea ei nu sunt sesizați.
 - Intr-o situație asemănătoare, dar sub acțiunea unui câmp mult mai intens, se găsesc persoanele care efectuează lucrări sub tensiune.

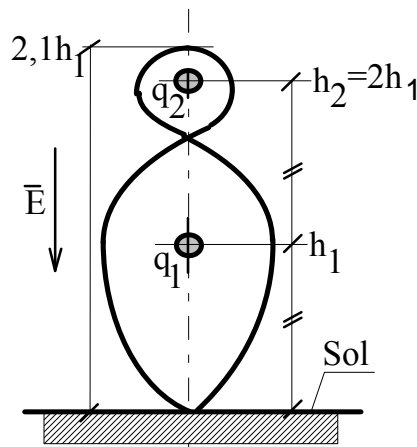


Fig.2.11

Acțiunea câmpului electric asupra unei persoane aflate la sol poate fi simulată prin intermediul unui sistem de două sarcini electrice q_1 , q_2 , amplasate ca în Fig.2.11, la înălțimile h_1 și $h_2=2h_1$, deasupra solului. Se arată că dacă sarcinile electrice q_1 , q_2 sunt date de relațiile:

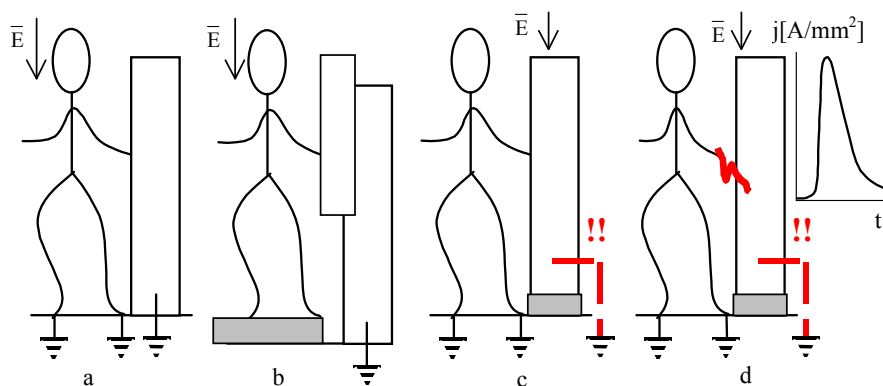
$$q_1 = 2\pi\epsilon_0 \frac{8}{9} Eh_1^2, q_2 = 2\pi\epsilon_0 \frac{4}{9} Eh_1^2, \quad (2.37)$$

Intensitățile curentului care traversează trunchiul, craniul și gâtul, respectiv curentul total, care penetrează prin picioare:

$$i_1 = \omega q_1, \quad i_2 = \omega q_2, \quad i_0 = i_1 + i_2, \quad (2.38)$$

Intensitatea maximă a câmpului electric superficial, măsurat la nivelul craniului:

$$E_{\max} \cong 16E, \quad (2.39)$$



- Curenți în cazul autovehiculelor prezente temporar sub LEA:
 - autoturism: 0,05 mA pe kV/m;
 - microbuz: 0,1 mA pe kV/m;
 - camion, alte vehicule de mari dimensiuni: 0,20...0,25 mA pe kV/m.

- Dacă se are în vedere că limita periculoasă pentru om este de circa 30 mA, se constată că la aceasta nu se poate ajunge nici prin atingerea unui vehicul de mare gabarit, staționat sub o LEA de foarte înaltă tensiune (750 kV).

Calculul curentului teoretic de scurtcircuit al unui fir metalic de lungime ℓ , amplasat la înălțimea h în câmpul electric E al unei LEA se efectuează cu expresia:

$$\underline{I}_0 = j\omega \underline{U}_0 C_0 \ell, \quad (2.40)$$

unde:

$$\underline{U}_0 = \underline{E}h, C_0 = \frac{2\pi\epsilon_0}{\ln\left(\frac{2h}{r}\right)}, \quad (2.41)$$

Efectele câmpului magnetic

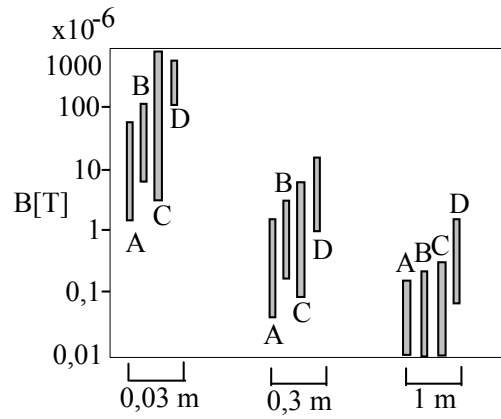


Fig.2.12
Inducția magnetică în
vecinătatea aparatelor
electrocasnice: A-televizor,
B-radiator, C-uscător de păr,
D-aspirator.

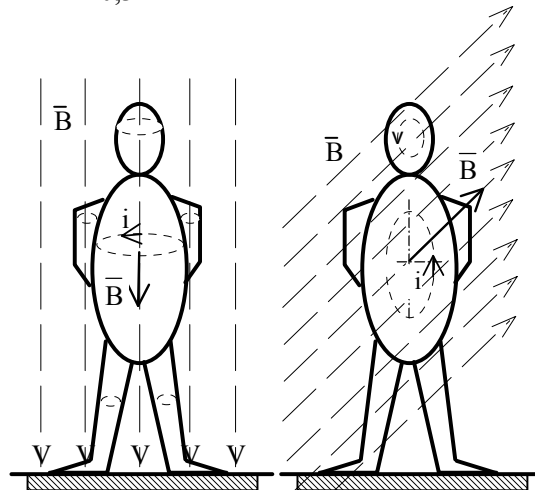
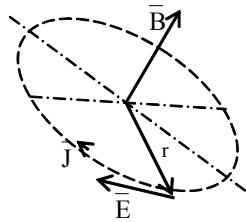


Fig.2.13



$$\left. \begin{aligned}
 e(t) &= -\frac{d\phi(t)}{dt}, \quad \phi = B(t)S = \pi r^2 B(t), \\
 e &= E(t)\ell = 2\pi r E(t), \quad B(t) = B_m \sin \omega t, \\
 E(t) &= \frac{r}{2} \frac{dB}{dt}, \quad E_m = \frac{r}{2} \omega B_m
 \end{aligned} \right\} (2.43)$$

Pentru intensitatea câmpului electric al curenților de conducție, respectiv pentru densitatea de curent se obține /9/:

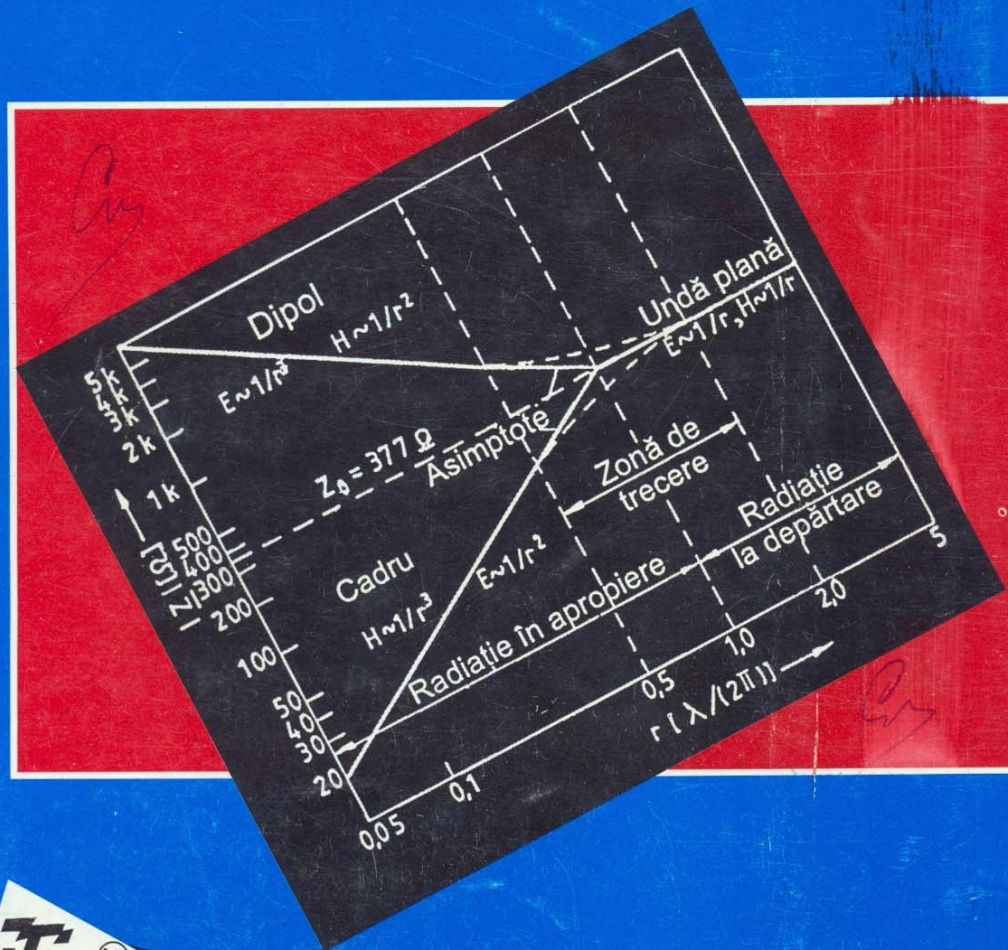
$$\bar{E} = \rho \bar{J}, \quad \bar{J} = \sigma \bar{E}, \quad J = \frac{Br}{2} \sigma \omega, \quad (2.44)$$

CURS CEM

CAP. III FENOMENE DE CUPLAJ

G. Hortopan

Principii și tehnici de
**COMPATIBILITATE
 ELECTROMAGNETICĂ**



2.1. CUPLAJUL GALVANIC

Se pot distinge două categorii de cuplaje galvanice și anume:

- cuplajul galvanic între circuite funcționale;
- cuplajul galvanic datorită legării la pământ a echipamentului.

2.1.1. CUPLAJUL GALVANIC ÎNTRE CIRCUITE FUNCȚIONALE

Dacă două sau mai multe circuite au o impedanță comună, spre exemplu un conductor de masă, atunci trecerea curentului prin impedanța comună este de natură să distorsioneze curenții din toate circuitele cuplate galvanic. În fig.2.1, *a*, este dată o schemă de principiu privind două circuite, 1 și 2 cuplate galvanic prin intermediul impedanței comune \underline{Z}_c , cu notațiile:

$\underline{E}_1, \underline{E}_2$ – tensiunile electromotoare ale surselor;

$\underline{Z}_{s1}, \underline{Z}_{s2}$ – impedanțele interne ale surselor;

$\underline{Z}_{r1}, \underline{Z}_{r2}$ – impedanțele receptoarelor.

Pentru a observa interferența produsă de cuplajul galvanic al celor două circuite, s-a alcătuit schema simplificată din fig. 2.1, *b*, în care $\underline{Z}_{s1} + \underline{Z}_{r1} = \underline{Z}_1$ și $\underline{Z}_{s2} + \underline{Z}_{r2} = \underline{Z}_2$. Ecuațiile de funcționare ale circuitelor sunt:

$$\underline{E}_1 = \underline{Z}_1 \underline{I}_1 + \underline{Z}_c (\underline{I}_1 + \underline{I}_2) \quad (2.1)$$

$$\underline{E}_2 = \underline{Z}_2 \underline{I}_2 + \underline{Z}_c (\underline{I}_1 + \underline{I}_2) \quad (2.2)$$

ecuații din care se obțin curenții:

$$I_1 = \frac{E_1 Z_2 + (E_1 - E_2) Z_c}{Z_1 Z_2 + Z_c (Z_1 + Z_2)} \quad (2.3)$$

$$I_2 = \frac{E_2 Z_1 + (E_2 - E_1) Z_c}{Z_1 Z_2 + Z_c (Z_1 + Z_2)} \quad (2.4)$$

Dacă impedanța de cuplaj Z_c ar fi nulă, curenții în cele două circuite ar fi:

$$I_{01} = \frac{E_1}{Z_1}; \quad I_{02} = \frac{E_2}{Z_2}; \quad (2.5)$$

Datorită cuplajului galvanic, receptoarele sunt excitate cu tensiunile $Z_{r1} I_1$, respectiv $Z_{r2} I_2$.

În absența cuplajului galvanic aceste excitații sunt $Z_{r1} I_{01}$ și $Z_{r2} I_{02}$.

Măsurile de neutralizare la circuitele imprimate. În mod uzual cuplajul galvanic apare în schemele cu circuite imprimate în care punctele m și n (din fig. 2.1) reprezintă puncte pe conductorul de masă al schemei.

Neutralizarea cuplajului galvanic are loc dacă conexiunea la masă a celor două circuite se realizează într-un singur punct M ca în fig.2.2. Anterior, în fig. 1.6, *a*, a fost dată schema electrică a unui amplificator operațional, iar în fig. 1.6, *b*, conexiunile pe placa cu circuite imprimate. Se observă că, pentru a se evita cuplaje galvanice, condensatoarele C_1 , C_2 și rezistența R_3 au conexiunile la masă realizate în același punct.

În cazul în care circuitul imprimat este destinat funcționării la frecvențe mai mari (10 MHz ... 10 GHz), este necesar să se ia în considerare și alte cuplaje între linii, în afara cuplajului galvanic. Astfel în fig. 2.3, *a*, se prezintă un segment dintr-un circuit imprimat format din liniile 1, 2, izolația 3 și masa 4. Sursa cu tensiunea electromotoare E_1 și impedanța internă Z_{s1} alimentează linia 1, cu impedanța proprie Z_{l1} și cu impedanța terminală Z_{s2} . Sursa cu tensiunea electromotoare E_2 și impedanța internă Z_{s2} alimentează linia 2, cu impedanța proprie Z_{l2} și impedanța terminală Z_{r2} . Schema electrică echivalentă privind modul de interinfluențare între cele două linii este dată în fig. 2.3, *b*, în care se disting următoarele cuplaje:

– cuplajul galvanic prin impedanța Z_m datorată închiderii circuitelor prin masa comună;

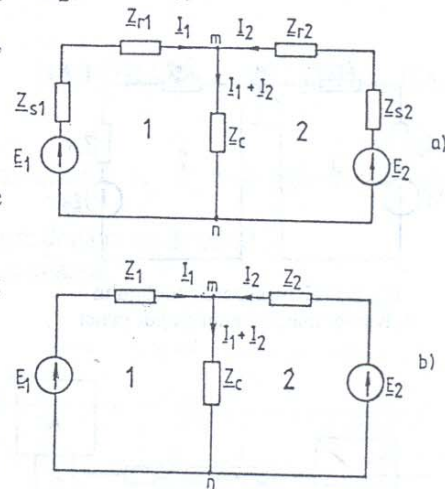


Fig.2.1. Cumplajul galvanic:
a - schema completă; b - schema simplificată

- cuplajul inductiv prin inductivitatea mutuală M , între cele două linii;
- cuplajul capacitiv direct prin capacitatea $C_{1,2}$ între cele două linii;
- cuplajul capacitiv indirect prin capacitățile C_{1m} , C_{2m} față de masa comună celor două linii.

