

UNIVERSITATEA "POLITEHNICA" TIMIȘOARA

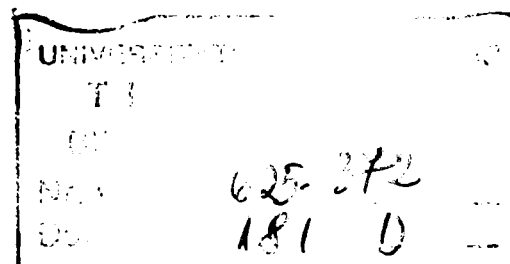
FACULTATEA DE ELECTROTEHNICĂ

ing. HEDEȘ ALEXANDRU

TEZĂ DE DOCTORAT

CERCETĂRI ELECTROENERGETICE PRIVIND ECHIPAMENTE
CU ÎNALTĂ FRECVENȚĂ PENTRU SUDAREA CU ARC
ELECTRIC

BIBLIOTECA CENTRALĂ
UNIVERSITATEA "POLITEHNICA"
TIMIȘOARA



CONDUCĂTOR ȘTIINȚIFIC
Prof. Dr. Ing. IOAN ȘORA

- 1999 -

CUPRINS

CUVÂNT ÎNAINTE

INTRODUCERE 1

1. STADIUL ACTUAL ÎN REALIZAREA ECHIPAMENTELOR DE PROCESARE A PUTERII DESTINATE SUDĂRII CU ARC ELECTRIC 5

1.1. Considerații generale	5
1.2. Evoluția surselor de putere pentru sudare cu arc între cerințe și opțiuni	6
1.2.1. Opțiuni de bază	9
1.2.1.1. Tipuri de bază de surse de putere cu control electronic	9
1.2.1.2. Disponibilitatea de utilizare	9
1.2.1.3. Performanțe de proces	15
1.3. Sursa de putere cu inverter - o nouă generație de surse pentru sudare cu arc electric	21
1.3.1. Premizele dezvoltării	21
1.3.2. Elemente constructive	23
1.3.3. Performanțe. Aplicabilitate	25

2. ASPECTE PRIVIND MODELAREA TRANSFORMATOARELOR DE ADAPTARE LA ÎNALTĂ FRECVENȚĂ DIN CADRUL CONVERTOARELOR STATICE DE PUTERE 30

2.1. Elemente constructive ale transformatoarelor de adaptare	30
2.1.1. Transformatorul în manta	31
2.1.2. Transformatorul cu miezuri toroidale și înfășurări coaxiale	32
2.1.3. Transformatorul de tip planar (structură "sandwich")	34
2.2. Aspecte privind modelarea transformatorului la înaltă frecvență	35
2.2.1. Considerații generale	35
2.2.2. Modelul cuadripolar liniar al transformatorului electric	36
2.2.3. Modelul cuadripolar liniar al transformatorului la joasă frecvență	38
2.2.4. Modelul cuadripolar liniar al transformatorului la înaltă frecvență	39
2.2.4.1. Modelarea cuplajelor capacitive parazite	39
2.2.4.2. Modelarea pierderilor suplimentare în conductoare	43
2.2.4.3. Modelarea comportamentului circuitului feromagnetic	44
2.3. Rezultate experimentale	45
2.3.1. Model experimental de transformator de adaptare la înaltă frecvență	45
2.3.2. Determinarea inductanțelor transformatorului	46
2.3.3. Determinarea capacităților parazite	47
2.3.4. Evaluarea prin simulare în PSpice a modelului liniar cuadripolar de transformator la înaltă frecvență	53

3. SOLUȚII ȘI TENDINȚE PRIVIND CONVERTOARELE STATICE UTILIZATE LA REALIZAREA SURSELOR CU INVERTOR PENTRU SUDARE CU ARC ELECTRIC 55

3.1. Topologii de convertoare statice de putere utilizate la realizarea surselor cu inverter pentru sudare cu arc electric	55
3.1.1. Sursă de putere cu inverter de tip forward cu două tranzistoare	56

3.1.3. Sursa de putere cu inverter tip semipunte	57
3.1.4. Sursă de putere cu inverter tip punte	58
3.2. Tehnici de comandă PWM utilizate la sursele de putere cu inverter în comutație	59
3.2.1. Principiul tehnicilor PWM	59
3.2.2. Tehnica PWM "Phase Shifted Control"	62
3.3. Studiul aplicabilității convertoarelor statice de putere rezonante la realizarea surselor cu inverter pentru sudare cu arc electric	65
3.3.1. Convertoare rezonante utilizate la realizarea surselor pentru sudare	65
3.3.1.1. Convertoare cu comutatoare rezonante	65
3.3.1.2. Convertoare rezonante cu sarcina	66
3.3.2. Tehnici de comandă ale convertoarelor rezonante cu sarcina utilizate la sursele pentru sudare	69
3.4. Analiza de circuit a convertoarelor rezonante serie-paralel utilizabile la surse pentru sudare cu arc electric	71
3.4.1. Analiza convertorului rezonant serie-paralel de ordinul 3	72
3.4.2. Analiza convertorului rezonant serie-paralel de ordinul 4	76
3.5. Analiza în PSpice a schemei circuitului rezonant serie-paralel de ordinul 3 cuplată cu modelul cuadripolar al transformatorului de adaptare	79
3.5.1. Considerații preliminare	79
3.5.2. Circuitul rezonant serie-paralel simplu	80
3.5.3. Circuitul rezonant cuplat cu inductanțele de gol și de scurtcircuit ale transformatorului	81
3.5.4. Circuitul rezonant cuplat cu transformator fără considerarea capacităților parazite ale transformatorului	83
3.5.5. Circuitul rezonant cuplat cu transformator cu considerarea capacităților parazite ale transformatorului	84
3.5.6. Influența parametrilor inductivi ai transformatorului asupra comportamentului circuitului rezonant	85
3.6. Rezultate experimentale	87
3.6.1. Model experimental de convertor rezonant serie-paralel	87
3.6.2. Determinarea comportamentului în frecvență al circuitului rezonant	89

4. INTERFAȚA CU REȚEAUA ELECTRICĂ DE ALIMENTARE A SURSEI MONOFAZATE CU INVERTOR PENTRU SUDARE CU ARC ELECTRIC

4.1. Considerații generale	91
4.2. Elemente de bază pentru caracterizarea mărimilor periodice nesinusoidale și a regimului deformant	92
4.3. Reglementări privind reducerea poluării armonice a rețelelor electrice și a regimului deformant	97
4.4. Soluții tehnice pentru reducerea regimului deformant	98
4.5. Studiul experimental al regimului deformant produs de o sursă monofazată cu inverter pentru sudare cu arc electric	100
4.5.1. Metode și montaje experimentale utilizate	100
4.5.2. Sursa în regim de gol, scurtcircuit și de încărcare statică	103
4.5.3. Sursa în regim de sudare	106
4.5.4. Analiza comparativă a regimului deformant produs de sursă în sudare în raport cu o sarcină statică rezistivă echivalentă	108
4.5.5. Evaluarea sursei monofazate cu inverter ca receptor deformant	109

5. EVALUAREA EFICACITĂȚII FILTRELOR PASIVE ÎN REDUCEREA REGIMULUI DEFORMANT PRODUS DE O SURSĂ CU INVERTOR PENTRU SUDARE CU ARC ELECTRIC	113
5.1. Filtrul inductiv serie tip "L"	113
5.1.1. Prezentare generală	113
5.1.2. Influența valorii inductivității asupra eficacității reducerii armonicilor de curent și a capacității în putere a sursei	115
5.1.3. Evaluarea experimentală a eficacității reducerii regimului deformant	117
5.2. Filtrul absorbant tip "LC"	119
5.2.1. Condiții impuse componentelor filtrului absorbant	119
5.2.2. Evaluarea experimentală a eficacității filtrului LC	121
5.3. Filtrul refulant tip "RLC"	123
5.3.1. Considerații preliminare	123
5.3.2. Evaluarea filtrelor RLC în funcție de valoarea impedanței caracteristice (inductivității)	125
5.3.3. Evaluarea experimentală a eficacității filtrului RLC	126
5.4. Filtrul tip "LCL"	128
5.4.1. Considerații teoretice	128
5.4.2. Evaluarea eficacității filtrării armonicilor de curent	130
6. UTILIZAREA FILTRELOR ACTIVE CORECTOARE DE FACTOR DE PUTERE LA INTERFAȚA CU REȚEAUA DE ALIMENTARE A SURSELOR CU INVERTOR PENTRU SUDARE CU ARC ELECTRIC	133
6.1. Considerații generale	133
6.2. Strategii de comandă ale circuitelor PFC	134
6.2.1. Comanda prin controlul valorii medii a curentului	136
6.2.2. Comanda prin controlul histeretic al curentului	138
6.2.3. Comanda prin controlul anvelopei curentului	140
6.2.4. Evaluarea comparativă a variantelor de comandă PFC	143
6.3. Evaluarea analitică a tehnicilor PFC la sursa de putere cu invertor pentru sudare cu arc electric	145
6.4. Rezultate experimentale	147
6.4.1. Descriere constructivă și funcțională a schemei realizate de circuit PFC	147
6.4.2. Procedura de dimensionare a modelului experimental al circuitului PFC	148
6.4.3. Măsurări experimentale	150
7. CONCLUZII. CONTRIBUȚIILE PRINCIPALE ALE LUCRĂRII	154
7.1. Concluzii	154
7.2. Contribuțiile principale ale lucrării	157
BIBLIOGRAFIE	159
ANEXE	
ANEXA 3.1. Schema electrică de principiu a sursei monofazate cu invertor tip BOOSTER 150/REHM - Germania	167
ANEXA 4.1. Parametri electroenergetici sursă BOOSTER 150/REHM	168

ANEXA 4.2. Armonici de curent - regim de încărcare cu rezistență (sursă BOOSTER 150/REHM)	171
ANEXA 4.3,a. Armonici de curent - regim de sudare MMA (sursă BOOSTER 150/REHM)	172
ANEXA 4.3,b. Armonici de putere activă - regim de sudare MMA (sursă BOOSTER 150/REHM)	173
ANEXA 4.3,c. Parametri electroenergetici - regim de sudare MMA (sursă BOOSTER 150/REHM)	173
ANEXA 6.1. Rezultatele măsurărilor cu filtrul PFC realizat cu C.I. MC 34262	174

CUVÂNT ÎNAINTE

Această lucrare este rezultatul unor eforturi de sistematizare, sintetizare și dezvoltare a bogatului material documentar existent în literatura străină de specialitate referitor la sursele cu invertor pentru sudare cu arc electric, respectiv la tehnicile moderne de procesare a puterii, în condițiile respectării prescripțiilor privind calitatea energiei electrice, specifice acestui gen de echipamente. Lucrarea reprezintă, după știința autorului, o primă abordare în domeniu în literatura românească de specialitate, fiind bazată pe o cercetare teoretică cu validare experimentală, privind sursele cu invertor pentru sudare cu arc electric, care reprezintă pe plan mondial noua generație performantă de echipamente pentru sudare.

Abordarea problematicii privind sursele de putere cu invertor pentru sudare cu arc electric este orientată în două sensuri: acela al vehiculării și procesării puterii de la rețea spre sarcină (arcul electric de sudare), respectiv al acțiunii echipamentului, ca receptor electric neliniar, asupra rețelei electrice de alimentare. Pe aceste coordonate, lucrarea analizează tehnicile moderne de procesare a puterii, bazate pe fenomenele electromagnetice de comutație și rezonanță, respectiv soluțiile de reducere a regimului electroenergetic deformant produs la bornele de alimentare de către sursa cu invertor.

Pe tot parcursul elaborării lucrării, am beneficiat de atenta și competența îndrumare, precum și de sprijinul generos acordat de conducătorul științific. Pe această cale, mulțumesc din suflet omului și profesorului Ioan Șora.

Totodată, aduc mulțumiri și îmi exprim adâncă mea recunoștință față de școala care m-a format și de dascălii pe care i-am avut de-a lungul anilor.

Nu în ultimul rând, țin să mulțumesc familiei: soției și părinților noștri, pentru sacrificiile făcute, pentru dragostea și înțelegerea cu care am fost înconjurat.