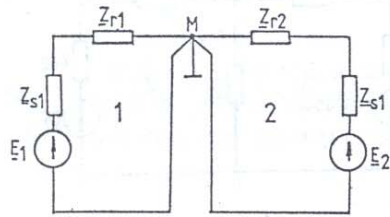


Fig.2.2. Neutralizarea cuplajului galvanic: masa într-un singur punct

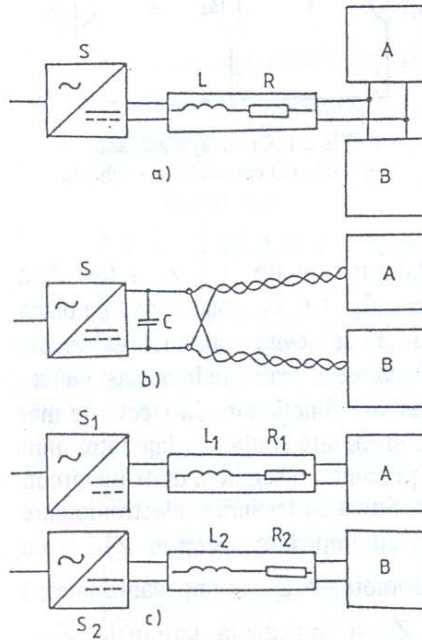


Fig.2.4. Alimentarea receptoarelor A și B din aceeași sursă (a, b) și din surse separate (c)

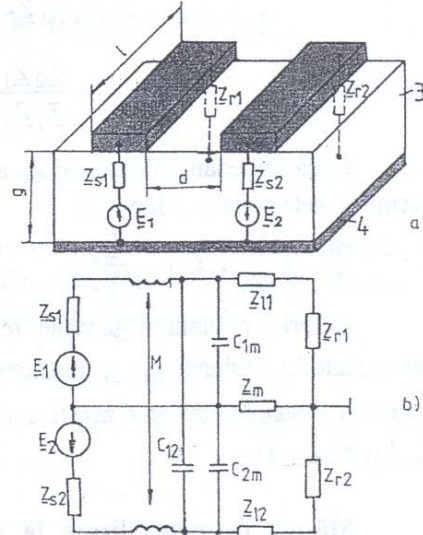


Fig.2.3. Cuplaje multiple între două linii ale unui circuit imprimat

Măsurile tehnice recomandabile pentru neutralizarea interferenței între cele două circuite sunt [8, 21]:

- Creșterea distanței d între cele două linii. În acest mod se diminuează capacitatea C_{12} . În același timp se diminuează și impedanța comună Z_m , ca și inductanța mutuală M ;
- Scurtarea cât se poate de mult a lungimii l a liniilor conductoare în vederea diminuării capacităților C_{12} , C_{1m} , C_{2m} ;
- Creșterea grosimii g în vederea diminuării capacităților C_{1m} , C_{2m} ;
- Folosirea pe cât posibil a unui traseu de întoarcere (linie conductoare) cât mai apropiat de linia de ducere. În acest mod se elimină în mare măsură cuplajul inductiv, cu efect nesemnificativ asupra cuplajului capacitiv. De asemenea, în acest mod, tensiunea indusă de un câmp magnetic variabil extern, în bucla formată de sursă - linie - receptor - masă, este minimă.

Măsurile de neutralizare la alimentatoare. În fig.2.4, *a*, receptoarele *A*, *B* sunt alimentate din sursa *S* prin intermediul unei linii comune cu impedanța $\underline{Z} = R + j\omega L$. Variațiile curentului absorbit de receptorul *A* determină căderi de tensiune pe impedanța \underline{Z} , care influențează funcționarea receptorului *B*.

O soluție de compromis este schițată în fig.2.4, *b*, în care se vede că alimentatorul dispune la ieșire de un condensator de mare capacitate *C*, iar liniile de alimentare, care duc la receptoarele *A* și *B*, sunt distincte, cu conductoarele răsucite în vederea diminuării inductivității. Soluția din fig.2.4, *c* este recomandabilă, fiecare receptor dispunând de alimentatorul propriu.

2.1.2. CUPLAJUL GALVANIC DATORAT LEGĂRII LA PĂMÂNT

Pentru a urmări modul de formare al acestui cuplaj este necesar să se definească noțiunile:

- tensiunea electromotoare echivalentă între două prize de pământ;
- impedanța de cuplaj (transfer) a cablului coaxial.

Tensiunea electromotoare echivalentă între două prize de pământ. În fig. 2.5 se arată că, dacă între prizele de pământ P_1 și P_2 există distanța d și se măsoară, cu ajutorul unui voltmetru, tensiunea între P_1 și P_2 se găsește o tensiune cuprinsă între 0,1V și 2,5 V. Aceste valori au un caracter aleator și depind de poziția geografică a terenului ca și de eventuale instalații industriale din zonă (cale ferată electrificată, conducte de apă și gaze etc.).

Diferența de potențial între prizele de pământ P_1 și P_2 se atribuie *curenților vagabonzi* din pământ, prin a căror circulație apare diferența de potențial menționată. Din punctul de vedere al CEM se poate considera că între prizele de pământ există tensiunea electromotoare echivalentă de influențare e_{dp} , ca în fig.2.5.

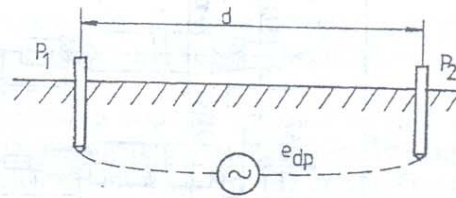


Fig.2.5. Tensiunea electromotoare e_{dp} între două prize de pământ

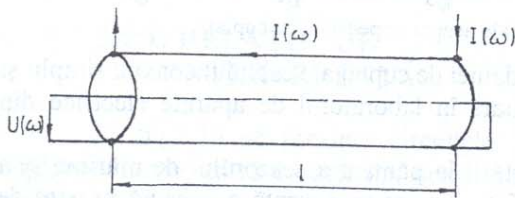


Fig.2.6. Relativ la definiția impedanței de transfer a unui cablu coaxial

Impedanța de transfer (cuplaj) a cablului coaxial. În multe situații conexiunea între un senzor (de exemplu un șunt) și aparatul de măsurat corespunzător (de exemplu un osciloscop) se realizează prin intermediul unui cablu coaxial cu impedanța caracteristică de ordinul 50 ... 75 Ω . Cablul coaxial constituie conexiunea optimă deoarece inductivitatea specifică (H/m) este sensibil mai mică decât a unei linii cu două conductoare.

Dacă, așa cum este schițat în fig.2.6, prin ecranul cablului coaxial, scurtcircuitat la o extremitate și de lungime l se trece curentul armonic $I(\omega)$ se constată că la extremitatea liberă se obține tensiunea $U(\omega)$. Impedanța de transfer (cuplaj) a cablului coaxial este definită de relația:

$$Z_t = \frac{U(\omega)}{I(\omega)l} \quad (2.6)$$

Din punct de vedere teoretic ar trebui ca impedanța de cuplaj să fie nulă. În adevăr, la § 2.2.2 se demonstrează că inducția magnetică în interiorul unui tub cilindric, parcurs în lung de curent electric, este nulă. Faptul că tensiunea captată $U(\omega)$ nu este nulă se datorează execuției imperfecte a tubului cilindric, în speță a cablului coaxial, a cărui secțiune transversală nu este perfect circulară, iar conductorul central nu este așezat centric. Se mai adaugă și faptul că ecranul cablului coaxial este realizat din tresă metalică împletită și ca urmare prin ochiurile tresii poate pătrunde câmpul magnetic variabil. Alte cauze sunt prezentate la § 2.7.6.

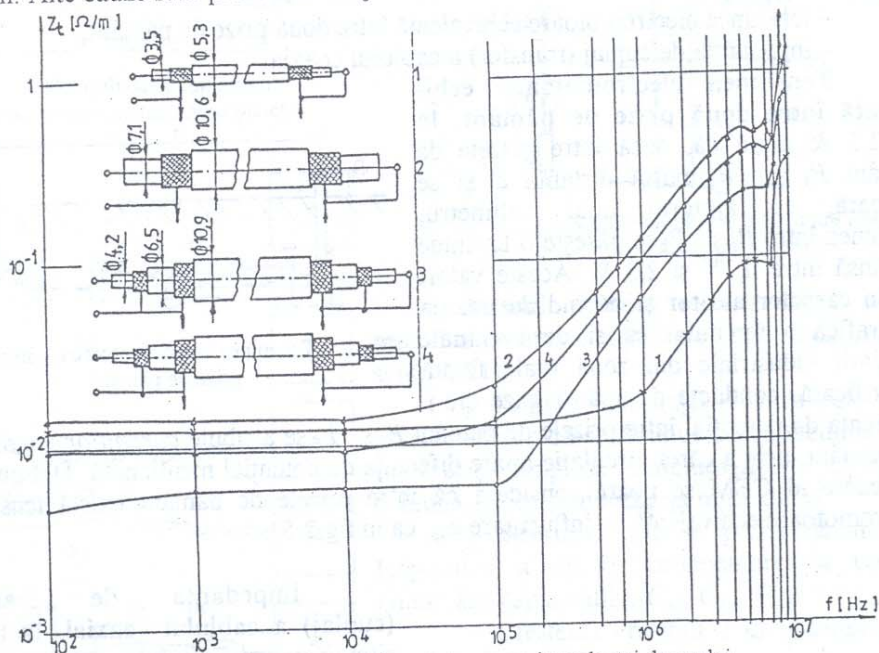


Fig.2.7. Măsurări experimentale asupra impedanței de cuplaj

În fig.2.7 sunt date curbe ale impedanței de cuplaj ale cablului coaxial simplu și dublu ecranat pe baza măsurărilor efectuate în laboratorul de aparate electrice din Universitatea Politehnica București [14].

Un cuplaj galvanic, datorat conectării la pământ a senzorului de mărime și a aparatului de măsurat, este schițat în fig.2.8, în care se prezintă o *schemă greșită* de măsurare a curentului i (10 kA) cu ajutorul șuntului Sh (1 mΩ). Semnalul este transmis aparatului de măsurat AM prin cablul coaxial CC . Impedanța de intrare a aparatului de măsurat este de 75 Ω. Carcasa aparatului de măsurat este conectată (greșit) la pământ.

Cuplajul galvanic se realizează prin ecranul cablului coaxial, care constituie o impedanță comună a circuitului folosit la măsurarea semnalului util și a circuitului în care există tensiunea electromotoare echivalentă e_{dp} .

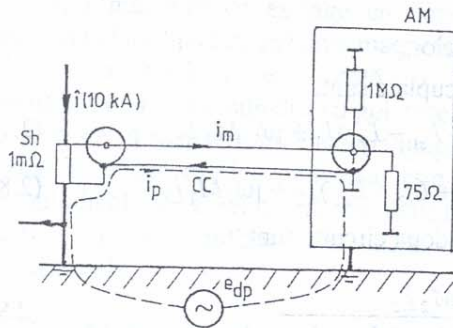


Fig.2.8. Cuplaj galvanic prin ecranul cablului coaxial

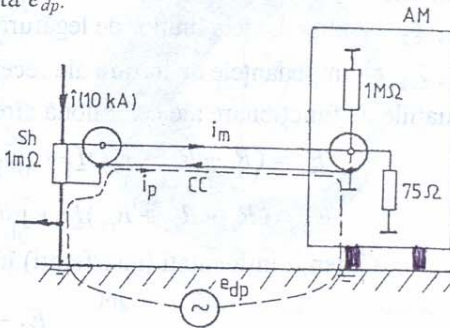


Fig.2.9. Neutralizarea cuplajului galvanic prin izolarea aparatului de măsurat AM

În acest caz există două efecte de interferență:

a) Producerea tensiunii de tipul $U(\omega)$ la intrarea în aparatul de măsurat deoarece rezistența șuntului de ($1 \text{ m}\Omega$) poate fi considerată un scurtcircuit;

b) Interacțiunea între circuitul de măsurare prin care trece curentul i_m și cel care se închide prin pământ, prin care trece curentul i_p . Această interacțiune pur galvanică se realizează conform relațiilor (2.3) și (2.4).

Măsurii de neutralizare. Pentru a neutraliza cuplajul galvanic rezultat în schema electrică din fig.2.8 este suficient să se izoleze aparatul de măsurat, ca în schița din fig.2.9. Curentul datorat tensiunii electromotoare echivalente e_{dp} este drastic limitat de capacitatea parazită C_p , care prezintă reactanța $Z_c = 1/(jC\omega)$.

2.2. CUPLAJUL INDUCTIV

Acest tip de cuplaj se mai numește și *transformatoric*. Cuantificarea interferenței este posibilă cu ajutorul ecuațiilor de funcționare ale transformatorului.

2.2.1. RELAȚII DE INTERFERENȚĂ

În fig.2.10 se prezintă circuitele 1 și 2 cuplate inductiv, adică o parte din fluxul magnetic produs de trecerea curentului într-un circuit străbate bucla formată de celălalt circuit. Cu notațiile:

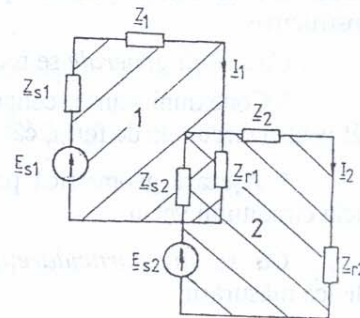


Fig.2.10. Relativ la cuplajul inductiv

$\underline{E}_{s1}, \underline{E}_{s2}$ – tensiunile electromotoare ale surselor;

$\underline{Z}_{s1}, \underline{Z}_{s2}$ – impedanțele interne ale surselor;

$\underline{Z}_1, \underline{Z}_2$ – impedanțele liniilor de legătură;

$\underline{Z}_1, \underline{Z}_2$ – impedanțele de intrare ale receptoarelor,

ecuațiile de funcționare ale celor două circuite cuplate sunt:

$$\underline{E}_1 = (R_1 + R_{s1} + R_{r1})\underline{I}_1 + j\omega_1(L_1 + L_{s1} + L_{r1})\underline{I}_1 + j\omega_2 M_2 \underline{I}_2 \quad (2.7)$$

$$\underline{E}_2 = (R_2 + R_{s2} + R_{r2})\underline{I}_2 + j\omega_2(L_2 + L_{s2} + L_{r2})\underline{I}_2 + j\omega_1 M_1 \underline{I}_1 \quad (2.8)$$

Curenții influențați (interferența) în cele două circuite sunt:

$$\underline{I}_1 = \frac{\underline{E}_1 - j\omega_2 M_2 \underline{I}_2}{R_1 + R_{s1} + R_{r1} + j\omega_1(L_1 + L_{s1} + L_{r1})} \quad (2.9)$$

$$\underline{I}_2 = \frac{\underline{E}_2 - j\omega_1 M_1 \underline{I}_1}{R_2 + R_{s2} + R_{r2} + j\omega_2(L_2 + L_{s2} + L_{r2})} \quad (2.10)$$

în comparație cu curenții neinfluențați:

$$\underline{I}_{01} = \frac{\underline{E}_1}{R_1 + R_{s1} + R_{r1} + j\omega_1(L_1 + L_{s1} + L_{r1})} \quad (2.11)$$

$$\underline{I}_{02} = \frac{\underline{E}_2}{R_2 + R_{s2} + R_{r2} + j\omega_2(L_2 + L_{s2} + L_{r2})} \quad (2.12)$$

În cele două circuite interferate apar tensiunile electromotoare de interferență:

– $j\omega_2 M_2 \underline{I}_2$, respectiv – $j\omega_1 M_1 \underline{I}_1$.

2.2.2. MIJLOACE DE NEUTRALIZARE

Soluțiile tehnice pentru neutralizarea cuplajului transformatoric (inductiv) pot fi clasificate în soluții generale și soluții individuale corespunzătoare fiecărei structuri constructive.

Ca soluții generale se recomandă:

* Conexiuni scurte; conductoare dus-întors răsucite; conexiuni în cablu coaxial atât pentru circuitele de forță, cât și pentru cele de măsurare;

* Așezare geometrică potrivită pentru transfer minimal de flux magnetic în bucla circuitului vecin.

Ca soluții particulare se recomandă următoarele structuri constructive în tehnica măsurării:

* Șuntul coaxial, pentru măsurarea curenților cu variații rapide;

* Ecranarea suplimentară a cablului coaxial și folosirea cabinei ecranate.

Neutralizarea cuplajului magnetic, în cazul șuntului coaxial, constă în aceea că tensiunea de măsurare (proporțională cu curentul măsurat) se extrage cu conductoare într-un volum lipsit de inducție magnetică.

În fig.2.11 este dată o secțiune transversală într-un cilindru cu gol excentric. Se urmărește să se determine inducția magnetică în golul excentric când conductorul este parcurs longitudinal de curentul I , cu densitatea de curent $\mathbf{J} = J\mathbf{k}$, uniformă în aria secțiunii transversale.

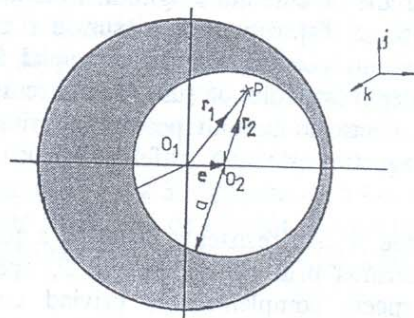


Fig.2.11. Cilindrul cu gol excentric

Modelarea golului excentric, ca necesitate de calcul, se realizează prin aceea că se aplică principiul suprapunerii proceselor fizice liniare și anume peste curentul de densitate $\mathbf{J} = J\mathbf{k}$, în aria circulară de rază b , se suprapune curentul de densitate $-\mathbf{J} = -J\mathbf{k}$ în aria circulară de rază a .

Cu notațiile din fig. 2.10, unde excentricitatea golului s-a notat cu $e = ei$, rezultă:

a) Modulul inducției magnetice, în punctul P , situat în gol, datorat trecerii curentului prin conductorul de rază b .

$$B_1 = \frac{\mu_0 \pi r_1^2 J}{2\pi r_1} = \frac{\mu_0 r_1 J}{2} \quad (2.13)$$

Vectorul corespunzător are expresia:

$$\mathbf{B}_1 = \frac{\mu_0}{2} \mathbf{J} \times \mathbf{r}_1 \quad (2.14)$$

b) În mod similar vectorul de inducție magnetică, în același punct P , produs de curentul care parcurge conductorul de rază b este:

$$\mathbf{B}_2 = -\frac{\mu_0}{2} \mathbf{J} \times \mathbf{r}_2 \quad (2.15)$$

Inducția magnetică rezultantă în același punct P este:

$$\mathbf{B} = \mathbf{B}_1 + \mathbf{B}_2 = \frac{\mu_0}{2} \mathbf{J} \times (\mathbf{r}_1 - \mathbf{r}_2) = \frac{\mu_0}{2} \mathbf{J} \times \mathbf{e}; \quad (2.16)$$

dar cum $\mathbf{J} = J\mathbf{k}$ și $\mathbf{e} = ei$

$$\mathbf{B} = \frac{\mu_0}{2} J e \mathbf{k} \times \mathbf{i} = \frac{\mu_0}{2} J e \mathbf{j} \quad (2.17)$$

Rezultă că în orice punct al golului de rază a , inducția magnetică este uniformă și orientată după versorul \mathbf{j} , sau după axa y . Dacă excentricitatea este nulă, adică dacă $e = 0$, rezultă că și $\mathbf{B} = 0$. Cu alte cuvinte în golul unui conductor tubular circular

parcurs de curentul longitudinal, inducția magnetică este nulă. Pe această constatare se bazează dispozitivul de măsurare al curenților intenși având variații rapide cu ajutorul șuntului coaxial, schițat principial în fig.2.12. Tubul cilindric 1 (din manganină) îndeplinește rolul de șunt fiind parcurs de curentul i . Semnalul de măsurare este captat în interiorul tubului pe circumferințele m și n , volum în interiorul căruia inducția magnetică este nulă, astfel încât tensiunea de măsurare este:

$$U_m = Ri \tag{2.18}$$

unde R este rezistența electrică a tubului de manganină. Semnalul astfel captat este transmis prin cablul coaxial 2, aparatului de măsurat (de exemplu osciloscop) 3. Aspecte complementare privind construcția șuntului coaxial în scopul eliminării efectelor de capăt și scoaterii șuntului de sub influența câmpurilor electromagnetice externe sunt prezentate în cap. 7.

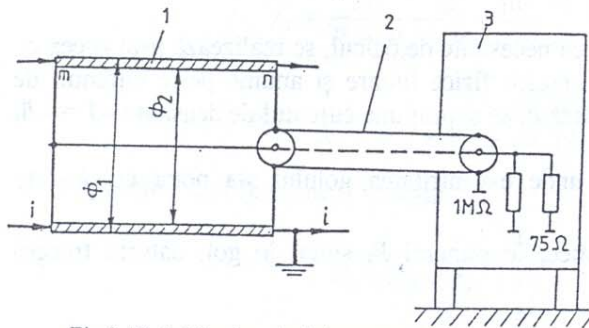


Fig.2.12. Schița de principiu a șuntului coaxial

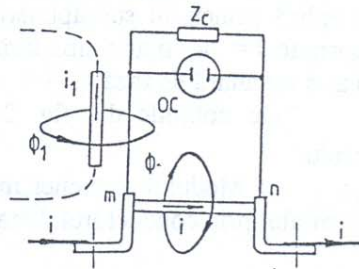


Fig.2.13. Interferențe la folosirea șuntului cu bare

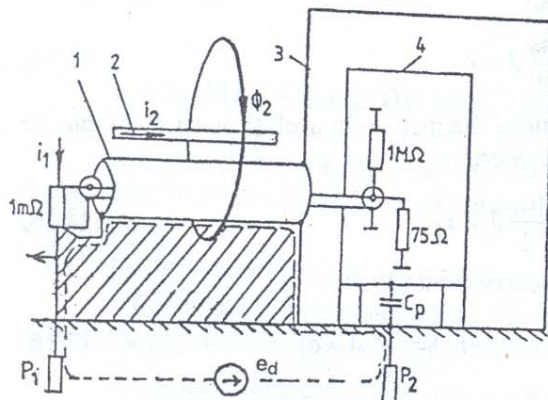


Fig.2.14. Neutralizarea cuplajului inductiv prin ecranarea suplimentară a cablului coaxial și folosirea cabinei ecranate

Notă: Folosirea șuntului cu bare, schițat în fig. 2.13, la măsurarea curenților cu variații rapide nu este indicată din cauza interferenței produse de tensiunile induse în bucla de măsurare. În adevăr tensiunea de măsurare, în acest caz nu mai este $u_m = Ri$ ci:

$$u_m = Ri + \frac{d\phi}{dt} + \frac{d\phi_1}{dt} + \dots \tag{2.19}$$

relație în care s-a notat:

ϕ - fracțiunea din fluxul propriu (produs de curentul i) care parcurge bucla de măsurare;

ϕ_1 - fracțiunea din fluxul produs de alt conductor, parcurs de curentul i_1 , din apropierea șuntului cu bare, care parcurge bucla de măsurare.

Ecranarea suplimentară a cablului coaxial și folosirea cabinei ecranate sunt schițate în fig. 2.14. Ecranul suplimentar 1, constituit de obicei dintr-o țevă de oțel, este conectat la pământ P_1 la

extremitatea dinspre senzorul de curent (șuntul coaxial), iar la cealaltă extremitate este conectat la o cabină, cu pereți din tolă de Ol , sau Cu , legată la priza de pământ proprie P_2 . Se urmărește să se elimine cuplajul magnetic produs de trecerea curentului i_2 prin conductorul 2. Pe traseul marcat cu linie punctată se încheie un circuit parcurs atât de curentul indus prin variația fluxului magnetic ϕ_2 , cât și curentul cauzat de tensiunea electromotoare e_a .

Efectul de ecranare al cabinei 3 este prezentat în § 4.2.3. Aparatul de măsurare și prelucrarea datelor 4 (osciloscop, calculator) este izolat față de pământ. Capacitatea parazită C_p oferă o reactanță mult mai mare decât reactanța traseului punctat, care în fond constituie un scurtcircuit.

2.3. CUPLAJUL CAPACITIV

Cuplajul capacitiv se datorează existenței capacităților parazite. În fig. 2.15, *a* linia 1, este supusă tensiunii \underline{U}_1 față de pământ. Linia 2 primește tensiunea \underline{U}_2 , datorată capacităților parazite C_1 și C_2 ca și rezistenței (de perditanță) R_2 . În fig. 2.15, *b*, este dată schema echivalentă corespunzătoare. Cu notațiile:

$$\underline{Z}_1 = \frac{1}{j\omega C_1}; \quad \underline{Z}_2 = \frac{R_2}{1 + j\omega C_2 R_2} \quad (2.20)$$

$$\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2 = \frac{1 + j\omega R_2(C_1 + C_2)}{j\omega R_2(1 + j\omega R_2 C_2)} \quad (2.21)$$

raportul tensiunilor $\underline{U}_2/\underline{U}_1$ este egal cu raportul impedanțelor corespunzătoare:

$$\frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_1} = \frac{\underline{Z}_2}{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2} \quad (2.22)$$

de unde rezultă tensiunea de interferență a conductorului 2:

$$\underline{U}_2 = \underline{U}_1 \frac{j\omega R_2 C_1}{1 + j\omega R_2(C_1 + C_2)} \quad (2.23)$$

Se pot considera următoarele cazuri limită:

a) Rezistența echivalentă perditanței este foarte mare, adică $R_2 \rightarrow \infty$ și în acest caz rezultă relația pentru divizorul de tensiune capacitiv;

$$\underline{U}_2 = \underline{U}_1 \frac{C_1}{C_1 + C_2} \quad (2.24)$$

b) Capacitatea C_2 este foarte mică, adică $C_2 \rightarrow 0$ și în acest caz tensiunea conductorului 2 rezultă:

$$\underline{U}_2 = \underline{U}_1 \frac{j\omega R_2 C_1}{1 + j\omega R_2 C_1} \quad (2.25)$$

adică relația unui divizor de tensiune la care brațul de înaltă tensiune este constituit de o capacitate, iar cel de joasă tensiune este constituit de o rezistență.

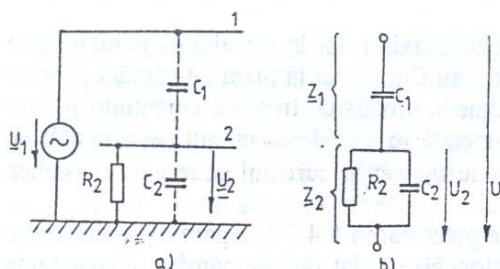


Fig.2.15. Cuplaj capacitiv:
a - aranjament fizic; b - schema echivalentă

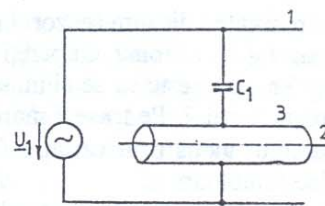


Fig.2.16. Neutralizarea cuplajului capacitiv cu ajutorul unui ecran conectat la pământ

Pentru neutralizarea interferenței se recomandă, după structura constructivă a instalației, următoarele soluții:

a) În instalațiile din tehnica măsurării și din informatică, conductorul 2 se introduce într-un ecran (țevă metalică) conectat la pământ, așa cum se schițează în fig.2.16. Astfel condensatorul C_2 dispăre. Pentru fenomene conexe a se vedea § 2.7.6.

Din punct de vedere practic schema electrică de măsurare rămâne cea prezentată în fig.2.14 și este indicată atât pentru neutralizarea cuplajului inductiv, cât și pentru neutralizarea cuplajului capacitiv.

b) În tehnica curenților intensi interferența datorată capacităților parazite este neutralizată prin formarea unui divizor de tensiune capacitiv cu capacități mult superioare (două ordine de mărime) față de capacitățile parazite. Astfel în fig.2.17 s-a schițat dispoziția constructivă a unui întrerupător de înaltă tensiune, echipat cu patru ($1 \dots 4$) camere de stingere conectate în serie între bornele A și B .

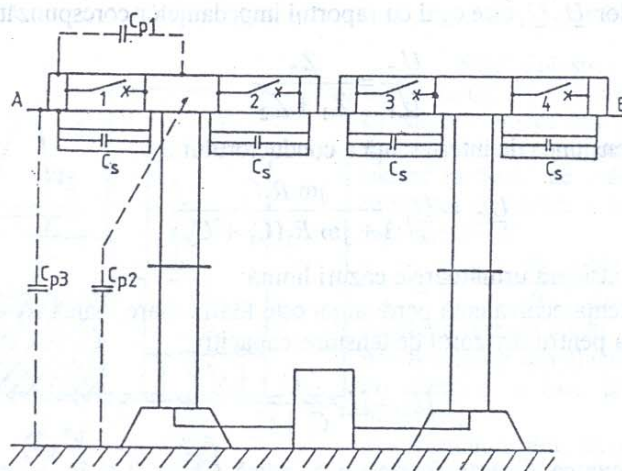


Fig.2.17. Neutralizarea capacităților parazite

Din punct de vedere funcțional, se urmărește ca, după întreruperea curentului de scurtcircuit, tensiunea tranzitorie de restabilire să se repartizeze uniform pe cele patru locuri de întrerupere. Datorită capacităților parazite (C_{p1} , C_{p2} , C_{p3} etc.) existente între piesele metalice și între acestea și pământ, tensiunea tranzitorie de restabilire nu

este repartizată uniform pe cele patru locuri de rupere [13]. Capacitățile C_{p1} , C_{p2} , C_{p3} ... sunt de ordinul 5 ... 50 pF, iar pentru a neutraliza efectul lor, în paralel cu fiecare loc de întrerupere se conectează capacitățile suplimentare $C_s \approx 1000$ pF, deci de valoare sensibil mai mare decât valoarea individuală a capacităților parazite.

2.4. CUPLAJUL PRIN RADIAȚIE ELECTROMAGNETICĂ

La considerarea cuplajelor inductiv și capacitiv s-a considerat câmpul magnetic ca fiind independent de cel electric. În cazul radiației electromagnetice este necesar a se considera dependența între cele două mărimi vectoriale prin ecuațiile lui Maxwell:

$$\text{rot } \underline{\mathbf{H}} = \frac{\partial \underline{\mathbf{D}}}{\partial t} ; \text{rot } \underline{\mathbf{H}} = j\omega \epsilon_0 \underline{\mathbf{E}} \quad (2.26)$$

$$\text{rot } \underline{\mathbf{E}} = -\frac{\partial \underline{\mathbf{B}}}{\partial t} ; \text{rot } \underline{\mathbf{E}} = -j\omega \mu_0 \underline{\mathbf{H}} \quad (2.27)$$

cunoscute ca ecuațiile inițiale, folosite la stabilirea mărimilor $\underline{\mathbf{E}}$ și $\underline{\mathbf{H}}$ în spațiul în care radiază un dipol [20, 31]. Efectul radiației electromagnetice asupra unei linii electrice va fi analizat, în cele ce urmează, fără a se considera și reacția liniei asupra câmpurilor $\underline{\mathbf{E}}$ și $\underline{\mathbf{H}}$.

În fig.2.18, *a*, se arată că, la mare distanță de dipolul care emite radiația electromagnetică, vectorii $\underline{\mathbf{E}}$ și $\underline{\mathbf{H}}$ sunt în fază, decațați în spațiu cu $\pi/2$ și se deplasează cu viteza $c = 1/\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}$. În fig.2.18, *b*, se consideră o linie formată din două conductoare 1 și 2 (al doilea conductor poate fi pământul) între care există distanța h , linie orientată în acord cu sistemul de coordonate din fig.2.18, *a*. Din linia menționată se consideră segmentul de lungime dx , orientat după coodonața x .

Teorema a doua a lui Kirchhoff, scrisă pentru bucla *a*, *b*, *c*, *d*, *a*, are forma:

$$u - \left(u + \frac{\partial u}{\partial x} dx \right) - L_0 dx \frac{\partial i}{\partial t} = -\frac{\partial}{\partial t} \int_0^h B_y dz dx ; \quad (2.28)$$

sau

$$\frac{\partial u}{\partial x} + L_0 \frac{\partial i}{\partial t} = \frac{\partial}{\partial t} \int_0^h B_y dz \quad (2.29)$$

unde L_0 este inductivitatea pe unitatea de lungime a liniei.

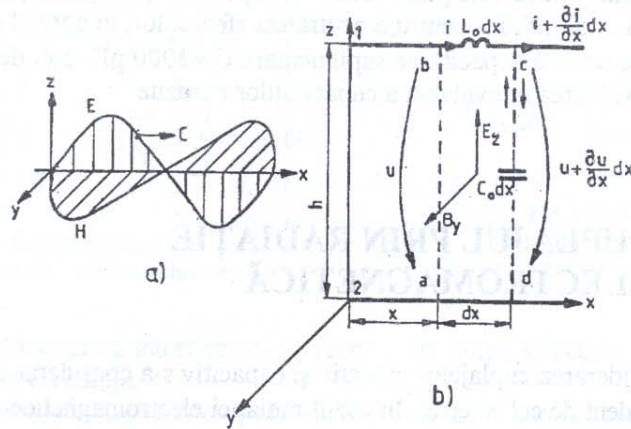


Fig.2.18. Unda plană:
 a - câmpul E și inducția B de depărtare, b - relativ la efectul asupra unei linii

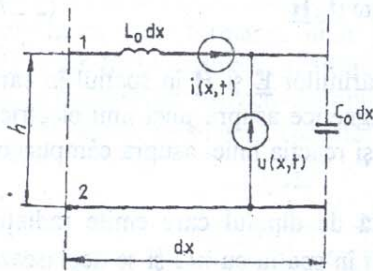


Fig.2.19. Schema echivalentă

Se observă că:

$$\begin{aligned} u &= u(x, t) \\ i &= i(x, t) \\ B_y &= B_y(x, z, t) \\ E_z &= E_z(x, z, t) \end{aligned} \quad (2.30)$$

Teorema întâi a lui Kirchhoff în nodul c se scrie:

$$i - \left[i + \frac{\partial i}{\partial x} dx \right] = \underbrace{C_0 dx \frac{\partial u}{\partial t}}_{i_d} - \underbrace{C_0 dx \frac{\partial}{\partial t} \int_0^h E_z dz}_{i_{dm}} ; \quad (2.31)$$

unde C_0 este capacitatea pe unitatea de lungime a liniei.