Această lucrare se vrea și o mică ofrandă de mulțumire și recunoștință adusă tuturor celor care, într-un fel sau altul, mi-au încălzit sufletul cu dragostea, învățătura și încrederea lor.

Timișoara, 6 Decembrie 1999

Autorul

INTRODUCERE

În contextul dezvoltării și diversificării fără precedent a electrotehnologiilor performante, una dintre aplicațiile tradiționale - *sudarea cu arc electric* - se menține actuală, atât datorită ariei largi de răspândire cât și prin perpetua perfecționare a tehnologiilor și echipamentelor aferente.

Performanțele proceselor și echipamentelor actuale de sudare cu arc electric reprezintă rezultatul unui efort multidisciplinar conjugat, concentrat pe o aplicație tehnologică a unui proces complex și dinamic (arcul electric de sudare), în scopul controlării acestuia, astfel încât să fie realizate exigențele producției industriale moderne: calitate, productivitate, exploatarea și întreținere ușoară. Caracterul multidisciplinar al acestui efort rezidă în conlucrarea la soluționarea problemelor a inginerilor tehnologi sudori cu cei constructori de echipamente: mecanici, electricieni, electroniști și automatiști. Un rezultat important al acestei conlucrări îl constituie *sursa de putere cu inverter* pentru sudare cu arc electric.

Progresele relativ recente înregistrate în tehnologia dispozitivelor semiconductoare au schimbat radical tehnicile de procesare a puterii electrice. Folosirea acestor tehnici în domeniul surselor de putere pentru sudare cu arc electric, a modificat profund posibilitățile de utilizare a energiei electrice în procedeele de sudare, [16]. Aceste progrese permit ca la ora actuală să se poată vorbi de o adevărată *"revoluție electronică în domeniul sudării"*, [26].

Cerințele pentru sursele de putere cu inverter pentru sudare s-au axat, în primul rând, pe îmbunătățirea performanțelor sudării, ca rezultat al controlului cu viteză mare al curentului de sudare. Bineînțeles, nu au fost omise și celelalte caracteristici de performanță, referitoare la: miniaturizare, reducerea greutateii și îmbunătățirea parametrilor electroenergetici. Astfel, majoritatea eforturilor de cercetare au fost focalizate pe studiul fenomenelor din arcul electric de sudare și pe modul în care aceste fenomene pot fi controlate prin intermediul unui set de parametri externi. Aceasta a dus la dezvoltarea unor diverse sisteme de control al formei de undă a curentului/tensiunii la ieșirea sursei pentru sudare, [77].

Tehnicile moderne de procesare a puterii electrice, la înaltă frecvență, exploatând conceptele de comutație și rezonanță, permit obținerea unor forme de undă controlate ale mărimilor de ieșire ale sursei de putere: curent, tensiune. În plus, ele permit ca fronturile acestor forme de undă să fie cât mai abrupte. În ce măsură aceste performanțe rezultate sunt utile sudării cu arc electric, aceasta o decide tehnologul sudor, care stabilește cerințele privind condițiile de: ardere a arcului electric, topire a componentelor, transfer al energiei și metalului, comportament ale băii metalice topite. Dacă electricianul, din rațiuni de progres, este tentat să exploateze în totalitate posibilitățile de procesare a puterii, tehnologul sudor trebuie să-și definească foarte clar cerințele privind controlul procesului. Pe de altă parte, procesarea la înaltă frecvență a puterii ridică probleme de *compatibilitate electromagnetică* la interfața cu rețeaua electrică de alimentare, [77]. Astfel, dacă inițial proiectantul electrician/electronist de surse de putere cu inverter pentru sudare, a dat curs imperativelor de ordin tehnologic, dictate de sudori, la ora actuală este pus în situația să rezolve "conflictul" cu electroenergeticienii, privind racordarea la rețea a unor echipamente "poluante" electromagnetic.

În acest context, prezenta lucrare se dorește a fi o abordare a tematicii privind sursele de putere cu inverter pentru sudare, atât sub aspectul performanțelor de utilizare, al construcției, cât și al implicațiilor electroenergetice pe care le are racordarea la rețeaua electrică de alimentare a unor astfel de echipamente. Această lucrare este elaborată de un inginer electrician, care punându-se în postura unui utilizator, a căutat să descifreze în vastul domeniu al proceselor și echipamentelor aferente sudării cu arc electric acele aspecte care ar putea alcătui un posibil tablou al *cerințelor*, pe de o parte, respectiv al

opțiunilor, pe de altă parte, privind sursele pentru sudare cu arc electric, pe baza căruia să poată fi explicată evoluția acestor surse. Astfel, **capitolul 1** al lucrării, încearcă să fixeze coordonatele privind stadiul actual în realizarea surselor de putere destinate sudării cu arc electric, prin grila interacțiunii dintre cerințe și opțiuni. Ideea în sine nu este complet originală, ea fiind inspirată de un articol de sinteză privind progresele înregistrate în domeniul surselor pentru sudare cu arc electric, [135]. Plecând de la această idee-cadru, prin explorarea unei vaste bibliografii de specialitate, se încearcă stabilirea și clasificarea principalelor cerințe și a principalelor opțiuni, insistându-se asupra opțiunilor, adică asupra a ceea ce oferă la ora actuală constructorii de surse pentru sudare utilizatorilor, respectiv celor care sunt puși în situația să opteze.

O opțiune de bază se referă la tipurile de surse de putere. Din rațiuni de spațiu, în lucrare au fost incluse pe lista opțiunilor doar *sursele cu control electronic*, în familia cărora se pot stabili coordonatele definitorii ale sursei de putere cu invertor. Performanțele de proces trecute în revistă, sunt cele asociate surselor cu control electronic al puterii și, în primul rând surselor cu invertor. Tehnica invertorului în realizarea surselor pentru sudare, după cum este denumită în literatura de specialitate, [137], deși avea potențialul recunoscut încă de la începutul anilor 1970, nu a putut fi exploatată pe scară industrială decât numai după apariția dispozitivelor semiconductoare de putere și comandă adecvate procesării puterii la înaltă frecvență - la început, la circa *5kHz*, iar la ora actuală la circa *100kHz*, [148]. Prin performanțele deosebite, în primul rând cele de proces și cele privind miniaturizarea, prin versatilitate, care le conferă titlul de surse cu destinație multiplă, [33,141], prin aria lor de utilizare, precum și prin impactul avut pe piață în ultimul deceniu, sursa de putere cu invertor pentru sudare poate fi considerată drept o nouă generație de surse pentru sudare cu arc electric, [128,136].

O verigă foarte importantă din lanțul de procesare al puterii, atât din punct de vedere al rolului avut în transferul puterii cât și din punct de vedere al gabaritului/masei ansamblului sursei cu invertor, o constituie *transformatorul de adaptare la înaltă frecvență*. Transformatorul realizează două funcțiuni principale: separarea galvanică, respectiv adaptarea impedanței circuitului de sarcină față de circuitele primare, care sunt neizolate față de rețeaua electrică de alimentare. Dacă până la apariția surselor cu invertor pentru sudare, transformatorul și alte componente magnetice (amplificatoare magnetice, bobine de filtrare) dețineau ponderea în gabaritul și masa ansamblului sursei pentru sudare, în cazul sursei cu invertor, transformatorul și bobina de filtrare din circuitul de ieșire au - la aceleași nivele de putere procesată - dimensiuni de până la 10...20 de ori mai mici față de cele cu funcționare la frecvența de 50Hz. Datorită rolului important pe care îl deține în structura și funcționarea unui convertor static de putere, transformatorul de putere la înaltă frecvență a fost intens studiat, atât sub aspectul comportamentului de circuit, cât și sub aspectul pierderilor. Studiile, efectuate pe baza diferitelor modele de transformator - liniare sau neliniare- inclusiv prin simulare, urmăreau să evidențieze acele aspecte comportamentale a căror cunoaștere și punere în ecuație să poată constitui baza unor proceduri de dimensionare. În acest sens, modelarea și simularea transformatorului la înaltă frecvență devin instrumente utile în activitatea de concepție, dimensionare și proiectare a acestora. Dintre modelele de transformatoare la înaltă frecvență prezentate în literatura de specialitate, [30,34,61,65], s-a optat pentru *modelul cuadripolar liniar* [53,108], care se distinge prin simplitate, claritate și flexibilitate în simulare. Abordarea liniară se justifică prin faptul că, la transformatoarele la înaltă frecvență amplitudinea inducției magnetice în miez se alege la aproximativ jumătate din inducția de saturație, ceea ce, îndreptățește la neglijarea efectelor datorate saturației magnetice. Modelul cuadripolar liniar al transformatorului descrie corect comportamentul acestuia, atât la joasă frecvență, cât și la înaltă frecvență, în acest din urmă caz, prin atașarea la modelul electric de circuit a acelor elemente care să modeleze efectele specifice care se manifestă în transformator la înaltă frecvență: cuplajele capacitive parazite, pierderile suplimentare datorate curenților turbionari, fenomenele de rezonanță magnetică în ferite, etc. **Capitolul 2** prezintă câteva

aspecte legate de tipurile constructive actuale de transformatoare la înaltă frecvență, respectiv o analiză a transformatorului la înaltă frecvență, pe baza modelului cuadripolar liniar. Este prezentată gradat modelarea la înaltă frecvență, prin considerarea cuplajelor capacitive parazite. De asemenea, este dată procedura de determinare experimentală a capacităților de model. Modelul este verificat prin simulare și validat experimental, prin determinarea experimentală a diagramelor de variație cu frecvența a modulului impedanțelor unui transformator real. Modelul dezvoltat și analizat se dovedește util în analizele de circuit efectuate în capitolul 3, relativ la convertorul rezonant serie-paralel.

Sursa de putere cu inverter incorporează diferite structuri topologice de *convertoare statice de putere*, cu funcționarea bazată pe comutație la înaltă frecvență. Pe lângă avantajele pe care le oferă, privind flexibilitatea controlului mărimilor de ieșire (curent, tensiune), reducerea dimensiunilor de gabarit, etc., convertoarele statice în comutație prezintă și o serie de inconveniente, legate de: fenomene de interferență electromagnetică (EMI) la interfața cu rețeaua și pierderi în comutatoarele electronice (tranzistoare de putere). O alternativă la convertoarele statice de putere cu funcționare în comutație "dură" ("hard switching") și comanda realizată prin modulare în lățime de puls (PWM), o constituie convertoarele rezonante, care exploatează fenomenele de rezonanță fie pentru favorizarea comutației tranzistoarelor (convertoare cu comutatoare rezonante), fie pentru transferul puterii de la circuitul intermediar de curent continuu spre circuitul de sarcină (convertoare rezonante cu sarcina). **Capitolul 3** prezintă unele posibilități de valorificare ale convertoarelor rezonante cu sarcina, de tip serie-paralel, în concepția și realizarea surselor de putere cu inverter pentru sudare cu arc electric. Sunt prezentate, discutate și analizate, pe baza informațiilor prelucrate din literatura de specialitate, [9,67,88,106], două tipuri de convertoare rezonante cu sarcina, de tip serie-paralel, respectiv de ordinul 3 (*CLC*) și 4 (*LLCC*). În cazul convertorului de ordinul 3, se face o analiză originală a comportării circuitului rezonant CLC, asamblat cu modelul cuadripolar de transformator la înaltă frecvență. Rezultatele analizei, realizată cu ajutorul simulatorului PSpice, sunt validate prin determinările experimentale efectuate cu un model de laborator de convertor rezonant serie-paralel.

O problemă de actualitate, devenită imperativă în condițiile proliferării receptoarelor electrice neliniare, poluante din punct de vedere electromagnetic, din rândul cărora face parte și sursa cu inverter pentru sudare, o constituie *reducerea regimului deformant* produs de aceste echipamente la interfața cu rețeaua electrică de alimentare. Aceasta impune, pe de o parte, cunoașterea comportamentului deformant al receptorului în cauză, urmată de luarea de măsuri tehnice corespunzătoare pentru reducerea regimului deformant produs până sub limitele admise de standardele în vigoare, [8,18,41,54].