Ultimul termen din dreapta ecuației (2.31), adică i_{dm} , este datorat existenței câmpului electric E_z și modifică curentul de deplasare în condensatorul $C_0 dx$, datorat existenței tensiunii $u(x+dx)$. Din relația (2.31) se obține:

$$\frac{\partial i}{\partial x} + C_0 \frac{\partial u}{\partial t} = C_0 \frac{\partial}{\partial t} \int_0^h E_z dz \quad (2.32)$$

În relațiile (2.29) și 2.32) partea stângă reprezintă efectul, iar partea dreaptă cauza, adică excitațiile de câmp electromagnetic legate între ele de relațiile (2.26) și (2.27).

Notă. S-a considerat că linia nu are pierderi. În cazul liniilor lungi, în absența componentelor E și H , termenii din partea stângă se conservă, ca în relațiile (2.29) și (2.32), iar termenii din partea dreapta dispar.

Efectul radiației electromagnetice asupra liniei electrice constă în aceea că linia este parcursă de curentul electric $i(x, t)$ și că între cele două conductoare (1, 2) apare tensiunea $u(x, t)$. Modelarea efectului radiației este schițat în fig. 2.19 prin:

* o sursă de curent $i(x, t)$ datorat variației inducției magnetice în aria de suprafață $h_c dx$;

* o sursă de tensiune $u(x, t)$ ca urmare a existenței unui câmp electric între conductoarele 1 și 2 care formează linia.

Neutralizarea efectului radiației electromagnetice se realizează cu ajutorul filtrelor, ecranelor, a spațiilor (cabine) ecranate, după cum se arată în cap. 3, 4, 5.

2.5. DECUPLAREA OPTOELECTRICĂ

În tehnica măsurării și în cea a prelucrării datelor (informatică) o soluție convenabilă pentru neutralizarea cuplajelor rezistiv, inductiv, capacitiv, de radiație o constituie folosirea optocuploarelor și a liniilor optoelectrice.

2.5.1. OPTOCUPLORUL

Acesta, sub forma unui circuit integrat, permite transmiterea unui semnal între două circuite separate galvanic. Rigiditatea dielectrică între cele două circuite, în funcție de construcție, este cuprinsă între 0,5 și 6 kV [33].

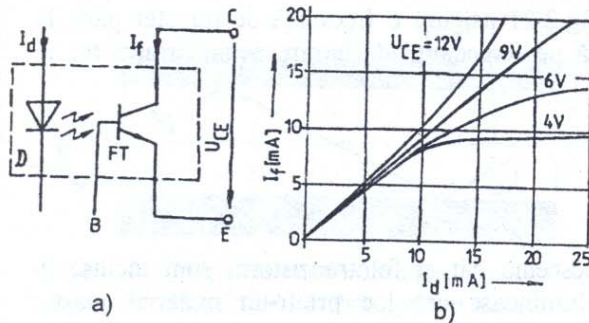


Fig.2.20. Optocuplorul:

a - schema electrică; b - caracteristica $I_f = f(U_{CE})$

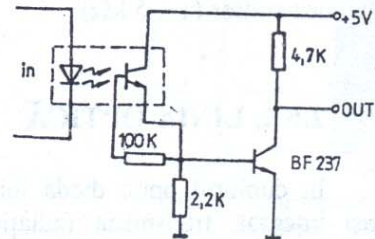


Fig.2.21. Schemă de utilizare pentru frecvențe până la 100 kHz

În fig. 2.20, a, este dată schema electrică a unui optocuplor, care arată că acesta este format dintr-o diodă fotoemisivă D , ca emițător și fototranzistorul FT , ca

receptor, între care se află un material plastic transparent. Dioda D este de tipul GaAs și la excitarea ei cu curentul I_d emite radiații în banda infraroșu. În timpul funcționării, din cauza temperaturii și a câmpului electric existent între dioda emisivă și fototranzistor, există tendința unei imigrații de ioni care se depun în special pe suprafața fototranzistorului și care astfel alterează funcționarea dispozitivului. În scopul eliminării acestei disfuncționări, pe suprafața tranzistorului se depune un ecran de oțel transparent (transparent ion screen, TRIOS). Caracteristica de funcționare a unui optocuplor este dată în fig. 2.20, *b*, în care se vede dependența între fotocurentul I_f în funcție de curentul I_d , de excitație a diodei, având ca parametru tensiunea U_{CE} între colector și emitor. În fig. 2.21 este dată o schemă de folosire a optocuplorului, cu un etaj de amplificare, schemă utilizabilă până la frecvența de 100 kHz.

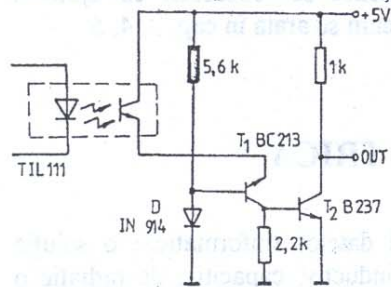


Fig.2.22. Relativ la diminuarea capacității bază-emitor

Banda de frecvență a semnalului transferat printr-un optocuplor este limitată de timpul de ieșire din conducție a fototranzistorului. La stabilirea conducției capacitatea Miller se încarcă relativ rapid, descărcarea se realizează prin volumul de mare rezistență între bază și emitor și durează, în mod normal, până la 100 μ s. Dacă însă în paralel cu baza-emitor se conectează o rezistență, se produce descărcarea capacității Miller. Cu cât această rezistență are o valoare mai mică, cu atât comutația este mai rapidă, dar, în acest caz, apare dezavantajul diminuării curentului

fotonic și deci a reducerii raportului de transfer al optocuplorului. În fig. 2.22 este dată o schemă cu ajutorul căreia se elimină acest inconvenient. Fototranzistorul funcționează cu o rezistență mică de intrare (20... 100 Ω) și anume a tranzistorului T_1 , al cărui punct de funcționare este determinat de căderea de tensiune în dioda D . În acest mod amplificarea în tensiune a fototranzistorului scade la valori mici (1... 10), dar în același timp tensiunea bază-colector nu scade sub 2 V. Următorul tranzistor T_2 asigură o amplificare convenabilă. Schema din fig.2.21 asigură o frecvență de transfer până la 100 kHz. Aici fototranzistorul lucrează pe impedanța de intrare a unui tranzistor în conexiunea emitor (1... 5 k Ω).

2.5.2. LINIA OPTICĂ

În cuplorul optic dioda luminescentă cât și fototranzistorul sunt incluse în același integrat, transmisia radiației luminoase are loc printr-un material plastic transparent, care rezistă din punct de vedere dielectric la o tensiune de câțiva kilovolți. În cazul în care tensiunea între circuitele electrice cuplate optic este mai mare (10 kV... 1000 kV) izolația între cele două circuite electrice se realizează printr-o linie optică. Această linie, în tehnica telecomunicațiilor, înlocuiește conductorul de cupru și deci utilizarea liniei optice conduce la următoarele aspecte benefice:

- a) Permite transferul de informații între circuite între care există diferențe de potențial importante;
- b) Elimină cuplajele galvanic, inductiv, capacitiv;
- c) Elimină folosirea conductoarelor de cupru și deci a costurilor mari de materiale active.

Funcționarea liniei optice se bazează pe fenomenul reflexiei totale și ca urmare prin structura liniei optice se urmărește producerea acestui fenomen [7]. Dacă lumina se propagă într-un mediu transparent, având indicele de refracție $n = 1,6$, viteza sa de propagare se micșorează de n ori față de viteza c a luminii în vid, adică:

$$c_n = \frac{c}{n} = \frac{300.000 \text{ km / s}}{1,6} = 187.500 \text{ [km / s]} \quad (2.33)$$

Din punct de vedere constructiv, linia optică este realizată în două variante și anume:

a) **Linia optică fără gradient al indicelui de refracție.** Un miez cilindric, de material sticlos cu diametrul de 50... 200 μm este învelit de o manta de sticlă al cărei indice de refracție este aproximativ 0,99 din indicele de refracție al miezului cilindric. În fig. 2.23 este reprezentată o secțiune longitudinală într-o asemenea linie optică, la care $n_2 = 0,99 n_1$ și deci $n_2 < n_1$. La pătrunderea unei radiații luminoase din aer în miezul central se produce un fenomen de refracție, definit prin relația cunoscută din lucrările de fizică [7]:

$$n_0 \sin \theta = n_1 \sin \gamma; \quad n_0 = 1 \quad (2.34)$$

Dacă radiația luminoasă determină la trecerea din mediul 1 (miez sticlos) în mediul 2 (manta) un unghi $\gamma < \gamma_l$, unde γ_l este un unghi limită definit de relația:

$$\cos \gamma_l = \frac{n_2}{n_1} \quad (2.35)$$

se produce fenomenul de reflexie totală.

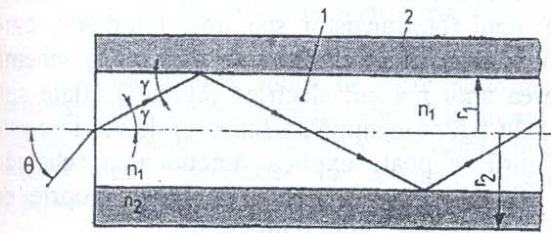


Fig.2.23. Principiul de funcționare a liniei optice:
1 - miez sticlos; 2 - manta; $n_2 < n_1$

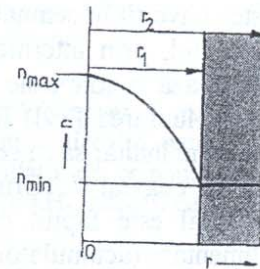


Fig.2.24. Linie optică cu gradient

Spre exemplu, dacă $n_2/n_1 = 0,99$ rezultă $\gamma_l = 8,1^\circ$. Acest proces de reflexie totală se repetă în lungul liniei optice, iar în cele din urmă semnalul optic este transmis pe lungimi mari. În relația 2.34, dacă unghiul γ capătă o valoare limită γ_l , urmează că este necesar ca și unghiul θ să capete o valoare limită θ_d , care se numește *unghi de deschidere*. Spre exemplu dacă $n_1=1,5$ și $\gamma_l = 8,1^\circ$ rezultă:

$$\sin \theta_d = n_1 \sin \gamma_1 \quad (2.36)$$

$$\sin \theta_d = 1,5 \cdot \sin 8,1 = 0,211 ; \theta_d = 12,21^\circ \quad (2.37)$$

b) **Linia optică cu gradient al indicelui de refracție.** Un neajuns al liniei optice fără gradient al indicelui de refracție îl constituie limitarea în frecvență a semnalului transmis. Lumina intră în linia optică sub diferite unghiuri, cuprinse între θ și θ_d și la diferite lungimi de undă. O parte a fascicului luminos se poate propaga cvasidirect, după direcția axială a liniei optice, în timp ce alte fascicule parcurg un drum în zig-zag. Acest neajuns este eliminat la linia optică cu gradient al indicelui de refracție. În fig. 2.24 se observă că miezul liniei optice are în axa sa indicele de refracție n_{max} cel mai mare, apoi indicele de refracție scade parabolic ajungând la valoarea n_{min} , valoare care se menține și în manta. Traseul fascicului de lumină apare sub forma unei unde, ca în fig. 2.25. La un unghi de intrare θ_1 mai mare traseul parcurs este mai lung, dar într-un mediu cu indice de refracție mai mic, deci cu viteza de propagare mai mare. La un unghi de intrare θ_2 mai mic traseul este mai scurt, dar într-un mediu cu indice de refracție mai mare, deci cu viteza de propagare mai mică. În acest mod cele două fascicule de lumină ajung la destinație cu o diferență minimală de timp, spre exemplu de $+0,1 \text{ ns/km}$, după cum se arată în lucrarea [9].

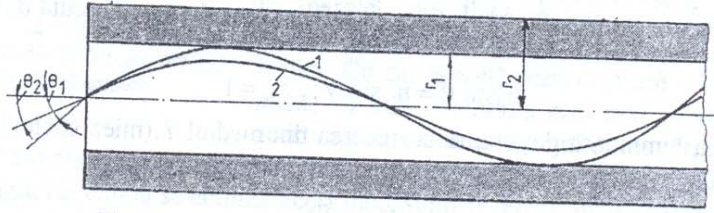


Fig. 2.25. Traseul luminii pentru două unghiuri: θ_1 și θ_2

Aplicații. În tehnica telecomunicațiilor, informatică, linia optică are multiple aplicații. În fig. 2.26 este schițat principiul transmisiei optoelectrice. Un semnal electric este convertit în semnal luminos cu ajutorul unei diode luminescente. Aceasta transmite semnalul, prin intermediul liniei optice, unui fototranzistor sau unei fotodiode, care realizează o conversie a luminii în semnal electric. În fig. 2.27 se prezintă o schemă (după lucrarea [39]) folosită la măsurarea unor mărimi electrice (curenți) aflate sub tensiune înaltă, sau neelectrice (presiuni). În figura menționată senzorul de mărime este șuntul coaxial 1. Urmărind legenda figurii se poate explica funcționarea schemei. Esențial este faptul că emițătorul se află la tensiune înaltă, cu sursa proprie de alimentare (acumulator), iar receptorul se află la potențialul pământului.

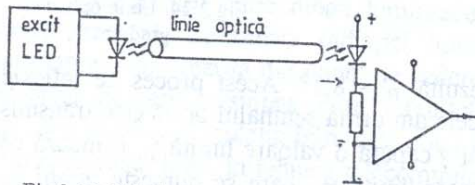


Fig. 2.26. Principiul transmisiei optoelectrice

Se mai observă existența convertorului tensiune-frecvență în structura emițătorului și a convertorului frecvență-tensiune în structura receptorului. Banda de frecvență transmisă este de 50 kHz , cu o atenuare mai mică de 2 dB .

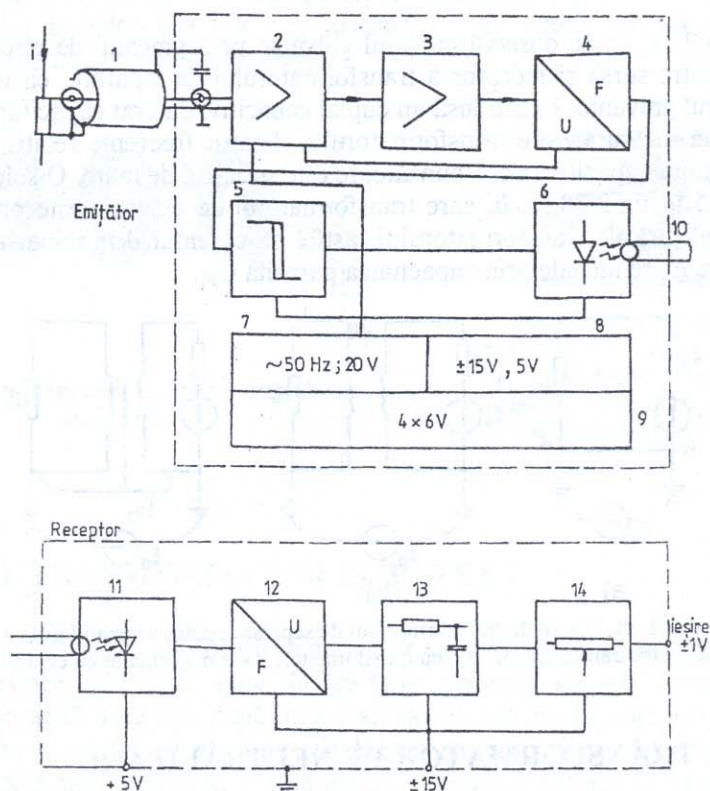
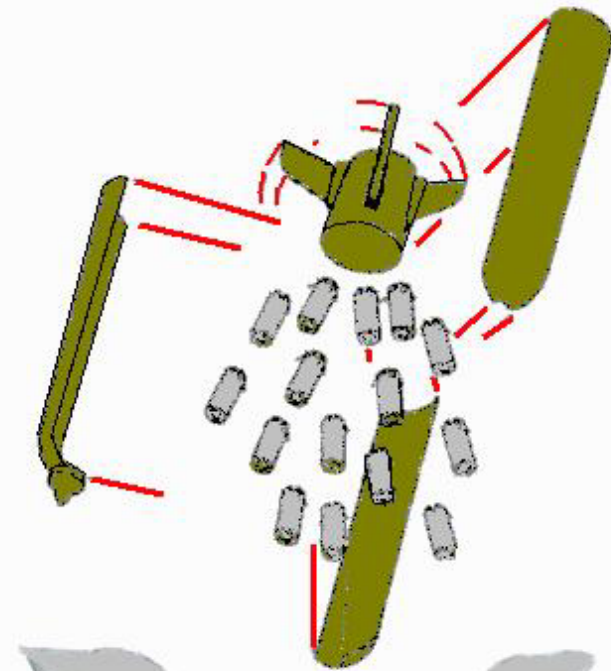


Fig.2.27. Schema bloc pentru măsurarea curentului sub potențial înalt:
 1 - șunt coaxial; 2 - preamplificator cu trepte multiple; 3 - adaptor; 4 - convertor
 tensiune-frecvență; 5 - monostabil; 6 - emițător de lumină; 7 - oscilator 50 Hz,
 20 V; 8 - sursă de ± 5 V; 9 - acumulator 4×6 V, 3 Ah; 10 - linie optică;
 11 - convertor optoelectric; 12 - convertor frecvență-tensiune;
 13 - filtru; 14 - reglaj de zero

Notă. Liniile optice de mare performanță (atenuare mică, frecvență mare) se realizează din material anorganic sticlos. În prezent se realizează și linii optice din materialele plastice, la costuri de achiziție convenabile, mai ales pentru instalații de comandă care necesită impulsuri singulare sau frecvențe mai reduse, spre exemplu 10 kHz, situații care apar în schemele de încercări sintetice [13].