Capitolul 4 schimbă perspectiva lucrării, focalizând atenția asupra interfeței cu rețeaua electrică de alimentare a sursei cu inverter pentru sudare cu arc electric. Pe baza definirii setului de mărimi și indicatori specifici regimului nesinusoidal (deformant) în cazul rețelelor electrice monofazate de joasă tensiune, se efectuează un studiu experimental al comportamentului deformant al unei surse monofazate cu inverter pentru sudare, [148]. Sunt studiate toate modurile de funcționare posibile ale sursei: gol, scurtcircuit, sudare. De asemenea, în scopul unei evaluări comparative, se studiază comportamentul deformant al sursei și în cazul încărcării acesteia cu o rezistență de sarcină echivalentă - din punct de vedere al încărcării - cu punctele de funcționare date de caracteristica volt-amperică convențională procedurii de sudare deservit. În final, pe baza prelucrării matematice a spectrelor armonicilor de curent, se face o evaluare a sursei cu inverter ca receptor deformant, în sensul clasificării operate în [41].

Capitolul 5 cuprinde rezultatele investigației experimentale asupra eficacității diferitelor tipuri de *filtre pasive* în reducerea regimului deformant (a armonicilor curentului de rețea), în cazul sursei monofazate cu inverter pentru sudare cu arc electric. Sunt analizate teoretic, respectiv prin simulare și apoi testate experimental, pe rând, următoarele tipuri de filtre pasive: inductiv serie (*L*), absorbant (*LC*) - acordat pe armonica de ordin 3, refulant

(*RLO*), și "trece-jos" (*LCL*). Pe baza rezultatelor experimentale, se concluzionează că filtrele pasive nu reprezintă soluția cea mai favorabilă, soluția de luat în considerare fiind aceea a filtrelor active corectoare de factor de putere (circuite PFC).

În **capitolul 6** se face o prezentare a circuitelor și tehnicilor utilizate în cadrul *filtrelor active corectoare de factor de putere*, având ca punct de plecare referințele bibliografice în domeniu, semnalate în ultimii ani, [3,44,48,57,66,89,90,168,169]. Sunt evaluate comparativ principalele tehnici de comandă: prin controlul valorii medii a curentului, prin controlul histeretic al curentului și prin controlul anvelopei curentului de rețea, inclusiv sub aspectul aplicabilității la sursele cu inverter pentru sudare cu arc electric. Capitolul 6 conține și o serie de rezultate experimentale obținute pe un model de laborator de circuit PFC, realizat pentru a verifica principiul acțiunii de compensare a regimului deformant, utilizând componentele disponibile în Laboratorul de Echipamente pentru Electrotehnologii al Facultății de Electrotehnică din Timișoara. Măsurările experimentale dovedesc eficacitatea și deci corectitudinea tehnică a implementării unor circuite PFC în structura surselor cu inverter pentru sudare cu arc electric.

Obiectivele principale ale lucrării sunt:

- prezentarea surselor de putere cu inverter ca o nouă generație de surse pentru sudare cu arc electric, apărută sub imperativul cerințelor utilizatorilor, pe baza premizelor oferite de progresele în electronica de putere și în prisma tabloului actual al opțiunilor oferite de sursele moderne pentru sudare;
- examinarea structurii sursei cu inverter, din punct de vedere al topologiilor de convertoare statice de putere, în comutație sau rezonante, precum și a cerințelor care se impun implementării convertoarelor statice la realizarea unei surse pentru sudare;
- analiza comportării circuitului rezonant, cuplat cu transformatorul la înaltă frecvență, din cadrul convertorului rezonant serie-paralel, aplicabil la sursele cu inverter pentru sudare;
- studiul comportării sursei cu inverter pentru sudare la interfața cu rețeaua electrică de alimentare;
- investigarea eficacității filtrelor pasive în reducerea regimului deformant produs de o sursă cu inverter pentru sudare cu arc electric;
- evaluarea aplicabilității filtrelor active, corectoare de factor de putere la sursele cu inverter pentru sudare cu arc electric.

În încheiere, se consideră demn de remarcat faptul că lucrarea are ca bază teoretică trei fenomene electromagnetice: arcul electric, comutația la înaltă frecvență și rezonanța. Astfel, conversia electrotermică, caracteristică arcului electric de sudare, este controlată prin procesarea puterii pe baza comutației la înaltă frecvență, transferul puterii de la rețeaua electrică de alimentare spre sarcină realizându-se adesea prin procese de acumulare-cedare, caracteristice circuitelor rezonante.

1. STADIUL ACTUAL ÎN REALIZAREA ECHIPAMENTELOR DE PROCESARE A PUTERII DESTINATE SUDĂRII CU ARC ELECTRIC

1.1. Considerații generale

În domeniul electrotehnologiilor, arcul electric reprezintă o "unealtă" termică, ce nu și-a epuizat încă resursele și posibilitățile, provocând în continuare cercetătorii și inginerii într-o acerbă competiție pentru perfecționarea proceselor și echipamentelor de prelucrare specifice (sudarea, tăierea, metalizarea, încărcarea). Aplicația electrotehnologică tipică a arcului electric o constituie *sudarea cu arc electric*, care reprezintă un procedeu de sudare prin topire, în care arcul electric are rol de convertor electrotermic, acesta fiind recunoscut ca o sursă de căldură de mare intensitate, temperatura coloanei (plasmei) sale atingând valori de până la 13000K, [31,64,75,76,81,93,99,109,129].

Sub aspect fizic, *arcul electric de sudare* (AES) reprezintă o descărcare electrică puternică (de mare densitate de curent) stabilită între un electrod și o piesă, aflate sub tensiune electrică, fenomenul producându-se într-o atmosferă constituită din amestec de vapori metalici și gaze.

Arcul electric de sudare presupune o durată de timp de ardere stabilă, o lungime a coloanei de descărcare mică (1-10mm), tensiuni mici (15-45V), respectiv un domeniu relativ larg de curenți (5-5000A).

Operațiile de sudare se realizează tehnologic prin diverse procedee de sudare, cu ajutorul echipamentelor de sudare. *Procedeele de sudare* reprezintă ansamblul operațiilor tehnice prin care se realizează sudura în mod industrial, în condiții prescrise de asigurare a caracteristicilor de calitate, productivitate și reproductibilitate. *Echipamentul de sudare* reprezintă ansamblul uneltelor, aparatelor, mașinilor de lucru și accesoriilor necesare pentru efectuarea proceselor de sudare. Procedeele de sudare utilizate curent în industrie sunt prezentate în tabelul 1.1, [31,64,75,76,81,93,99,109,129].

Tabelul 1.1

Tip AES	Tip electrod	Gaz de protecție	Denumire procedeu
Descoperit	Fuzibil (Învelit)	-	Sudare manuală (cu electrod învelit) MMA (SMAW)
Acoperit (sub flux)	Fuzibil (Sârmă)	-	Sudare sub flux SAW
Protejat	Fuzibil (Sârma)	Activ (CO ₂ +Ar,N,O ₂)	Sudare MAG
		Inert (Ar, He)	Sudare MIG
	Nefuzibil (W,T)	Inert (Ar, He)	Sudare WIG/TIG

Semnificația acronimelor care definesc procedeele este următoarea:

MMA - "Manual Metal Arc"; *SMAW* - "Shielded Metal Arc Welding"; *SAW* - "Submerged Arc Welding"; *MAG* - "Metal Active Gas"; *MIG* - "Metal Inert Gas"; *WIG/TIG* - "Wolfram/Tungsten Inert Gas". Adeseori procedeele de sudare cu electrod fuzibil în mediu de gaz protector sunt prezentate generic cu acronimul *GMAW* - "Gas Metal Arc Welding", respectiv procedeele de sudare cu electrod nefuzibil în mediu de gaz protector sunt desemnate cu termenul *GTAW* - "Gas Tungsten Arc Welding", [64,81,99].

Principalul subansamblu din componența unui echipament de sudare cu arc electric îl constituie *sursa de putere*, care are rolul furnizării și controlării puterii electrice necesare alimentării arcului, în condiții de stabilitate statică și dinamică, în scopul realizării exigențelor tehnologice impuse.

După criteriul constructiv, sursele clasice de putere pentru sudare cu arc electric sunt: convertizoare rotative, transformatoare pentru sudare și redresoare pentru sudare. O prezentare succintă a principalelor caracteristici electroenergetice ale tipurilor convenționale de bază de surse de putere pentru sudare cu arc este dată în tabelul 1.2, [76,93].

Tabelul 1.2

Parametru	Convertizoare rotative	Transformatoare de sudare	Redresoare de sudare
Domeniu de curent (A)	0 - 630	0 - 600	5 - 2000
DA- nominal (%)	60	60	60
Randament	0,45 - 0,65	0,6 - 0,8	0,5 - 0,9
Factor de putere	0,7 - 0,9	0,3 - 0,6	0,5 - 0,9
Putere absorbită în gol (kW)	1,5 - 2,5	0,25 - 0,35	0,1 - 1

Considerând drept criteriu modalitatea controlului puterii furnizate arcului electric de sudare, sursele de putere se pot clasifica în surse cu *control electromagnetic* (convertizoare rotative, transformatoare, redresoare necomandate) și surse cu *control electronic* (redresoare și invertoare comandate).

Sursele de putere cu control electromagnetic, deși simple și robuste din punct de vedere constructiv, nu oferă posibilitățile de control reclamate de procesele moderne de sudare cu arc electric.

Practic, evoluția surselor de putere cu control electronic este strâns legată de evoluția dispozitivelor semiconductoare de putere și de comandă, precum și a conceptelor și tehnicilor de procesare a puterii electrice, în cadrul convertoarelor statice. Sursele de putere cu control electronic aparțin familiei *redresoarelor de sudare comandate indirect*, ele funcționând ca sisteme de reglare în buclă închisă a parametrilor electrici de ieșire (tensiune, curent).

1.2. Evoluția surselor de putere pentru sudare cu arc între cerințe și opțiuni

Evoluția surselor de putere pentru sudare cu arc electric a stat tot timpul sub imperativul cerințelor utilizatorilor, în strânsă corelație cu paleta opțiunilor oferită de producători. Analiza acestei interacțiuni perpetue oferă o imagine destul de sugestivă asupra stadiului actual privitor la echipamentele pentru sudare cu arc electric. În cele ce urmează se prezintă tabloul cerințelor utilizatorilor, respectiv tabloul opțiunilor oferite de producția actuală de echipamente. Principalele opțiuni vor fi analizate în parte, pentru o mai corectă încadrare a ariei tematice a lucrării.

În fig.1.1 sunt prezentate cerințele utilizatorilor pe baza datelor oferite de literatura de specialitate, [33,81,135].

În fig.1.2 sunt prezentate principalele opțiuni, datele literaturii de specialitate fiind completate cu cele oferite de cataloagele (prospectele) unor firme producătoare de echipamente pentru sudare cu arc electric, [139-149]. În fig. 1.2, modurile "Sh", "Sp", reprezintă modurile de transfer prin arc scurt (Sh - "Short arc") sau scurtcircuit, respectiv prin pulverizare (Sp - "Spray") al metalului topit, [11,70,81,99]. Relativ la pulsarea curentului, prin JF , respectiv $\hat{I}F$, se înțelege joasă, respectiv înaltă frecvență.

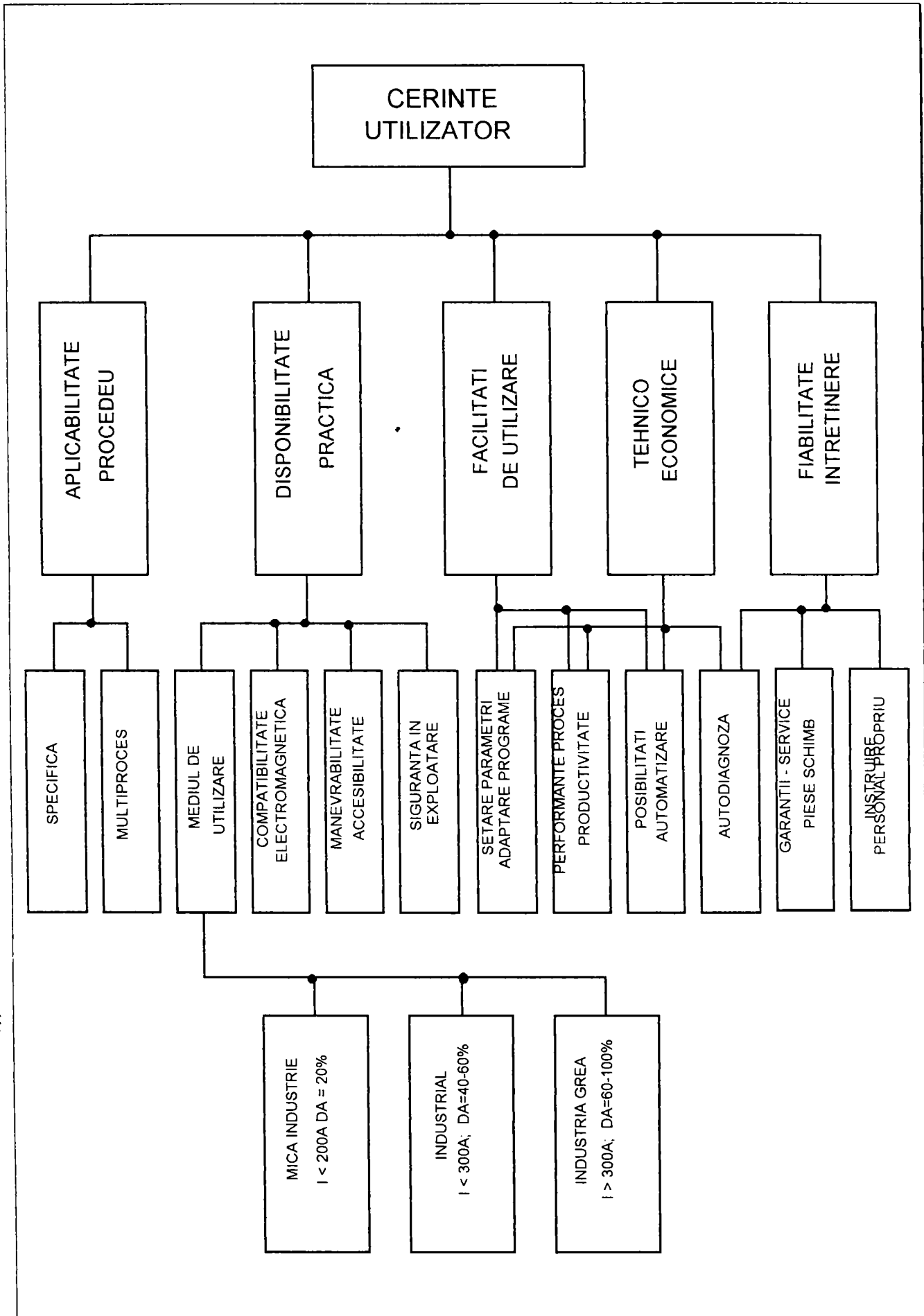


Fig. 1.1. Tabloul cerințelor utilizatorilor de echipamente pentru sudare cu arc electric.

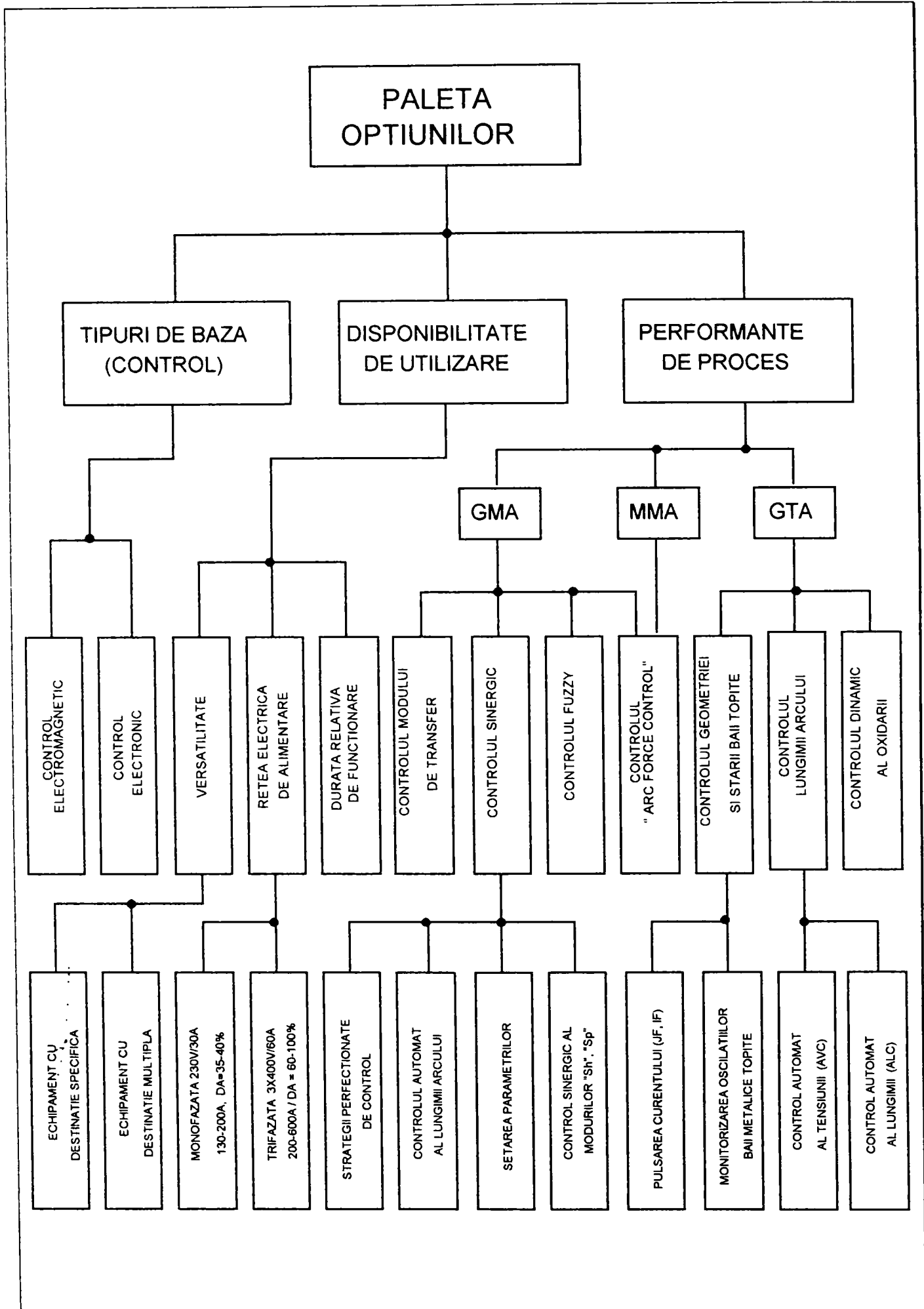


Fig. 1.2. Tabloul optiunilor privind echipamentele pentru procesarea puterii la sudare cu arc electric.

1.2.1. Opțiuni de bază

Opțiunile sunt direct legate de evoluția și progresele înregistrate în fabricația surselor de putere. Principalele opțiuni se referă în esență la, [26,33,81,122,135,136]:

1.2.1.1. Tipuri de bază de surse de putere cu control electronic

Progresele semnificative înregistrate în dezvoltarea surselor de putere se datorează într-o măsură hotărâtoare introducerii și utilizării efective a sistemelor electronice de control al puterii. Acest fapt a fost posibil pe măsura apariției și ofertei la scară industrială a unor dispozitive semiconductoare de putere (tiristoare, tranzistoare bipolare de putere, tranzistoare MOSFET, IGBT, etc.) și de comandă mai performante și accesibile. În acest context, după 1970 au apărut primele surse de putere pentru sudare cu arc electric prevăzute cu control electronic al puterii, furnizate arcului de sudare. Acestea sunt surse din familia redresoarelor de sudare comandate indirect. Sursele de putere controlate electronic funcționează ca sisteme de reglare în buclă închisă a parametrilor de ieșire. Prin reacție de tensiune/curent, caracteristicile statice externe pot fi de tipul *tensiune constantă (CV) / curent constant (CC)*, respectiv pot fi controlate electronic în scopul asigurării stabilității arcului electric de sudare și al realizării unor timpi mici de răspuns la variațiile sarcinii. O prezentare de ansamblu a caracteristicilor principale ale surselor prevăzute cu control electronic al puterii este dată în tabelul 1.3 și fig. 1.3, [26,36,39,64,81,110,115,].

1.2.1.2. Disponibilitatea de utilizare

Principalele caracteristici care definesc disponibilitatea de utilizare a surselor pentru sudare sunt cele referitoare la: posibilitățile de alimentare cu energie electrică, durata relativă de funcționare, versatilitate și portabilitate.

A. Posibilități de alimentare cu energie electrică

Sursele cu control electronic oferă posibilitatea alimentării monofazate sau trifazate la diferite valori ale tensiunii de rețea. Stabilizarea tensiunii de alimentare reprezintă un avantaj net al surselor cu control electronic față de cele convenționale. Astfel, sursele electronice, cu caracteristică de tip *CC*, pot menține curentul de sudare într-o plajă de $\pm 1\%$ la variații ale tensiunii de alimentare de $\pm 10\%$, [135,136].

B. Durata relativă de funcționare

Durata relativă de funcționare (*DA*) reprezintă și ea o caracteristică de disponibilitate. Valoarea standard, conform normei EN 60974-1/1989, "Arc welding power sources", [135] este $DA=60\%$, definită pentru o perioadă a ciclului $T_c=10min$ și o durată de funcționare (curent), $t_c=6min$. Durata relativă *DA* reprezintă o caracteristică utilă în comparația surselor de putere, însă numai curentul de sudare corespunzător la $DA=100\%$ poate fi corelat cu cerințele unei funcționări reale în producție, acolo unde durata relativă de funcționare a sursei de putere se stabilește în funcție de cerințele fluxurilor tehnologice specifice. În fig. 1.4 este prezentată variația curentului de sudare furnizat de sursa de putere în funcție de durata relativă de funcționare *DA*, corespunzător ieșirii sursei în curent continuu (*DC*), respectiv în curent alternativ (*AC*). Se observă că la aceeași valoare a *DA*, curentul nominal în *DC* este mai mare decât cel corespunzător în *AC*. Valoarea *DA* reprezintă totodată și un criteriu de apreciere a posibilităților de exploatare a unei surse de putere într-un mediu dat de utilizare.

Tabelul 1.3

Nr. crt.	Tip sursă	Descriere funcțională	Caracteristici (avantaje/dezavantaje)
1	Redresor de sudare cu control de fază cu tiristoare (fig. 1.3. a)	Reglajul curentului de sudare se face continuu, prin variator de tensiune alternativă în primarul transformatorului, în domeniul (0,1...0,9)Urețea, prin modificarea unghiului de comandă al tiristoarelor. Inductivitatea L, cu miez, are rolul diminuării undulațiilor curentului. Comanda sursei se face în buclă închisă selectabilăCC/CV.	AVANTAJE Posibilitatea selectării tipului de reacție și deci de caracteristică externă (sursă multiproces). Posibilitatea funcționării în regim de curent pulsant. DEZAVANTAJE Ondulații relativ mari de curent. Gabarit și greutate mari. Probleme de EMC.
2	Redresor de sudare cu regulator serie tranzistorizat (fig. 1.3. b)	Reglajul curentului de sudare se face prin comanda unei baterii de tranzistoare bipolare plasată în circuitul de curent continuu de la ieșirea redresorului. Tranzistoarele sunt conectate în paralel și sunt răcite cu apă. Tranzistoarele funcționează în zona liniară și se comportă ca o rezistență variabilă de ajustare a curentului.	AVANTAJE Controlul stabil al curentului. Ondulații mici ale curentului. Posibilitatea regimului de curent pulsant cu diferite forme de undă și frecvența de pulsare 0...10kHz. Răspuns rapid la variațiile sarcinii. DEZAVANTAJE Randament redus (sub 0,5). Necesitatea răcirii cu apă a radiatoarelor tranzistoarelor. Gabarit și greutate mari. Probleme de EMC.
3	Redresor de sudare cu chopper (fig. 1.3. c)	Bateria secundară de tranzistoare (bipolare) este comandată în impulsuri cu frecvența de max. 20kHz, cu posibilitatea modificării factorului de umplere sau a lățimii impulsului (PWM).	AVANTAJE Comanda în comutație a tranzistoarelor duce la scăderea puterii disipate, fiind suficientă ventilația forțată. Randament mai mare față de varianta precedentă. Crește duritatea (tăria) arcului. DEZAVANTAJE Ieșirea sursei numai în curent continuu. Probleme EMC, deci sunt necesare filtre de rețea. Gabarit și greutate mari.
4	Redresor de sudare cu inverter (fig. 1.3. d)	Blocul de comutație se plasează în primarul transformatorului de separare/adaptare. Reglarea curentului de sudare se face prin comanda inverterului, prin diverse strategii PWM. Frecvența de comutație este de (20...100 kHz). Tensiunea secundară este redresată, filtrată și aplicată sarcinii (arcului). Se poate prevedea un inverter suplimentar în circuitul secundar, la ieșirea DC, pentru capabilitate de sudare TIG-AC (aluminiiu).	AVANTAJE Datorită frecvenței mari de comutație primară se reduc considerabil gabaritul și masa componentelor magnetice de putere: transformator și bobină de filtrare la ieșire. Timp mic de răspuns, deci o dinamică foarte bună. Versatilitate în raport cu procedeele de sudare (sursă multiproces). Randament și factor de putere bune. DEZAVANTAJE Probleme de EMC.