CBU-94 / BLU-114/B "Blackout Bomb"

The SUU-66/B Tactical Munitions Dispenser (TMD) splits open, spinning and dispensing about 200 BLU-114/B submunitions, each about the size of a Coke can.



Each BLU-114/B submunition has a small inflatable retarding device, which acts like a parachute, causing the submunition to decelerate and orient vertically.

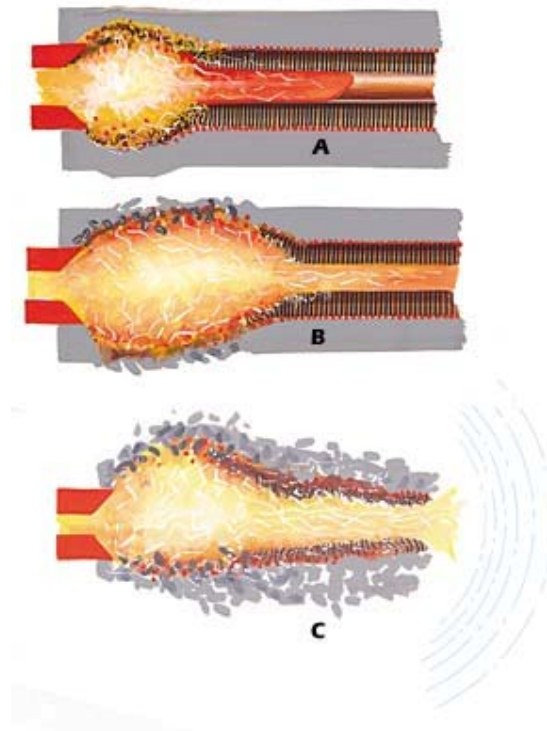


A small explosive charge detonates, causing the submunition to open releasing a mass of confetti-like thin carbon filament fibers which settle on transformers, causing short circuits that blackout the power grid.





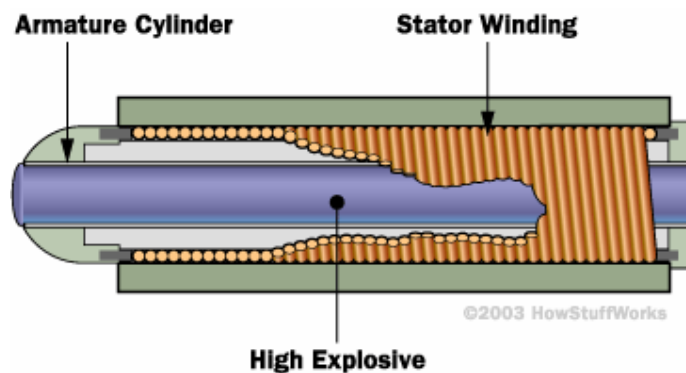
To ignite an E-bomb, a starter current energizes the stator coil, creating a magnetic field. The explosion (A) expands the tube, short-circuiting the coil and compressing the magnetic field forward (B). The pulse is emitted (C) at high frequencies that defeat protective devices like Faraday Cages



Q. Could NK rig up a electromagnetic pulse (aka EMP) bomb in conjunction with normal explosives to mimick the EMPs coming from a nuclear blast?

A. In late September 2001, Popular Mechanics published an article outlining the possibility of constructing an e-bomb. The article focused on flux compression generator bombs (FCGs), which date back to the 1950s. This sort of e-bomb has a fairly simple, potentially inexpensive design, illustrated below. It is simple enough that North Korea could probably pull it off.

This conceptual bomb design comes from this report written by Carlo Kopp, a defense analyst. The design concept has been widely available to the public for some time. NOTE: Nobody would be able to construct a functioning e-bomb from this description alone.

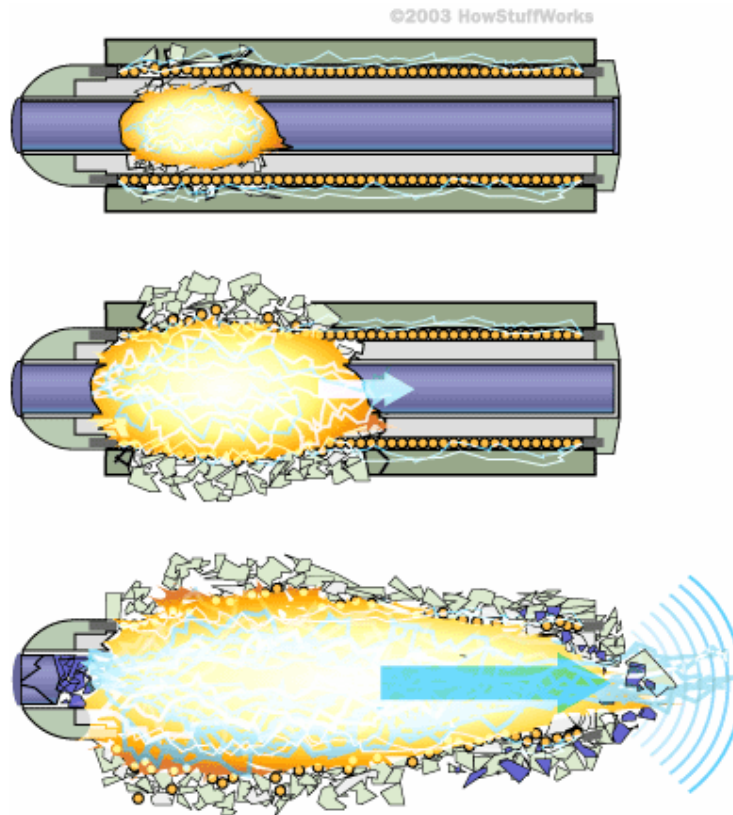


The bomb consists of a metal cylinder (called the armature), which is surrounded by a coil of wire (the stator winding). The armature cylinder is filled with high explosive, and a sturdy jacket surrounds the entire device. The stator winding and the armature cylinder are separated by empty

space. The bomb also has a power source, such as a bank of high density capacitors, which can be connected to the stator. Lately, hi-density capacitors on the order of an entire Farad or more have become widely available to the public from those skull crushing stereo systems used in hip-hop cars for Richter-Scale bass note reproduction...they could be used for a device like this.

It's basically just a high explosives driven electrical generator.

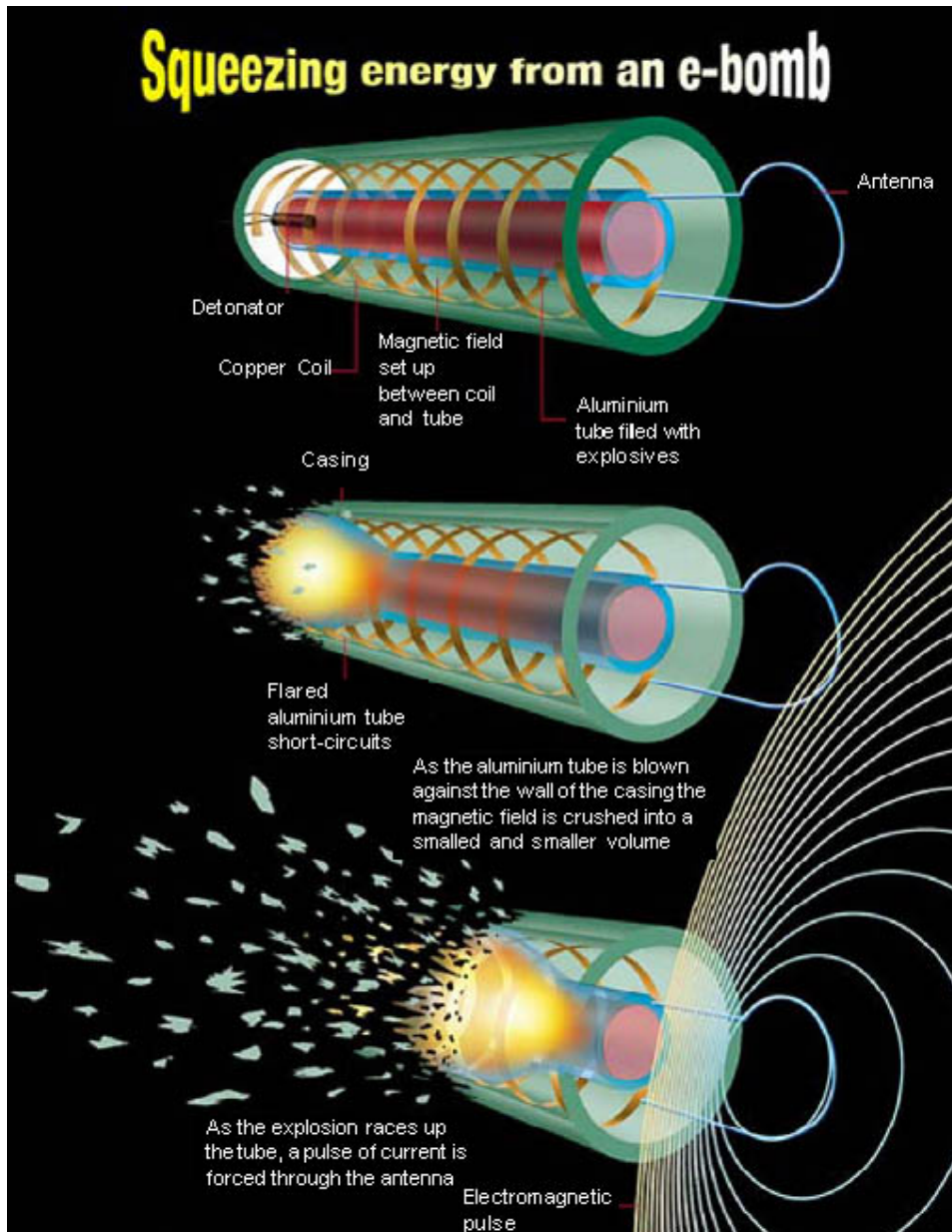
Here's the sequence of events when the bomb goes off:



A switch connects the capacitors to the stator, sending a huge instantaneous electrical current through the wires. This generates an intense magnetic field. A fuze mechanism ignites the explosive material. The explosion travels as a wave through the middle of the armature cylinder. As the explosion makes its way through the cylinder, the cylinder comes in contact with the stator winding. This creates a short circuit, cutting the stator off from its power supply. The moving short circuit compresses the magnetic field, generating an intense electromagnetic burst which travels down the length of the barrel. This device can actually be aimed.

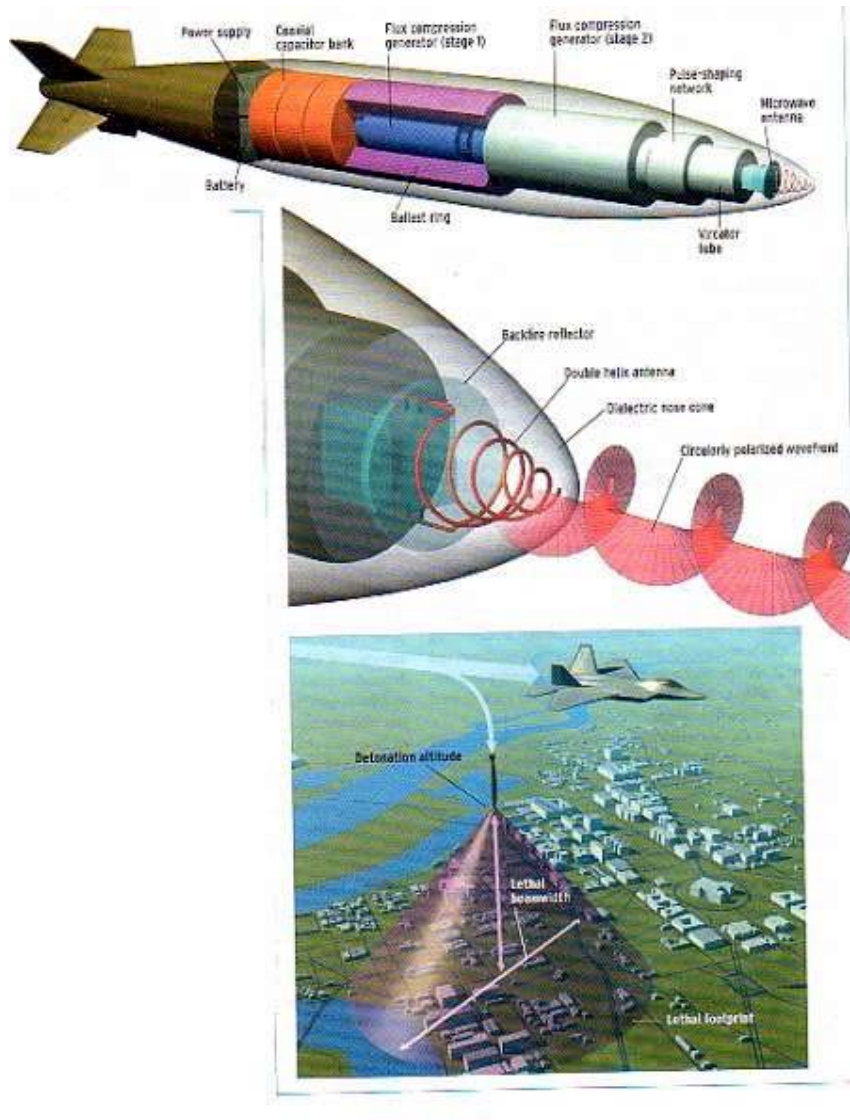
This type of weapon would affect a relatively small area -- nothing on the order of a nuclear attack -- but it could do some serious damage and mimic an EMP pulse from a traditional fission bomb. But then there's the release of all sorts of hi-energy particles that would be missing, so its still possible that our satellites would not verify a successful fission device test.

Our thanks to Mr. Anthony Watts for submitting this information.