Legendă: EMC - Electro-Magnetic Compatibility - Compatibilitate electromagnetice.

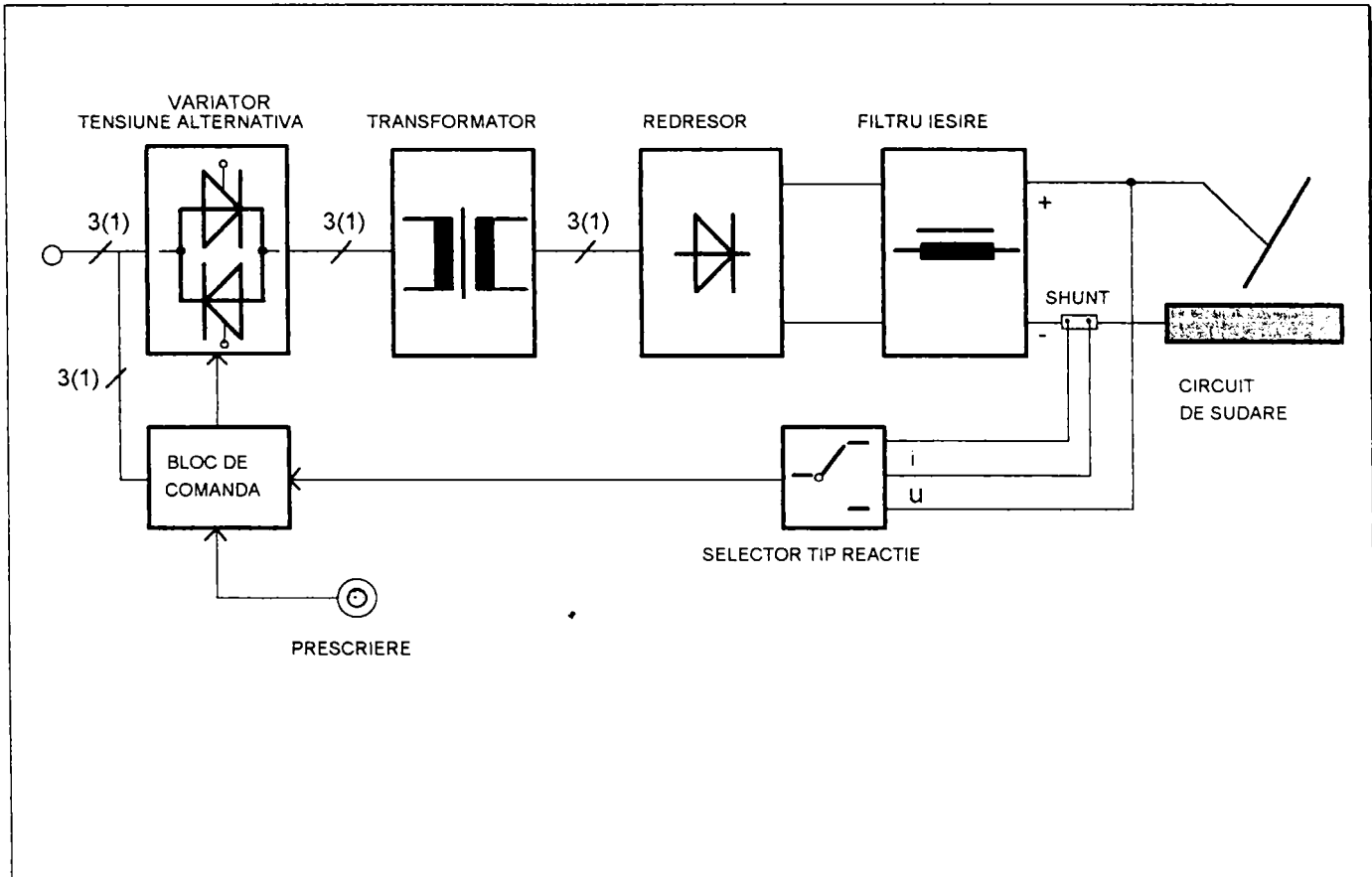


Fig. 1.3, a - Sursă de putere pentru sudare tip redresor cu control de fază.

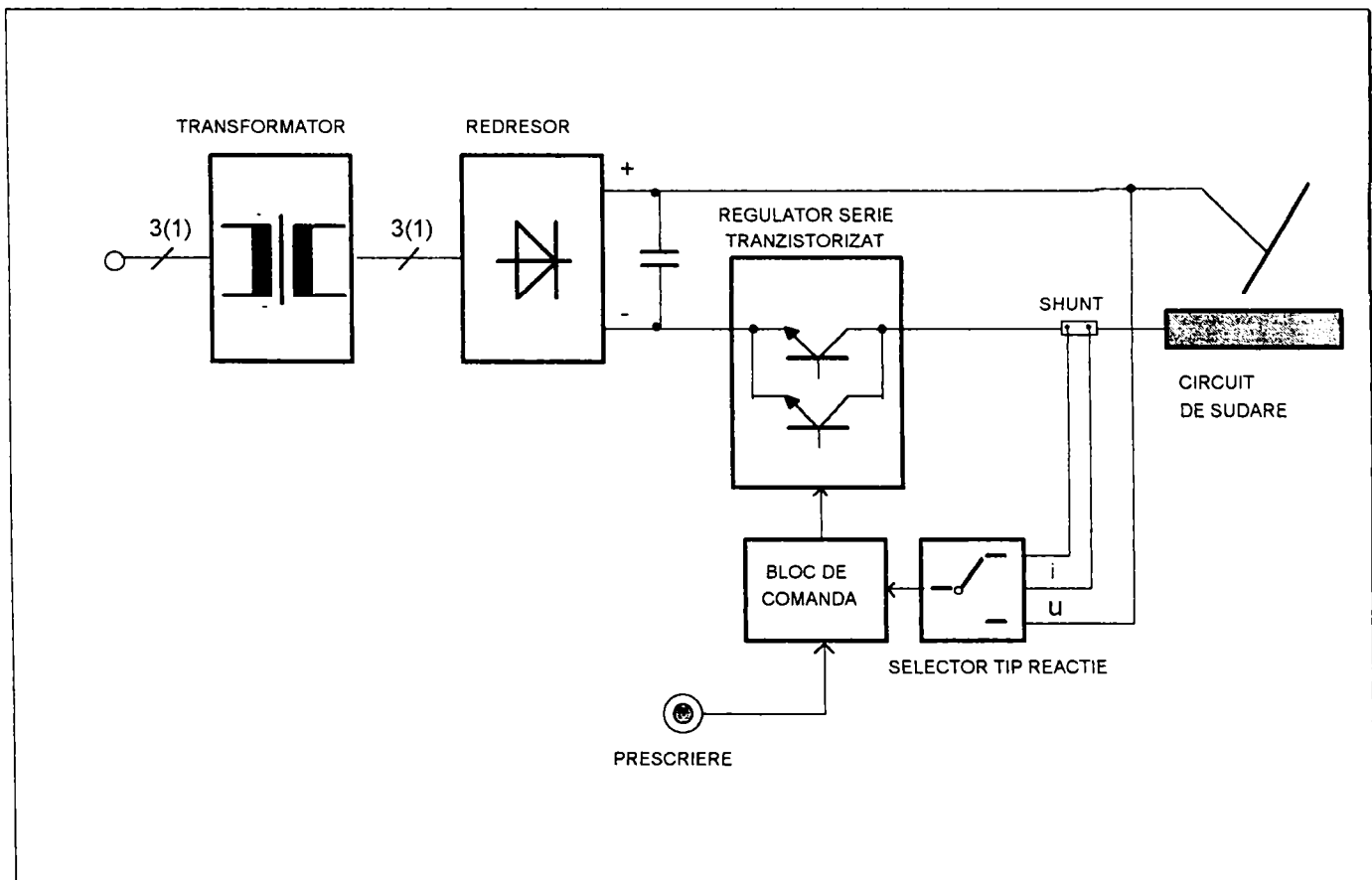


Fig. 1.3, b - Sursă de putere pentru sudare tip redresor cu regulator serie tranzistorizat.

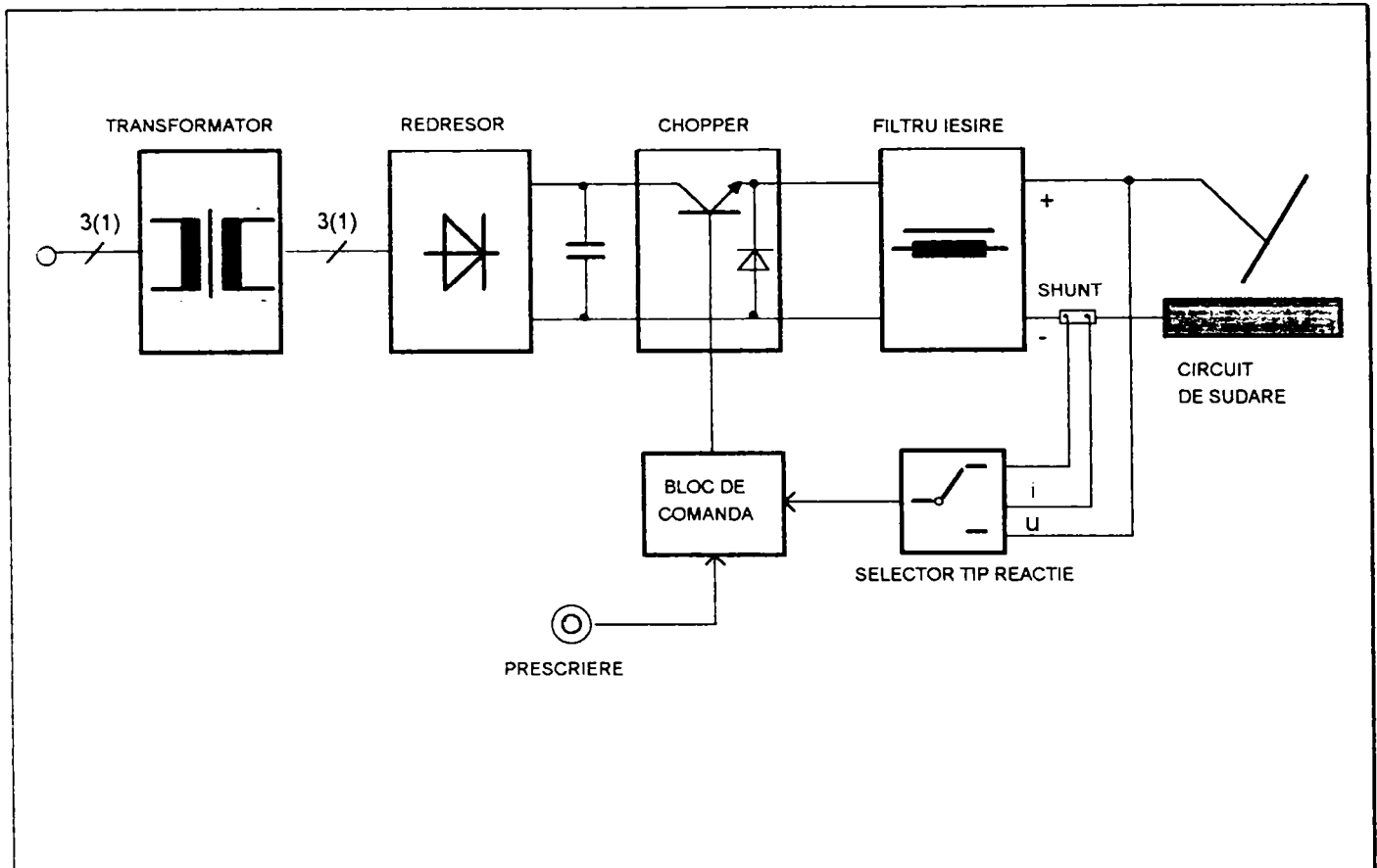


Fig. 1.3, c - Sursă de putere pentru sudare tip redresor cu chopper.

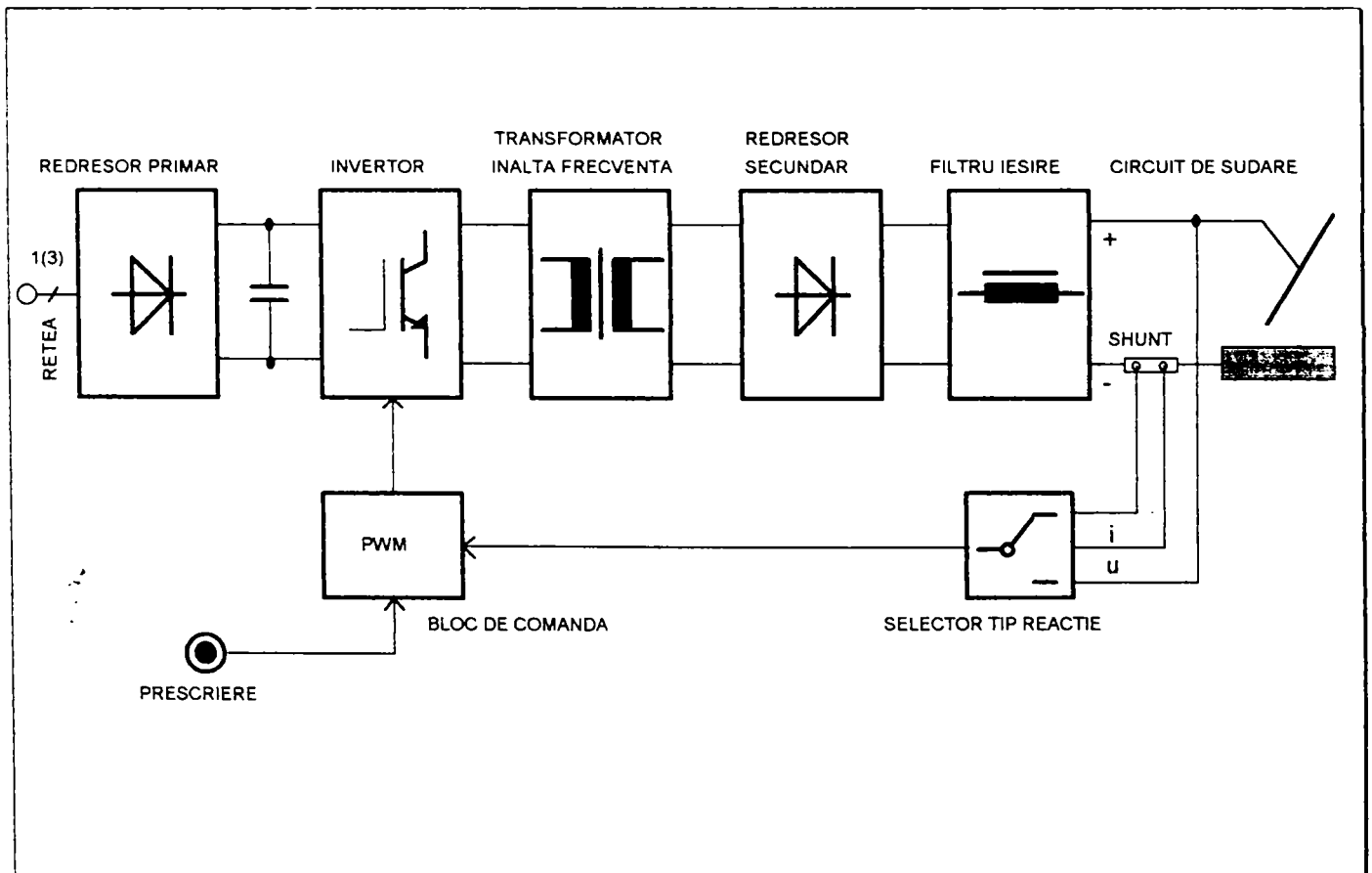


Fig. 1.3, d - Sursă de putere pentru sudare tip redresor cu invertor.

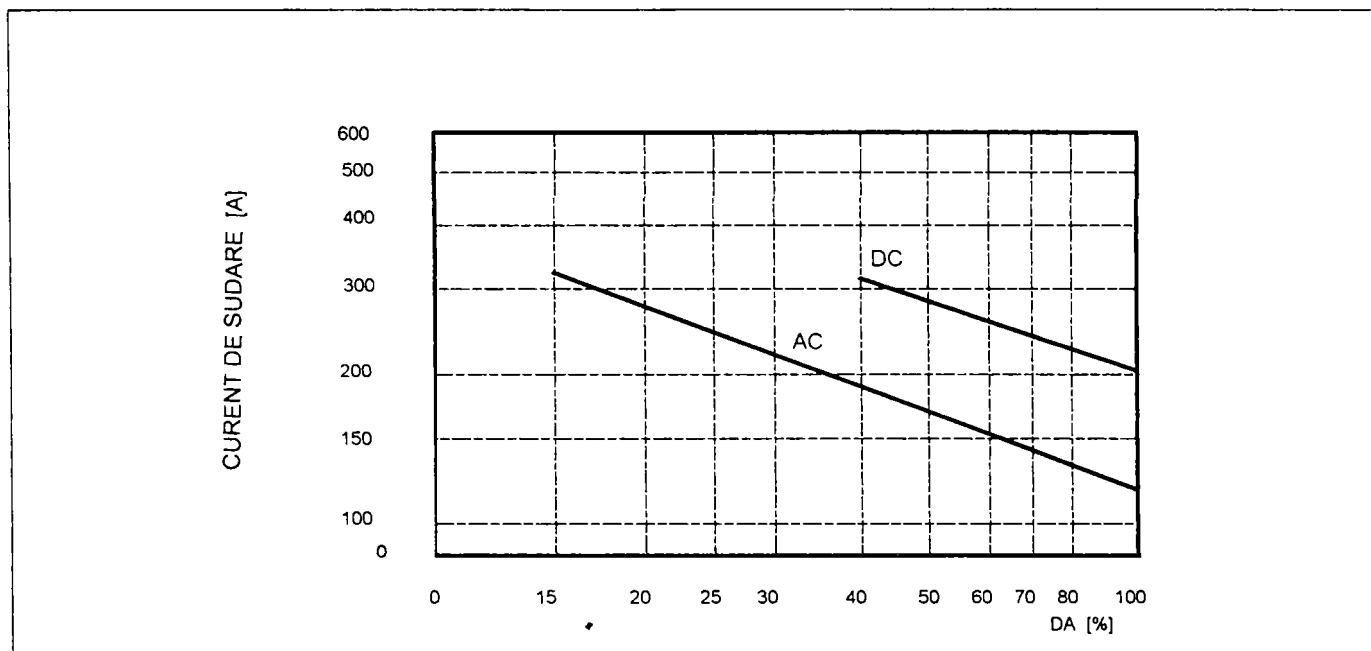


Fig. 1.4. Variația curentului de sudare cu durata relativă de funcționare.

C. Versatilitatea - posibilitatea modificării pantei caracteristicii externe

Forma (alura) caracteristicii externe a sursei este esențială în asigurarea stabilității statice a sistemului sursă- arc electric de sudare. În tabelul 1.4 sunt prezentate sintetic principalele cerințe pentru sursele de putere în conjuncție cu procedeele de sudare cu arc electric, [76,81,99,135,136].

Tabelul 1.4

Procedeu	Caracteristică externă	Domeniu ieșire sursă. Ecuția caracteristicii convenționale	Observații
MMA ("Manual Metal Arc") MANUAL	căzătoare	50 - 400A 50 - 80V $U_a = 20 + 0,04I_s$	- DA = 35 - 60 (uzual); - curent AC/DC (funcție de tipul electrodului)
WIG /TIG ("Wolfram Inert Gas")/ "Tungsten Inert Gas")	abrupt căzătoare (curent constant)	1 - 300A 50 - 80V $U_a = 10 + 0,04I_s$	- regimul poate fi manual sau automat; - DA mic adecvat pentru manual, pentru automat: min. DA=60% - curent: DC majoritatea metalelor de bază, curent AC: aluminiu (aliaje cu Al)
MIG/MAG (Metal Inert Gas/ Metal Active Gas")	rigidă (tensiune constantă)	40 - 500A 30 - 50V $U_a = 14 + 0,05I_s$	- recomandat DA=60%, pentru manual și DA=100%, pentru automat; - la sistemele automate se pot utiliza curenți mai mari.
SAW ("Submerged Arc Welding") SUB FLUX	curent constant (CC)/ tensiune constantă (CV) - (funcție de sistemul de alimentare cu sârmă)	100 - 1500A 50 - 80V $U_a = 20 + 0,04I_s$, (CC) $U_a = 14 + 0,05I_s$, (CV)	- DA=100%, regim automat; - tipul curentului AC/DC și nivelul de putere depind de modul procesului (ex. multielectrod).

În tabelul 1.4, sunt prezentate și ecuațiile caracteristicilor convenționale de lucru, aferente procedeele de sudare. Acestea sunt exprimate prin relații liniare între tensiunea pe arc (U_a ,

[V]), și curentul de sudare prin arc (I_s , [A]), stabilite în scopuri de încercare și comparație, [76]. Aceste ecuații sunt utile la calculul puterii active necesare la ieșirea surselor.

Versatilitatea reprezintă o caracteristică tot mai "căutată" în paleta opțiunilor privitoare la sursele de putere. Dacă, în mod tradițional, în producție, la sudarea prin procedee diferite se folosesc surse de putere specifice fiecărui procedeu, (conform tabel 1.4), la ora actuală, datorită dinamicii pieței, devine necesară fabricarea produselor cu ajutorul unor tehnologii flexibile, inclusiv prin combinarea mai multor procedee de sudare la realizarea aceluiași produs (subansamblu). Această cerință tehnologică a dus la dezvoltarea surselor de putere pentru sudare cu arc electric cu *destinație multiplă* (multiproces), respectiv la realizarea- pe principiul modularizării- a unor echipamente complexe cu destinație universală în ceea ce privește procedeele de sudare cu arc electric, [33]. Principala caracteristică de disponibilitate în acest sens o reprezintă posibilitatea modificării alurii caracteristicii externe a sursei.

Panta caracteristicii externe a sursei de putere este măsurată prin variația $U_s(I_s)$ pe o sarcină rezistivă și este exprimată uzual prin variația tensiunii corespunzătoare la un domeniu de curent de 100A ($\Delta U_s/100$, [V/A]). În cazul echipamentelor cu destinație multiplă (multiproces), panta poate fi selectată în mod automat, în funcție de procedeu de sudare.

În fig.1.5 sunt reprezentate exemplificativ principalele tipuri de caracteristici externe realizate de sursele de putere cu control electronic atât în curent alternativ, fig.1.5,a, cât și în curent continuu, fig.1.5,b, indicându-se caracteristicile limită (minimă/maximă). În cazul caracteristicilor de curent continuu sunt reprezentate caracteristicile de tip "tensiune constantă" (CV), respectiv de "curent constant" (CC). De asemenea, este reprezentată și porțiunea de caracteristică externă corespunzătoare domeniului de control al arcului electric de sudare la lungimi mici ("Arc Force Control"). Acest tip de control este utilizat la sudarea MIG și MMA și se concretizează prin capacitatea sursei de putere de a furniza un curent suplimentar, variabil, pe durata corespunzătoare unor arcuri scurtate accidental (tensiune U_a mică), în scopul evitării lipirii (prinderii) electrodului de piesă, [26,81,136,148].