In modern warfare, the various levels of attack could accomplish a number of important combat missions without racking up many casualties. For example, an e-bomb could effectively neutralize:

- vehicle control systems
- targeting systems, on the ground and on missiles and bombs
- communications systems
- navigation systems
- long and short-range sensor systems



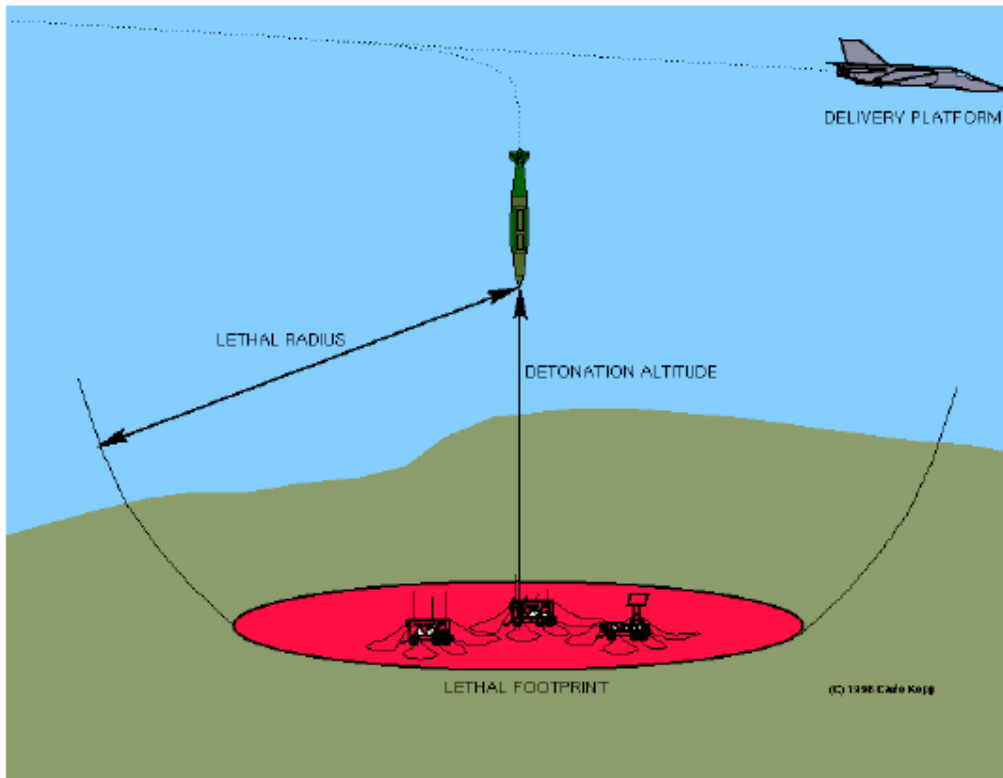


FIG.7 LETHAL FOOTPRINT OF LOW FREQUENCY E- BOMB IN RELATION TO ALTITUDE

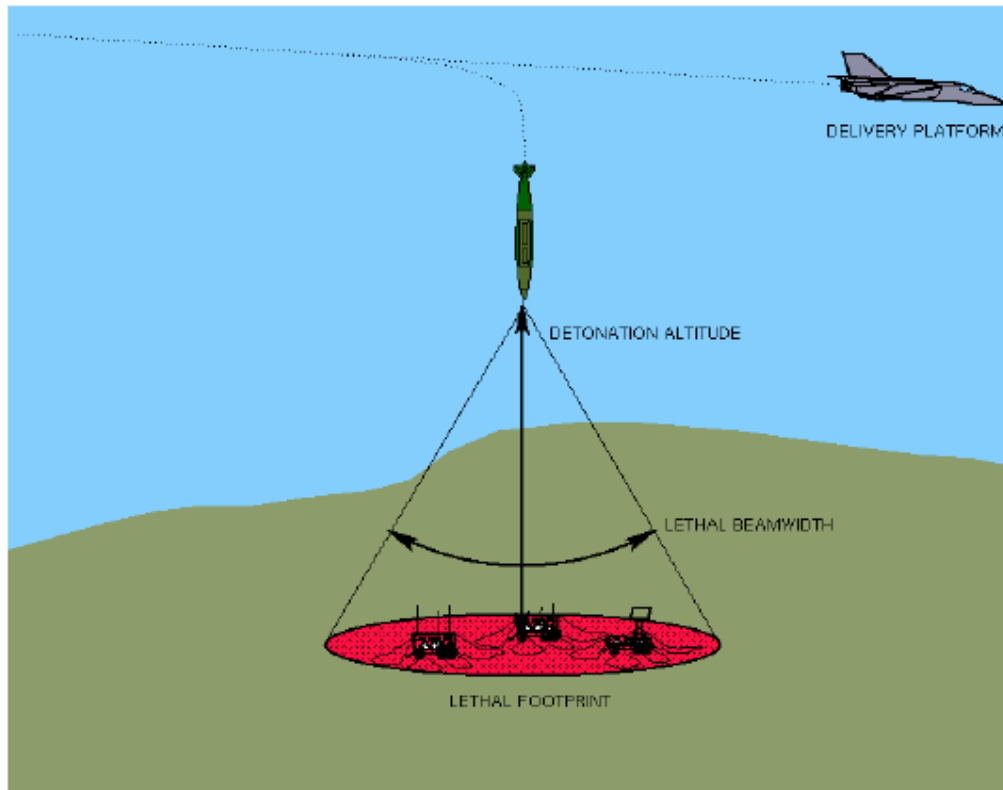


FIG.8 LETHAL FOOTPRINT OF A HPM E-BOMB IN RELATION TO ALTITUDE

THE DEFENSE

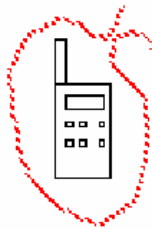
ATTENTION

E-bombs permanently damage electric and electronic equipment even if it is SWITCHED OFF

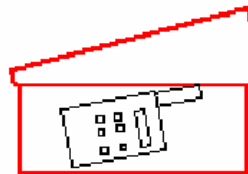
Protection is possible by carefully shielding the equipment (leaving no cracks or gaps) with aluminium foil, or metallic close net (4 MILLIMETER OR LESS), or tin foil or by placing it inside metal boxes.

Unfortunately, in the event of war e-bombs are the first kind of weapons to be used because they disrupt communication. So it is important to prepare in advance all the defensive counter-measurements before the attack.

Portable equipment



metallic net

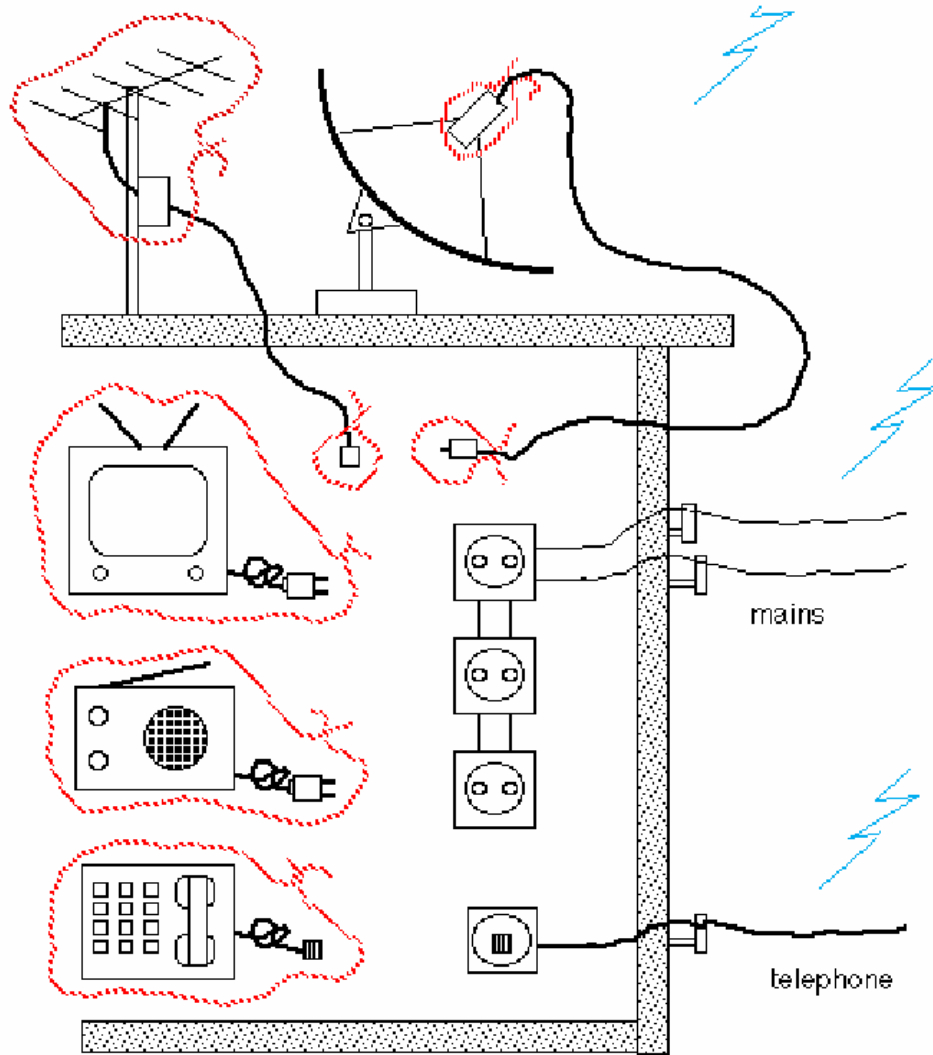


metallic box

Wrap all battery charged equipment such as radios, mobile phones, portable computers, floppy, cd-rom, tapes, in aluminium foil, or close metallic net or tin foil.

Or put them inside metal boxes, close it !

Fixed equipment, aerials, parabolic aerials, telephones, fax



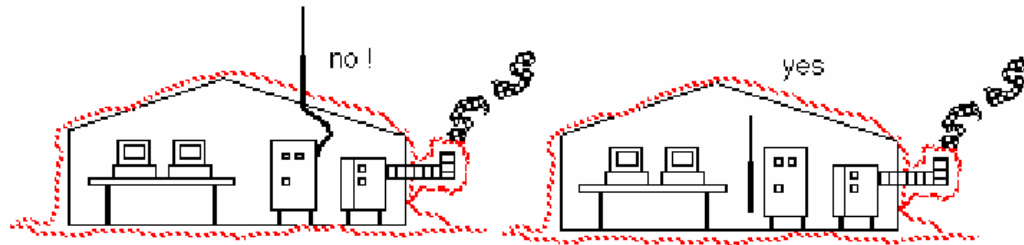
Disconnect 220v powered equipment from the socket. Wrap the equipment together with their electrical cables in the way described above.

Wrap LNB box external parabolic aerials in close metallic nets.
Inside, disconnect the equipment and wrap the terminal cable in metal net.

TV aerials and cables must be wrapped as well as amplifiers, etc.
Inside, disconnect the equipment and wrap the terminal cable in metal net.

Disconnect all telephones, faxes and whatever is connected to the telephone line and wrap them, cables included in metal net.

Tents



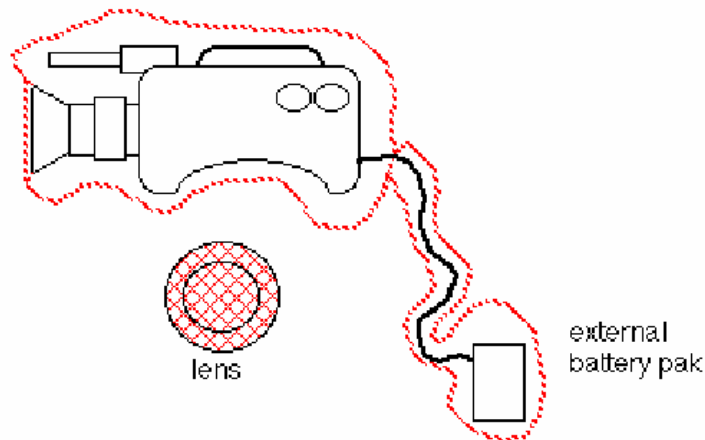
To shield a tent, accurately sew a metallic net to the inside of the tent, including the floor.

The entrance must also be shield with a metallic net tightly sewed in (no gaps greater than one centimetre).

It is absolutely necessary to bring all aerials inside the tent.

In these conditions, and with the use of a portable power generator, it is possible to use equipment such as computers videotape, printer, but impossible to use transmitters or receivers.

Video cameras, cameras



Wrap video cameras, cameras (all types, also non digital), cables and external battery packs in metallic net or metallic foil.

Cover the lens!

Cover RAM-CARD, FLASH-CARD, floppy, cd-rom, tapes, wireless microphone

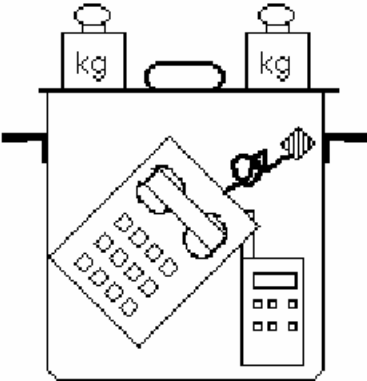
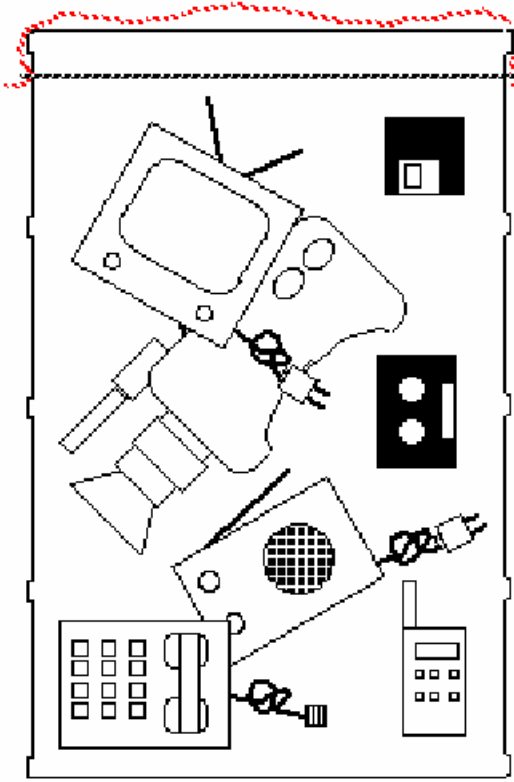
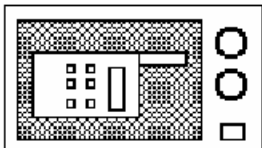
Vehicles

Wrap all the windows in metallic net and cover all the space between the car body and the ground.

Old diesel vehicles are not so vulnerable.

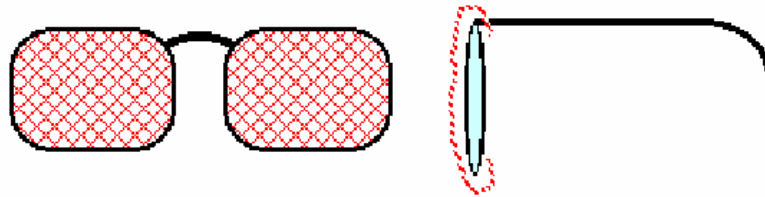
The most damage that can be done is to the electric fuel valve (in this case it is easy enough to remove or by-pass), or to the preheat timer (in this case it is easy to connect a (4-5mm diameter) copper wire from the battery to the preheat units for about 10 seconds, remove the wire and start the vehicle.).

append

<p>pots with lids pentole con perchi</p> <p>very well closed with weight on top chiudere bene con pesi sopra</p>  <p>or elastic string cordino elastico</p>	<p>thin metallic net or lid fitta rete metallica o coperchio</p>  <p>oil drum bidone</p>
	<p>microwave oven forno a microonde</p> <p>be carefull : do not switch it on !! non lo accendete !</p>

goggles - occhiali di protezione

shield thin metallic net - schermare con rete metallica sottile
4 mm or less



Effectiveness of E-bombs

The effectiveness of an e-bomb depends on the distance from the explosion, the sensitivity of the equipment, and the amount of protection provided by its casing. Plastic offers no protection at all. Metal does but it must have no ventilation holes bigger than 10mm.

Buildings offer little or no protection against an electromagnetic pulse. The metal reinforcement in concrete is so widely spaced that it has no preventative properties, and the walls also be penetrated by microwaves. Also the electromagnetic discharge will travel through the wiring systems and telephone lines, windows and wooden doors.

At lot of modern equipment is protected by screens, but this provides NO PROTECTION at all against e-bombs.

How an E-bomb functions

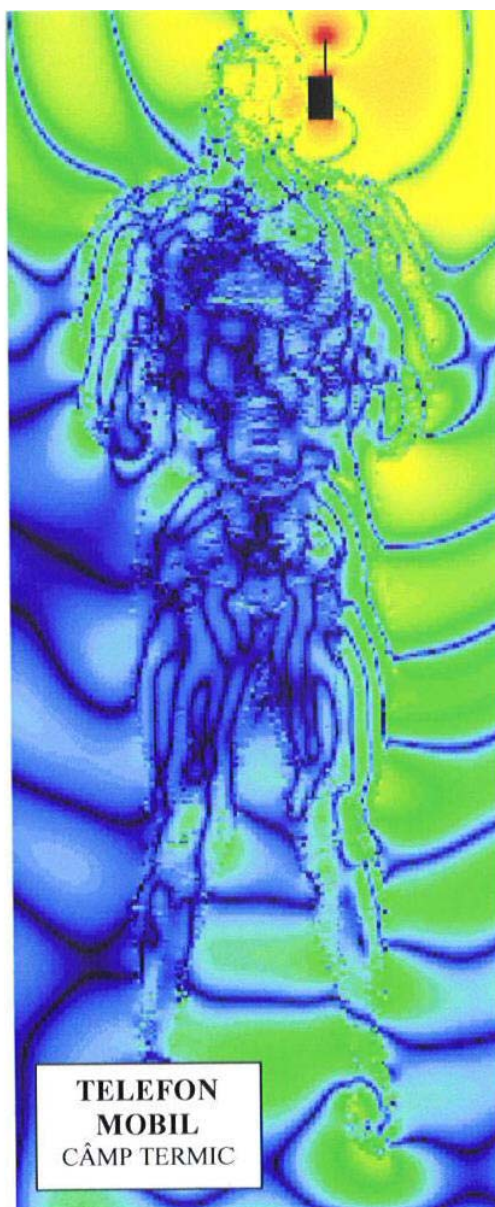
Concise

A bundle of super-condensers produce a large pulse of current that activates a magnetic-hydrodynamic generator, at the same time it turns on a charge of enriched (with sodium or lithium) explosives which produces a very violent stream of plasma inside the generator.