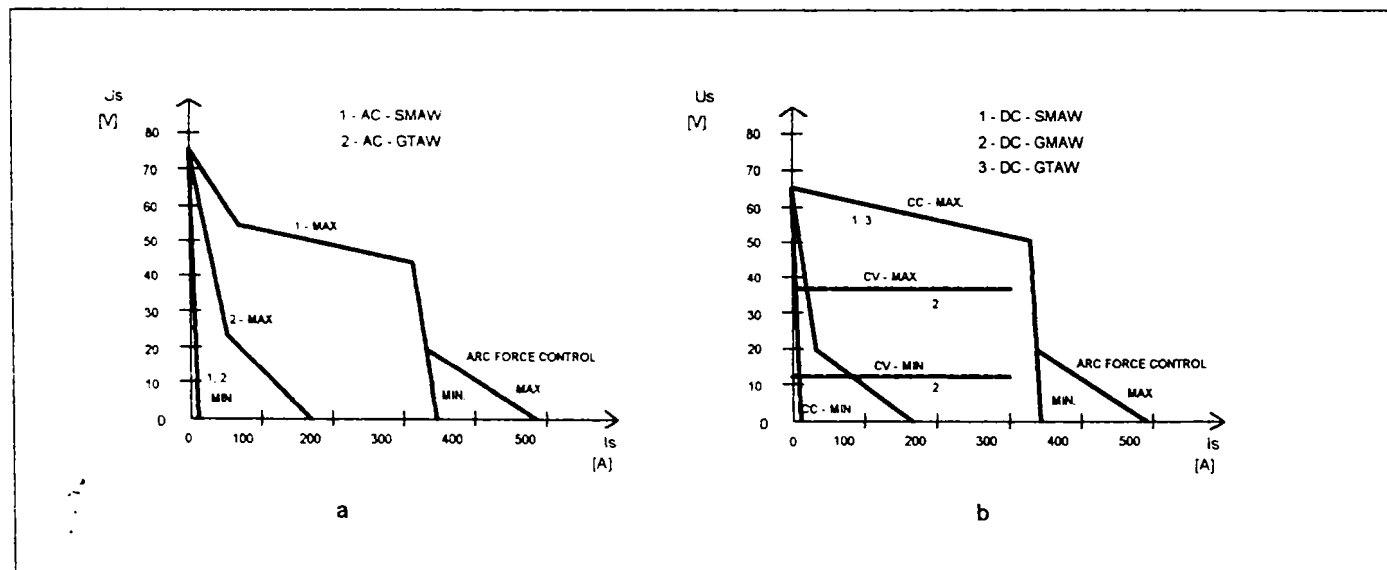


Fig. 1.5. Caracteristici externe realizabile de sursele de putere cu control electronic.

Abilitatea oferirii unei pante variabile, precum și al controlului electronic al ratei de creștere a curentului a fost posibilă odată cu apariția surselor de tip *regulator serie tranzistorizat*. Tipurile mai recente de surse, care încorporează invertoare de înaltă frecvență, sunt dotate atât cu sisteme de modificare a pantei curentului cât și cu sisteme de setare a vitezei de salt a curentului (di/dt), în A/ms, [135]. Astfel, prin monitorizarea (du/dt) și controlul curentului de sudare precum și al ratei de variație (di/dt), s-au implementat diverse tehnici pentru realizarea unui control îmbunătățit, în scopul reducerii stropilor și al emanațiilor de fum, [84,127].

O altă opțiune privind disponibilitatea de utilizare, și anume *portabilitatea*, este posibilă ca urmare a dezvoltării și utilizării pe scară tot mai largă a surselor de putere cu invertor.

1.2.1.3. Performanțe de proces

A. Controlul modului de transfer la sudarea GMA

Sursele de putere cu control electronic permit realizarea unor regimuri de furnizare a curentului care fac posibilă obținerea transferului picăturilor de metal topit prin zbor liber la curenți de sudare mai mici decât curentul de tranziție de la transferul prin arc scurt la cel prin pulverizare. Astfel procesul devine mult mai comod controlabil, în cazul surselor electronice, prin controlul mărimilor caracteristice ale curentului pulsant (f_p , I_p , I_b , t_p , t_b), fig. 1.6.

Dezideratul de bază al modului de transfer pulsant îl reprezintă desprinderea și transferul unei singure picături la un ciclu de pulsare a curentului de sudare, în condițiile menținerii constante a dimensiunilor picăturilor. Parametrul de control al desprinderii în regim de o picătură pe puls, determinat pentru orice combinație tehnologică a factorilor definitorii ai aplicației (material electrod, diametru electrod, compoziție gaz protector), este dat de produsul mărimilor de puls: $(I_p)^n \cdot t_p$, unde $n=1, 1...2$, [81]. Admițând o lungime constantă de fir topită la fiecare ciclu de pulsare, rezultă că se poate defini o relație de forma:

$$v_a = f_p \cdot l_d \quad (1.1)$$

unde v_a este viteza de avans fir, f_p frecvența de pulsare, respectiv l_d lungimea corespunzătoare a firului topit și desprins la fiecare puls. Pe de altă parte, viteza de avans a firului este proporțională cu curentul mediu (I_{med}), a cărei valoare, pentru un curent cu forma de undă dreptunghiulară (fig. 1.6), este dată de relația:

$$I_{med} = \frac{I_p \cdot t_p + I_b \cdot t_b}{t_p + t_b} = \frac{I_p \cdot t_p + I_b \cdot t_b}{T_p} = (I_p \cdot t_p + I_b \cdot t_b) \cdot f_p \quad (1.2)$$

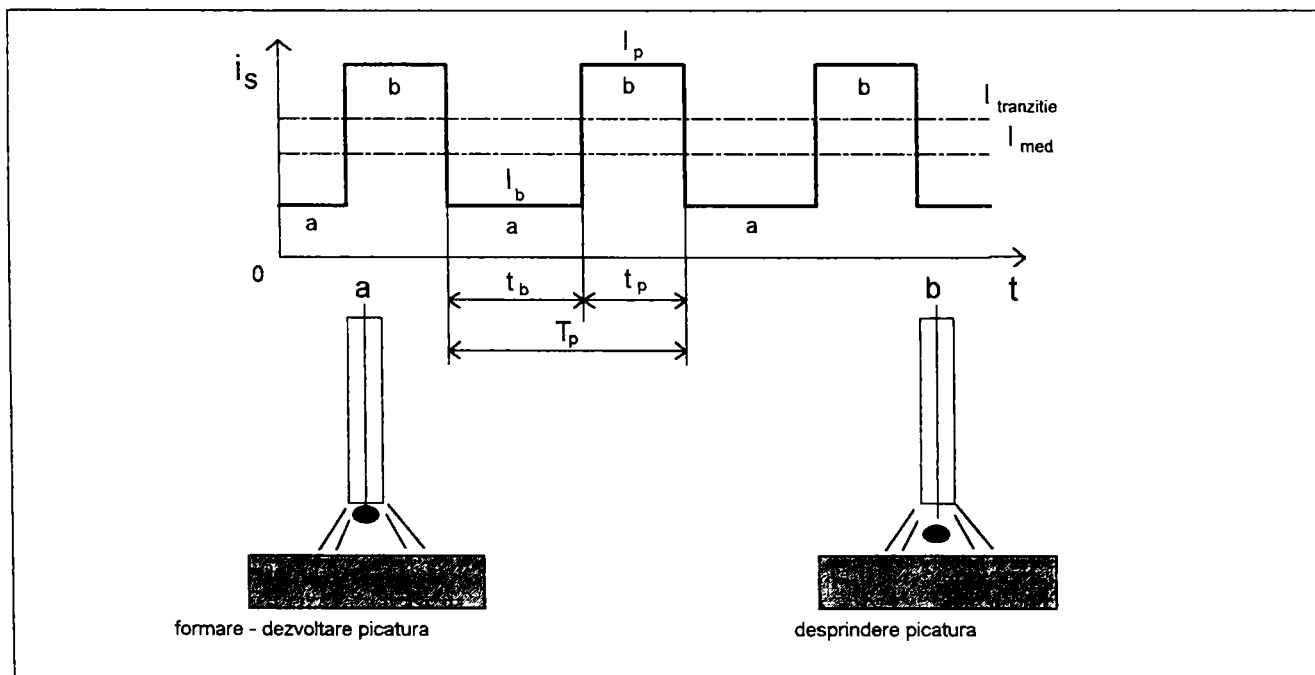


Fig. 1.6. Parametrii caracteristici ai curentului pulsant dreptunghiular și reprezentarea transferului pulsant.

Procedura de determinare a parametrilor de pulsare a curentului pentru realizarea modului de transfer pulsant într-o aplicație dată, este prezentată sintetic în fig. 1.7, [81]. Această procedură este relativ ușor de implementat în structura "hard" (microprocesor, calculator) a unei surse de putere moderne pentru sudare.

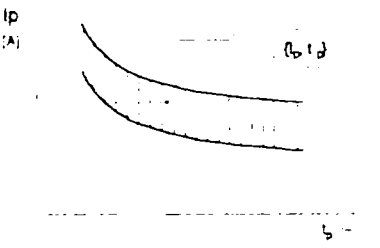
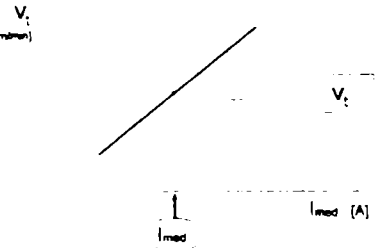
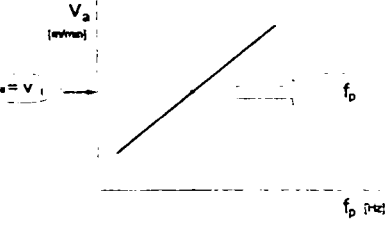
 <p>1. Selectare parametri puls (I_p, t_p)</p>	 <p>2. Alegere curent mediu (I_{med}, conform aplicației)</p>	 <p>3. Determinare frecvență de pulsare (f_p)</p>
$t_b = 1/f_p - t_p$	$I_b = \frac{I_{med} \cdot (t_p + t_b) - I_p \cdot t_p}{t_b}$	$\{I_p; I_B; t_p; t_b\}$
4. Calcul timp de bază	5. Calcul curent de bază	6. Setare parametri de pulsare

Fig. 1.7. Procedura de determinare a parametrilor de pulsare a curentului (transfer pulsant).

La sudarea MIG/MAG, transferul pulsant permite realizarea unor condiții de stabilitate a arcului la curenți de sudare sub curentul de tranziție (fig. 1.6). Modul de transfer pulsant extinde astfel performanțele poziționale ale procedurii, ducând totodată la reducerea împrăscării cu stropi, precum și la îmbunătățirea controlului profilului cordonului de sudare, [24,84].

Tipurile moderne de surse de putere oferă și posibilitatea controlului modului de transfer prin scurtcircuit. Acest tip de transfer reprezintă un proces a cărui variație este de natură statistică. Cantitatea de sârmă transferată la fiecare scurtcircuit nu este predeterminată, acest fapt influențând durata arcului și implicit, aportul de căldură din arc. Pentru îmbunătățirea condițiilor de transfer prin scurtcircuit este necesar să se modifice dinamic parametrii de ieșire ai sursei de putere în scopul adaptării la rata de transfer de metal topit. Tehnicile de control se bazează pe detectarea începutului scurtcircuitului, respectiv a evenimentului precursor ruperii/desprinderii picăturii, sau al restabilirii arcului, prin măsurarea tensiunii momentane pe arc. Prin aceste tehnici de pulsare a curentului se asigură o regularitate a transferului și se reduce nivelul de împrăscare, inconveniente caracteristice modului convențional de transfer prin scurtcircuit.