This before being destroyed by the plasma produces an enormous pulse of electricity.

This pulse feeds a transmitter (Vircator) which before melting, transforms the electricity into a gigantic pulse of high frequency electromagnetic waves.

The e-bomb explodes between 400 to 500 metres above ground.



Limitarea supracurenților

Un limitator de curent ideal trebuie să fie resetabil, să permită circulația unor curenți de sarcină de mare intensitate cu pierderi cât mai mici, să nu introducă supratensiuni și armonici și să se caracterizeze prin intervenție ultrarapidă.

Primul beneficiu, sub raport funcțional, constă în micșorarea solicitării produse asupra echipamentului de acțiunea curenților de scurtcircuit. Din punct de vedere economic, avantajele se concretizează în:

- creșterea duratei de viață a stațiilor de transformare, prin limitarea defectelor produse sub acțiunea curenților de scurtcircuit;
- eliminarea defectării căilor conductoare și a degradării materialelor izolante;
- renunțarea la siguranțe fuzibile speciale, limitatoare de curent, utilizabile în instalațiile caracterizate prin curenți mari de defect;
- creșterea capacității stațiilor de transformare prin conectarea în paralel, permanent sau pe durate limitate, a transformatoarelor;
- creșterea tensiunii remanente pe bare, în cazul unui defect pe una din plecări, cu limitarea influențelor acestuia asupra celorlalte plecări de pe aceleași bare.

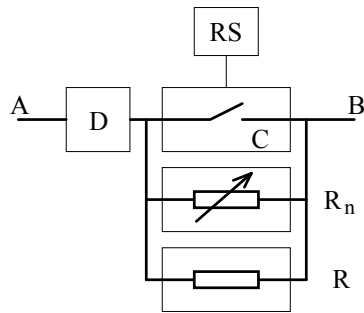
Limitarea supracurenților permite miniaturizarea echipamentului și scăderea unor costuri de exploatare.

Limitatoare cu rezistoare nelineare

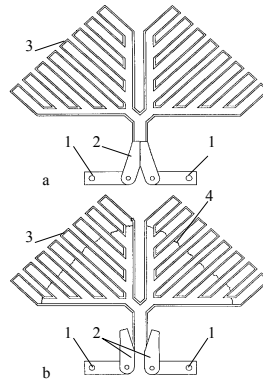
Limitatoarele de supracurent (LSC) se conectează în serie pe traseele fluxurilor de energie electrică și se caracterizează, în funcționare normală, prin impedanță de trecere oricât de mică. Impedanța trebuie să crească rapid în cazul unui supracurent și să limiteze intensitatea acestuia. În Fig.1 se prezintă schema de principiu, conținând elementele de bază ale unui LSC. Acestea îndeplinesc următoarele funcții:

Detectorul de defect (D) Detectează defectul într-un timp extrem de scurt și transmite comanda de deschidere a elementului de comutație (C).

Elementul de comutație (C) Asigură circulația curentului de sarcină, în regimuri normale de funcționare. Sub acțiunea comenzii primite de la detectorul de defect D, întrerupe conducția și comută circulația curentului pe limitatorul neliniar, R_n . Pierderile de putere activă în elementul C și durata de acționare a acestuia, la scurtcircuit, trebuie să fie oricât de mici.

**Fig.1**

*Schema bloc a unui LSC:
D-detector; RS-resetare; C-element de
comutație; R_n -limitator neliniar;
R-limitator linear.*

**Fig.2**

*Divizarea arcului: a-stare normală;
b-limitarea curentului; 1-conexiuni;
2-întrerupător ultrarapid; 3-electrozi;
4-arc electric.*

Limitatorul neliniar (R_n) Sub acțiunea circulației unui curent de defect, impedanța de trecere a elementului R_n crește brusc, limitând curentul, care este comutat apoi pe limitatorul liniar R.

Limitatorul liniar (R) asigură limitarea curentului care parcurge bucla de defect, pe o durată controlată. De menționat că, prezența în schema bloc a acestui element, nu este necesară în toate aplicațiile.

Dispozitivul de resetare (RS) Comandă închiderea dispozitivului comutator C, pentru a-l readuce în regim normal de funcționare.

Principiul de funcționare al unui element de comutație cu divizare multiplă a arcului electric, destinat instalațiilor de distribuție cu tensiunea de 6 kV, este prezentat în Fig.2, [20]. Echipamentul, conceput pentru curent nominal de 400 A, limitează la 4 kA un curent prezumat de scurtcircuit de 12,5 kA.

În Fig.2a este reprezentată starea contactelor ultrarapide ale dispozitivului de comutație, corespunzătoare regimului normal de funcționare, când acestea sunt traversate de curentul de sarcină.

La deschiderea contactelor ultrarapide (Fig.2b), arcul electric amorsat între acestea este preluat, sub acțiunea forțelor electrodinamice de contur, de electrozii elementului de comutație. Fiind realizați din oțel inoxidabil, aceștia au proprietăți de rezistor neliniar, limitând curentul de scurtcircuit.

Funcționarea în aer atmosferic a dispozitivului impune deplasarea cu viteză ridicată a coloanei arcului și refacerea rapidă a rigidității dielectrice, după

stingerea acestuia. Proprietățile excepționale, electroizolante și de mediu de stingere, ale hexafluorurii de sulf (SF_6), facilitează îndeplinirea acestor condiții.

În Fig.3a se prezintă, pentru comparație, variația acestor mărimi în raport cu intensitatea curentului de arc, în aer atmosferic, respectiv în SF_6 , [20]. Tensiunea de străpungere (curba 1), calculată pentru amestecul SF_6-N_2 și raportată la tensiunea de străpungere în aer, considerată unitară, este dată în Fig.3b.

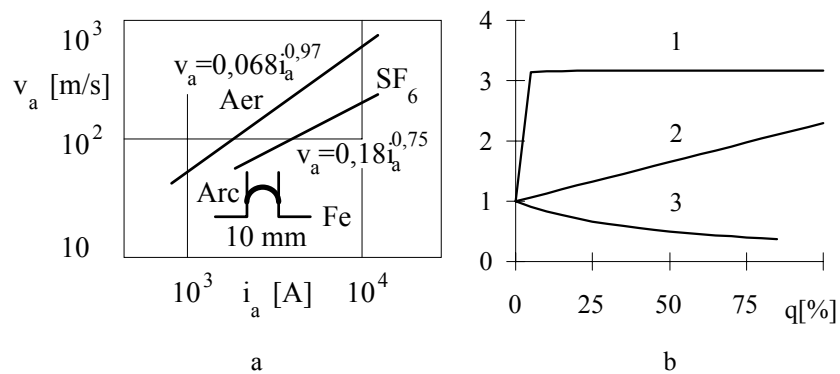


Fig.3

Caracteristicile arcului electric: a-viteza în aer și SF_6 , la presiune normală; b-funcționarea în amestec SF_6-N_2 : 1-tensiunea de străpungere; 2-durata de ardere; 3-viteza arcului electric; q-concentrația de gaz SF_6 .

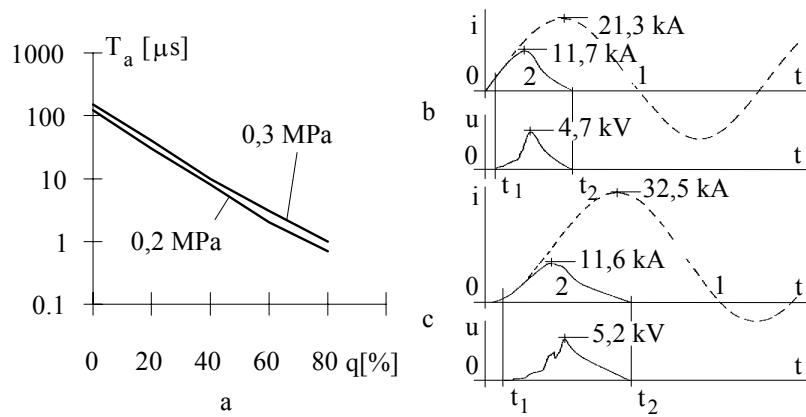


Fig.4

Rezultate experimentale: a-constantă de timp a arcului electric; b-componentă aperiodică minimă; c-componentă aperiodică maximă; 1-curentul de defect prezumat; 2-curentul limitat; t_1 -momentul deschiderii întrerupătorului ultrarapid al LSC; t_2 -momentul anulării curentului.

În aprecierea funcționării unui LSC cu divizare multiplă a arcului electric, este important de cunoscut viteza de deplasare a arcului și durata de ardere a acestuia. Calculul vitezei arcului în amestecul de gaze $\text{SF}_6\text{-N}_2$ este efectuat în ipoteza că rezistența, întâmpinată la deplasarea coloanei în volumul de gaz, este proporțională cu densitatea acestuia și cu rădăcina pătrată a vitezei. Viteza de deplasare a arcului și durata de ardere sunt exprimate în unități relative, prin raportare la valorile acestora din azot. În Fig.3b sunt reprezentate curbele de variație obținute, [20].

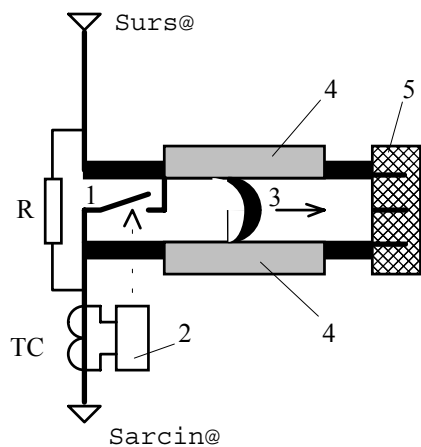


Fig.5

LSC: 1-întrerupător; 2-dispozitiv electronic de comandă; 3-arc electric; 4-coloane rezistive; 5-cameră de stingere; R-rezistor de limitare; TC-transformator de curent.

Încercărilor efectuate cu ajutorul unui LSC experimental, [20]. Mediul de lucru este amestecul SF₆ (30%)-N₂ (70%). Este evidențiată capacitatea de limitare a curentului de scurtcircuit, în cazul componente aperiodeice minime (Fig.4b),

În Fig.4a sunt evidențiate valorile constantei de timp a arcului electric, amorsat în mediul de stingere SF₆-N₂; acestea sunt de 60...80 μs, la o concentrație de 10% a hexafluorurii de sulf, [20].

După cum rezultă din Fig.3b, creșterea tensiunii de străpungere este mult mai rapidă decât creșterea duratei de ardere a arcului electric, la aceeași concentrație de gaz SF₆. Această constatare conduce la concluzia că amestecul SF₆-N₂ poate fi utilizat cu bune rezultate ca mediu de lucru, în construcția unui LSC cu divizare multiplă a arcului electric.

În Fig.4b,c se prezintă formele de undă ale curentului și tensiunii, obținute în cadrul

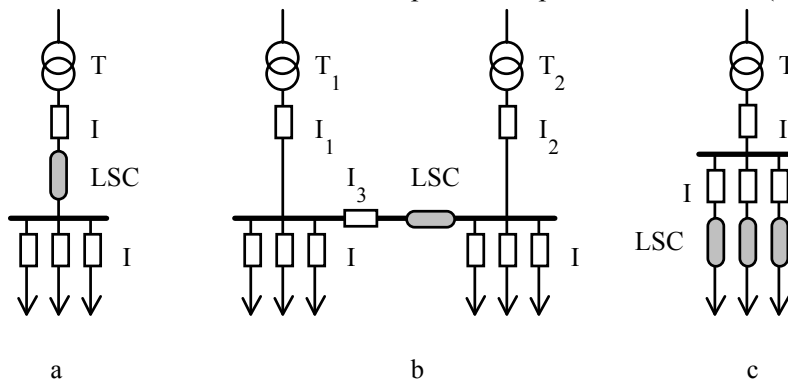


Fig.6

Conectarea limitatorului: a-în serie cu întrerupătorul principal; b-în serie cu întrerupătorul de cuplă transversală; c-pe fiecare plecare; I-întrerupător; LSC-limitator de supracurent; T-transformator.

respectiv maxime (Fig.4c).

O altă variantă constructivă de LSC cu rezistoare neliniare este prezentată în Fig.5, [15]. Întrerupătorul ultrarapid 1 este de tip normal închis și traversat, în regim normal de funcționare, de curentul de sarcină. La apariția unui scurtcircuit, detectorul 2, al nivelului de curent, reacționează rapid și contactul 1 se deschide. Această comutație este însoțită de arcul electric de deconectare 3, traversat de curentul de defect. Arcul electric este preluat rapid de coloanele rezistive 4, care sunt astfel înseriate în circuit și limitează curentul de defect. La extremitatea acestora, arcul electric este introdus în camera de stingere 5, unde mai arde până la prima trecere prin zero a intensității curentului care îl traversează. Prin stingerea arcului electric, scurtcircuitul este comutat pe rezistorul R, care determină limitarea în continuare a curentului. Fiecare pol al limitatorului acționează individual, fiind activate numai fazele cu defect. După ce defectul este înlăturat, contactul 1 revine și, prin închiderea sa, dispozitivul LSC este resetat.

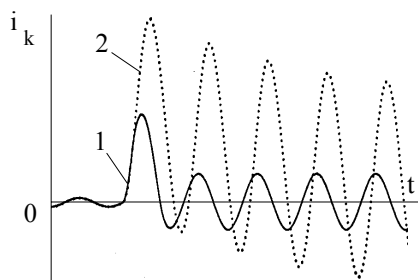


Fig.7

Efectul de limitare a curentului de scurtcircuit: 1-funcționare cu LSC; 2-funcționare fără LSC.

Coloanele 4 introduc în circuit o rezistență aproximativ egală cu impedanța sistemului. Valoarea rezistorului de limitare R și puterea sa pot fi calculate pentru diferite tipuri de aplicații.

Blocul electronic de comandă 2 are următoarele caracteristici și funcții:

- impedanță de intrare foarte scăzută pentru detectorul nivelului de curent. Timpul de reacție, la depășirea nivelului reglat, este de 50 μ s;
- controlul resetării (revenirea în poziție normal închisă a contactului 1 are loc după 10 ms de la trecerea prin zero a intensității curentului);
- blochează activarea LSC sub acțiunea curenților de magnetizare sau la depășirea limitei termice a rezistorului de limitare;
- detectează defectele mecanice care pot surveni în LSC și comandă întrerupătorul corespunzător;
- efectuează controlul întrerupătorului din circuit și monitorizarea în cadrul SCADA¹.

În Fig.6 se indică posibilități de conectare a unui LSC în rețea. Înserierea cu întrerupătorul principal (Fig.6a), permite limitarea curentului de

¹ Supervisory Control and Data Acquisition System

defect, indiferent de plecarea pe care acesta se produce. Orice scurtcircuit pe una din plecări afectează însă, prin tensiunea reziduală scăzută, funcționarea altor consumatori. În cazul amplasării în serie cu întrerupătorul I_3 al cuplei transversale (Fig.6b), LSC devine activ numai dacă transformatoarele T_1 , T_2 funcționează în paralel. În Fig.6c se indică utilizarea LSC conectate în serie cu întrerupătoarele de pe plecările în linie. Schema permite limitarea curentului de scurtcircuit, indiferent de locul producerii defectului pe plecările în linie și fără ca efectele nefavorabile să se propage de la o plecare la alta. În Fig.7 se prezintă rezultatele simulării curenților de defect, cu evidențierea intervenției LSC, [15].

Limitatoare supraconductoare

Supraconductivitatea este un fenomen remarcabil, care constă în capabilitatea unor substanțe de a deveni, în condiții precizate, conductoare perfecte de electricitate. Descoperit în 1911 de K. Onnes [14], preocupat atunci de proprietățile heliului lichid, fenomenul este aplicat începând cu anii 1960. În 1986 se descoperă o nouă categorie de materiale (ceramică pe bază de oxizi de Cu), supraconductoare la temperaturi relativ ridicate.

Materialele supraconductoare prezintă un atractiv potențial pentru limitarea sau/și întreruperea curentului, datorită raportului mare existent între valorile rezistenței de trecere, corespunzătoare celor două stări stabile: supraconductoare (de conducție), respectiv normală (de blocare). În cazul particular al unui sistem de limitare a supracurenților, care trebuie să efectueze și operații de întrerupere (dacă intensitatea curentului tinde să depășească o valoare critică), problema se rezolvă prin înserierea bruscă, în circuit, a unui rezistor, capabil să limiteze curentul. Materialele supraconductoare pentru aplicații la frecvență industrială sunt acum disponibile. Acestea se caracterizează prin pierderi specifice scăzute, respectiv prin valori ridicate pentru densitatea de curent critică și rezistivitatea de regim normal.

Utilizarea limitatoarelor supraconductoare în instalațiile electroenergetice oferă multiple avantaje, dintre care se menționează reacția rapidă la curenții de defect și impedanța de transfer dependentă, în limite largi, de curent (valoare scăzută la curenți de regim normal și înaltă, în cazul curenților de defect).

Supraconductoarele au stat, un anumit timp, la baza realizării LSC; au fost propuse proiecte utilizând materiale supraconductoare refrigerate cu heliu și azot. Unul dintre primele modele demonstrative a fost experimentat în 1988, [22]. Principiul de funcționare al acestora constă în tranziția progresivă, de la starea supraconductoare la una caracterizată printr-o rezistivitate mărită, atunci

când curentul depășește o valoare critică. Forma exactă a acestei tranziții depinde de proprietățile materialului supraconductor, ca și de concepția LSC. Un avantaj fundamental al utilizării materialelor supraconductoare constă în faptul că acestea răspund, aproape instantaneu, la curentul de defect, comparativ cu întârzieri de 40...60 ms, specifice intervenției unui întrerupător rapid.

Într-o concepție simplă, elementul supraconductor este conectat în serie cu linia și limitarea este pur rezistivă. Pentru a evita o disipare excesivă de căldură și o posibilă distrugere a materialului supraconductor, alte variante constructive utilizează elementul supraconductor doar pentru a declanșa LSC, curentul de defect fiind comutat pe un rezistor sau pe o bobină de limitare.

Într-o nouă variantă de limitator inductiv, elementul supraconductor este utilizat ca spiră ecran pentru un miez feromagnetic. În condiții de defect, spira ecran este integral străbătută de fluxul magnetic al înfășurării primare, care prezintă astfel, la trecerea curentului de scurtcircuit, o impedanță de valoare mare.

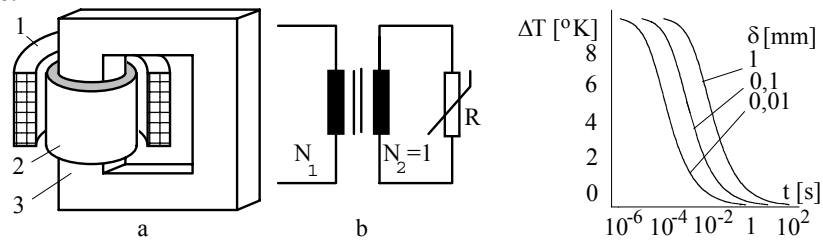


Fig.8

LSC supraconductor: a-principiu: 1-înfășurare primară; 2-ecran supraconductor; 3-circuit magnetic; b-schema electrică echivalentă.

Fig.9

Refacerea proprietăților supraconductoare la scăderea temperaturii

Supraconductivitatea de înaltă temperatură a reînnoit interesul pentru limitatoarele de curent supraconductoare. Avantajul principal al funcționării la temperatura azotului lichid constă în simplificarea considerabilă a sistemului criogenic, costurile de refrigerare scăzând de 25...100 ori, [17]. Pentru a se evita încălzirile excesive, produse prin efect electrocaloric când materialul supraconductor se află în starea rezistivă, supracurentul trebuie distribuit printr-o rezistență sau inductanță limitatoare externă. Aceasta permite, de asemenea, revenirea rapidă la starea supraconductoare, pentru o nouă funcționare.

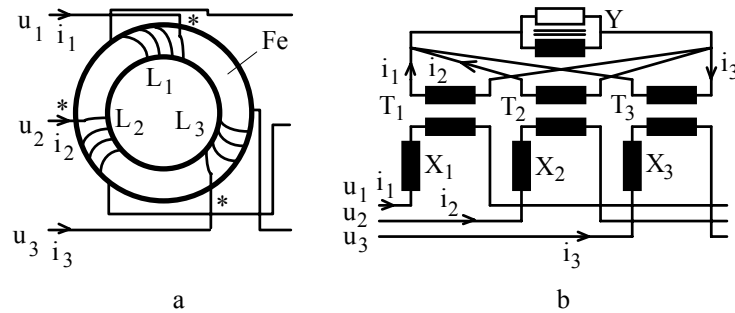


Fig.10

LSC supraconductor trifazat: a-construcție; b-schemă electrică echivalentă.

În Fig.8 se prezintă principiul constructiv al unui limitator de acest tip și schema echivalentă, utilizată în calculul impedanței de limitare. Impedanța nominală, proprie funcționării de regim normal a limitatorului, trebuie să fie de valoare cât mai mică posibil. Reactanța acestuia se datorează traseelor fluxului de dispersie, inclusiv spațiului de aer dintre înfășurarea primară și ecranul supraconductor, necesar pentru amplasarea criostatului. Rezistența corespunde înfășurărilor, respectiv pierderilor active în ecranul supraconductor și în miezul feromagnetic. Deosebit de importantă este caracteristica dinamică de recuperare, înregistrată la scăderea temperaturii. În Fig.9 se prezintă curbe de răspuns dinamic [17], determinate, pentru diferite grosimi ale ecranului, la scăderea temperaturii cu 10 °K (între 87 și 77 °K). În exemplele prezentate, limitarea este în principal inductivă și are avantajul că exclude problema dificilă a disipării unor creșteri importante de energie activă.

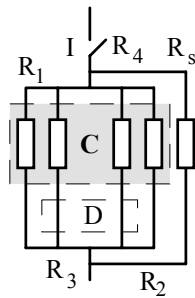


Fig.11

LSC: R_1, R_2 -rezistoare supraconductoare; R_3, R_4 -spire rezistive suport; C-zonă criogenică; D-dispozitiv de detecție.

Un nou tip de limitator supraconductor, construit ca model experimental și testat în rețea, este realizat în variantă trifazată, Fig.10, [21]. În principiu, limitatorul este un reactor având trei înfășurări supraconductoare (L_1, L_2, L_3) bobinate, cu același număr de spire, pe miez feromagnetic unic (Fig.10a).

În Fig.10b se prezintă schema electrică echivalentă a limitatorului supraconductor. Pe fiecare fază este conectat, pentru decuplare, câte un transformator ideal, cu raport de transformare unitar. Reactanțele de dispersie X_1, X_2, X_3 sunt înseriate cu fiecare înfășurare primară. Toate înfășurările secundare sunt conectate în paralel, [21]. În condiții normale de funcționare, limitatorul

prezintă o impedanță de valori reduse, suma celor trei curenți de pe faze fiind aproape nulă.

În cazul unui defect monofazat cu punere la pământ, reactanța limitatorului devine foarte mare, deoarece fluxurile magnetice pe cele trei faze nu se mai compensează. Curentul de defect este limitat de reactanța homopolară a dispozitivului, conform circuitului echivalent din Fig.10b, [21]. Pe durata unui astfel de defect, înfășurarea nu trebuie să părăsească starea supraconductoare. Deoarece mai mult de 90% din defecte sunt monofazate, se poate considera că limitatorul funcționează, practic permanent, în stare supraconductoare.

În cazul unor defecte bifazate sau trifazate, reactanța limitatorului nu crește față de cea de regim normal. De aceea, la aceste tipuri de scurtcircuit, limitatorul părăsește starea supraconductoare imediat ce curentul de defect depășește valoarea critică. De această dată, curentul de defect este limitat prin creșterea rezistenței înfășurărilor, [21].

Limitatoarele supraconductoare, inductive respectiv rezistive, sunt frecvent comparate. În cazul limitatoarelor inductive, echipamentul are dimensiuni mai mari și costuri corespunzătoare. Dacă limitarea este rezistivă, creșterea rezistenței, care apare când valoarea critică a curentului este depășită, poate fi utilizată în diferite moduri.

O variantă rezistivă, în care limitatorul supraconductor este direct înseriat cu circuitul, este prezentată în Fig.11, [22]. Elementele principale ale sistemului sunt rezistoarele coaxiale supraconductoare R_1 , R_2 , bobinate în sensuri contrare, pe suportul a două spire rezistive interioare, R_3 și R_4 . Rezistoarele R_1 , R_2 sunt împregnate prin vidare și separate de canale cu heliu. Funcția rezistorului șunt, R_s , este de a limita supratensiunile care pot apărea pe durata limitării curentului, ca urmare a reacției rețelei.

Dimensionat pentru funcționare de scurtă durată, cuprinzând regimul de limitare a curentului de defect până la întreruperea sa (circa 20 ms), dimensiunile și costul rezistorului R_s sunt moderate. Sistemul a fost testat la tensiunea nominală de 7,2 kV, într-o stație GEC ALSTHOM-DTDE cu puterea de 600 MVA; funcționând la curenți de până la 1 kA, echipamentul asigură limitarea amplitudinii curenților de scurtcircuit la $3 \text{ kA}_{\text{max}}$, [22].

Tehnici de limitare FACTS

Ațiuni concertate, de aplicare în electroenergetică a echipamentelor electronice de putere, au apărut în urmă cu câțiva ani, odată cu inițierea de către EPRI² a Proiectului FACTS³. În cadrul acestuia, se urmărește creșterea performanțelor sistemelor electroenergetice, prin controlul circulațiilor de putere și creșterea capacității de transport. Aceste cerințe sunt posibile ca urmare a introducerii unor echipamente de control cu viteză mare de răspuns, bazate pe progresele înregistrate în domeniul microprocesoarelor,

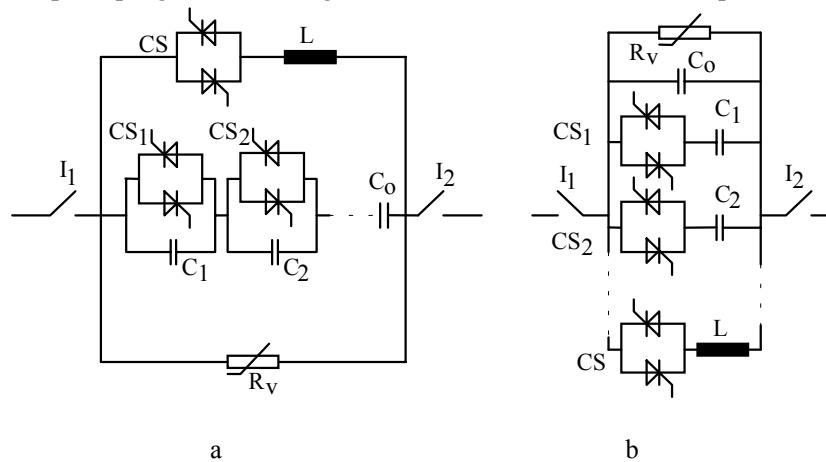


Fig.12

*Scheme tipice de compensatoare longitudinale:
a-conexiune serie; b-conexiune paralel.*

microelectronicii și electronicii de putere [8], [10], [11], [19].

Compensarea serie a liniilor lungi de transport a fost propusă de mai bine de 35 de ani, pentru reducerea căderilor de tensiune pe linie și creșterea capacității de transport. Un compensator serie ideal trebuie să îndeplinească următoarele funcții, [19]: compensarea impedanței liniei și reducerea căderilor de tensiune, reglarea circulațiilor de putere activă și reactivă, limitarea circulațiilor nedorite de putere în buclă închisă, îmbunătățirea stabilității dinamice a sistemului, amortizarea oscilațiilor subsincrone, limitarea și întreruperea curenților de scurtcircuit. Aceste funcții pot fi îndeplinite prin conectarea, în serie cu linia, a unei impedanțe comandate, realizabilă cu ajutorul unor condensatoare și bobine, controlate prin tiristoare. În Fig.12 se prezintă compensatoare longitudinale de acest tip, cu componentele conectate în serie, respectiv paralel, [19]. Circuitele sunt constituite din condensatorul de

² Electric Power Research Institute

³ Flexible AC Transmission Systems

valoare fixă C_0 , la care se adaugă condensatoarele C_n , conectate prin contactoarele statice CS_n ($n=1, 2, \dots$), respectiv bobina de inductanță L , la rândul ei controlată prin contactorul cu tiristoare, CS.

Dispozitivul permite reglarea impedanței în trepte, prin comutarea corespunzătoare a tiristoarelor din schemă. Ambele circuite fac posibilă și reglarea continuă a impedanței, prin intermediul unghiului de întârziere la amorsare al tiristoarelor contactorului CS. Această metodă generează însă un curent armonic nedorit, reglarea continuă a impedanței fiind, de altfel, rareori necesară într-un astfel de sistem. Compensarea serie se obține prin intermediul condensatoarelor fixe și al celor comutate în trepte. Condensatorul fix se alege astfel încât să asigure o compensare de bază, în timp ce condensatoarele comutate permit reglarea în trepte a nivelului compensării. Dacă reactanțele capacitive ale condensatoarelor comutate se selectează la valorile $2nX_C$ ($n=1,2,\dots$), sistemul prezentat în Fig.12 poate regla impedanța în (2^n-1) trepte, fiecare de mărime X_C , [19]. Schema și metoda minimizează numărul contactoarelor statice și al condensatoarelor. Limitarea curentului de scurtcircuit se obține prin înserierea cu linia, în caz de defect, a unui circuit rezonant paralel (de exemplu LC_0 , Fig.12a). O aplicație foarte importantă o constituie limitarea curentului de scurtcircuit, prin înserierea, în bucla de defect, a unui circuit LC. Regimul de defect este sesizat prin supravegherea derivatei și amplitudinii curentului. Contactoarele statice sunt trecute în conducție pe durate de 1...3 ms. Impedanța circuitului rezonant crește rapid, prevenind dezvoltarea unui defect cu valori mari de curent.

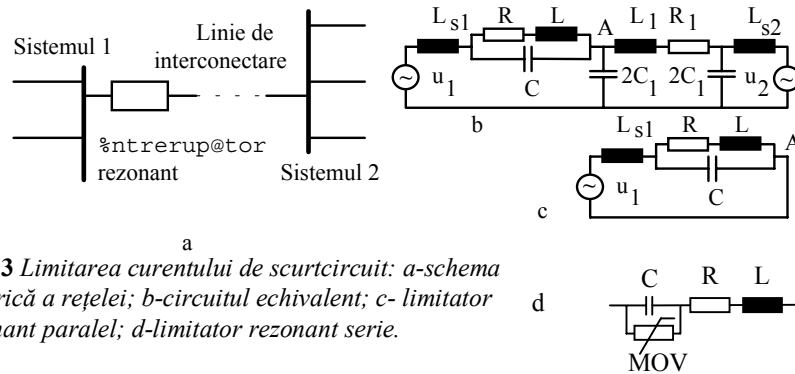


Fig.13 Limitarea curentului de scurtcircuit: a-schema electrică a rețelei; b-circuitul echivalent; c- limitator rezonant paralel; d-limitator rezonant serie.

Funcționarea ca limitator este studiată, utilizându-se circuitul din Fig.13; acesta este înseriat pe o linie de conexiune dintre două sisteme de mare putere. Schema de calcul completă este dată în Fig.13b, iar circuitul echivalent de scurtcircuit, cu defect în nodul A, în Fig.13c, [19]. Analiza evidențiază că înserierea circuitului LC limitează curentul de scurtcircuit dacă impedanța

echivalentă a circuitului oscilant este inductivă și frecvența de rezonanță a acestuia este mai mare decât frecvența industrială. Componenta de regim permanent a curentului se anulează dacă $R=0$ și circuitul LC este acordat pe frecvența industrială a sursei. Această condiție corespunde funcționării limitatorului ca întrerupător.

Dacă impedanța echivalentă a circuitului LC este capacitivă, acesta fiind acordat pe o frecvență mai mică decât cea a sursei de alimentare, prin înserierea circuitului LC se ajunge la creșterea curentului de scurtcircuit. Acest mod de funcționare nu este utilizabil, din cauza posibilității de instalare a unor regimuri periculoase, de rezonanță serie. Existența inevitabilă a rezistenței circuitului LC ($R \neq 0$), micșorează eficiența limitării curentului de scurtcircuit. Astfel, dacă la rezonanță $X/R=10$, componenta de regim permanent este de câteva sute de amperi, [19]. Analiza influenței parametrilor sistemului conduce la concluzia că creșterea inductanței L produce scăderea componentei tranzitorii, la frecvență de rezonanță constantă. Aceasta sugerează ideea utilizării unor inductanțe de valori mari și a unor capacități mici, dimensiunile optime ale acestor elemente fiind determinate din considerente economice.

Potrivit tensiunii instalației, construcția contactoarelor statice grupează un număr mare de tiristoare. Astfel, în [19] se arată că pentru compensarea unei linii de 345 kV, realizarea contactorului static necesită câteva zeci de tiristoare, fiecare la parametrii 2500 A/4 kV, răcite cu apă.