B. Controlul sinergic al proceselor de sudare GMA

Controlul inteligent se aplică mai frecvent la sudarea MIG/MAG, deoarece performanțele procesului, productivitatea, și calitatea sudurii depind într-o măsură decisivă de stabilirea unui set de valori optime ale parametrilor variabili și interdependenți: curent de sudare I_s , tensiune pe arc U_a , viteză de avans sârmă v_a . Metoda de optimizare cea mai utilizată o reprezintă *controlul programabil* sau *sinergic*, în cadrul căreia parametrii procesului sunt preprogramați în baze de date, algoritmi de control sunt stabiliți astfel încât să permită un reglaj continuu al mărimilor de ieșire, pe un domeniu larg, prin comanda de la un buton unic. Prin *control sinergic* (la MIG) se înțelege orice sistem în buclă deschisă sau închisă, prin intermediul căruia un parametru semnificativ al curentului pulsant (sau în mod corespunzător, viteza de avans a sârmei-electrod) este amendat astfel încât să fie menținută o condiție de echilibru pe un domeniu al vitezelor de avans (sau, în mod corespunzător, al curenților medii de sudare). Controlul sinergic constituie o perfecționare a metodei de control prin "*buton unic*", concept apărut în 1968 și care presupunea existența unor combinații "predeterminate" de valori ale parametrilor de sudare. Controlul de la un buton unic, utilizat inițial pe sursele tiristorizate cu control de fază, permite ca un cuplu de

parametri (U_a-v_a sau I_m-v_a) să fie controlat simultan printr-un singur buton, relația de legătură corespunzătoare fiind setată implicit de producătorul sursei de putere, fig.1.8, [81,122].

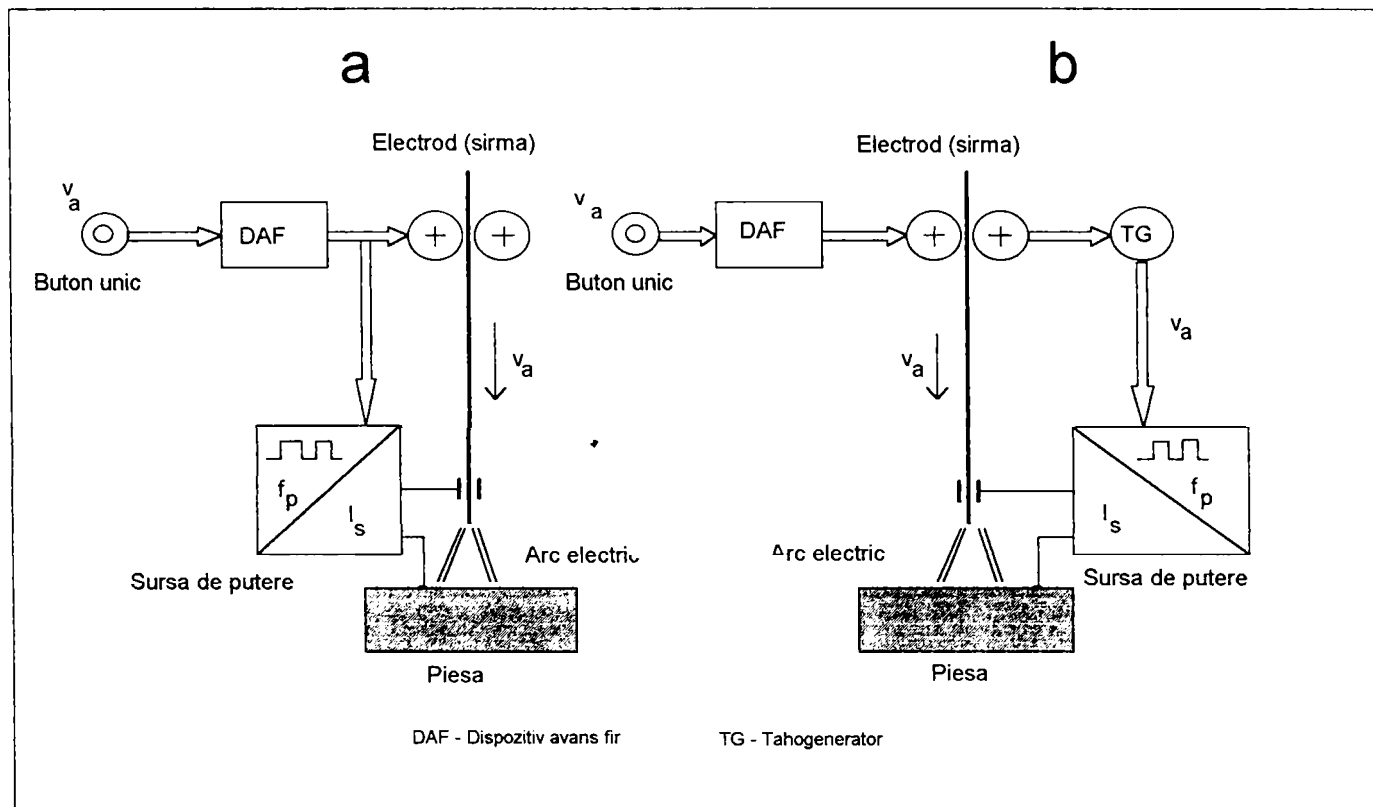


Fig. 1.8. Controlul sinergic prin buton unic: a) în buclă deschisă; b) în buclă închisă.

Utilizarea microprocesorului permite implementarea unor strategii de control mai sofisticate, ca de exemplu menținerea constantă a produsului ($I_b t_b$), concomitent cu creșterea valorii medii a curentului, I_m , sau bazate pe relații neliniare între parametri. În scopul extinderii flexibilității surselor de putere au fost introduse facilități privind introducerea de către utilizator a parametrilor corespunzători unor materiale de bază și consumabile noi.

C. Controlul automat al lungimii arcului de sudare

La ora actuală, majoritatea surselor de putere cu control electronic, utilizate la sudarea MIG încorporează sisteme de control automat al lungimii (tensiunii) arcului electric, denumite sisteme AVC (*Arc Voltage Control*). Tehnicile AVC se bazează pe monitorizarea continuă a tensiunii electrice dintre inelul de contact al sârmei-electrod și piesă. Corespunzător regimului de sudare în curent pulsant, tehnicile AVC se bazează în primul rând pe controlul scurtcircuitelor, și anume, dacă tensiunea pe arc $U_a < U_{a,min}$, rezultă posibilitatea apariției unui scurtcircuit. În acest caz, se aplică un impuls de curent mărit, de scurtă durată, pentru eliminarea scurtcircuitului și restabilirea arcului electric. În funcție de criteriul adoptat pentru discriminarea alungirii arcului de sudare, tehnicile AVC, la sudarea MIG, pot fi, [2,14,62,136]:

- **AVC prin intermediul vitezei de avans a sârmei-electrod:** creșterea lungimii arcului, tradusă prin creșterea tensiunii pe arc, provoacă creșterea vitezei de avans (v_a), sau reducerea vitezei de topire (v_t), prin intermediul valorii medii a curentului de sudare (I_m);
- **AVC prin intermediul frecvenței de pulsare (f_p) a curentului:** creșterea lungimii arcului, tradusă prin creșterea tensiunii pe arc, provoacă reducerea frecvenței de pulsare (f_p), respectiv a curentului mediu (I_m), la viteză de avans $v_a = constantă$, ceea ce duce la creșterea duratei dintre două detașări consecutive de picături, având ca efect restabilirea lungimii arcului;

625. 372/181.

- **AVC prin modificarea dinamică a alurii caracteristicii externe a sursei:** se bazează pe posibilitatea surselor de putere cu control electronic de a-și modifica alura caracteristicii externe. La sudarea MIG în curent pulsant, tehnica AVC se implementează astfel:

Pe durata curentului de puls (t_p), caracteristica externă este de tip *CV* (tensiune constantă), ceea ce favorizează mecanismul de autoreglare, prin reducerea curentului la alungirea arcului electric, ceea ce duce la reducerea vitezei de topire și deci la restabilirea lungimii arcului.

Pe durata curentului de bază (t_b), caracteristica devine de tip *CC* (curent constant), ceea ce favorizează menținerea unui arc stabil, reducându-se și influența fluctuațiilor tensiunii pe arc.

La sudarea automată GTA acționarea capului de sudare portelectrod se realizează prin intermediul unui servomotor electric. În majoritatea situațiilor de sudare este necesară menținerea constantă a lungimii arcului pentru a se realiza o sudură de bună calitate. Sistemele tradiționale realizează acest control al lungimii arcului prin sesizarea indirectă a lungimii reale, prin intermediul tensiunii de pe arc, fig.1.9. Sistemele de control automat al tensiunii arcului, *AVC*, deși funcționează corespunzător când curentul se menține practic constant în timpul procesului, în fazele de inițiere și terminare ale sudurii nu mai dau rezultate satisfăcătoare. Sistemele moderne de control adaptiv de tip *AVC* sau *ALC* ("Arc Length Control") mențin controlul, independent de variațiile curentului în diferitele faze ale procesului, [14,62]. Aceste sisteme perfecționate de control adaptiv digital compensează neliniaritatea dependențelor " $U_a - I - L_a$ " prin intermediul programării amplificării buclei de reacție astfel încât amplificarea globală a sistemului este menținută la o valoare optimă. Sistemul folosește drept mărimi de intrare tensiunea pe arc, curentul prin arc și tensiunea de ieșire a traductorului de turație de la dispozitivul de acționare a capului de sudare. Sistemul actualizează continuu valoarea tensiunii de comandă a servomotorului de acționare a capului de sudare. Un astfel de sistem adaptiv permite selectarea a două moduri de funcționare: *AVC*, pe durata sudării, respectiv *ALC*, pe durata inițierii și terminării sudurii.

D. Facilitarea selecției (setării) parametrilor

Pe măsura creșterii flexibilității surselor de putere sub aspectul controlului procesului, a crescut și complexitatea și implicit, dificultatea setării parametrilor de funcționare. La ora actuală, integrarea controlului prin microprocesor a devenit o caracteristică obișnuită la sursele de putere pentru sudare controlate electronic. Utilizarea microprocesorului s-a limitat inițial la asistarea operatorului în selecție, prin accesarea unor seturi de valori ale parametrilor înregistrate (memorate) în baze de date electrotehnologice interne, sau prin asigurarea comenzii de la un buton unic. Ulterior, microprocesorul a preluat și controlul unor funcții auxiliare specifice proceselor și procedurilor de sudare (temporizări, control de temperaturi, etc.), respectiv funcțiuni de autodiagnoză în caz de defect. Astfel dialogul operatorului cu echipamentul devine, într-o accepțiune larg recunoscută, drept "prietenos" (*friendly*).

La sudarea WIG/TIG fiind implicați mai puțini parametri, cerința simplificării operației de selectare a valorilor parametrilor este mai puțin imperativă. Selectarea parametrilor poate consta în setarea valorii curentului de sudare, în cazul cel mai simplu, sau în setarea valorilor parametrilor aferenți unei forme de undă complexe a curentului de sudare, fig.1.10, [16,26,33]. Parametrii reprezentați în fig. 1.10, sunt: I_{st} - curent de start; I_p - curent de puls; I_b - curent de bază; I_{cf} - curent de închidere a craterului final; t_{ci} , t_{cj} - timpi de creștere/descreștere a curentului (*slope times*); t_p , t_b - durata curentului de puls, respectiv de bază; t_{pf} - timpul de post-curgere a gazului (*post-flow time*).

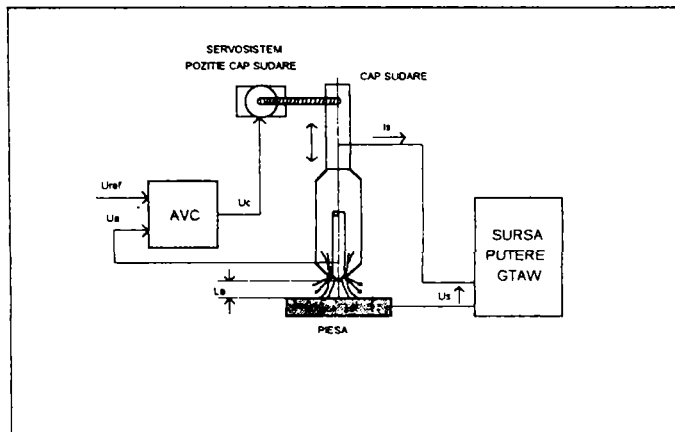


Fig. 1.9. Schema-bloc a unui sistem de control AVC la sudarea GTA.

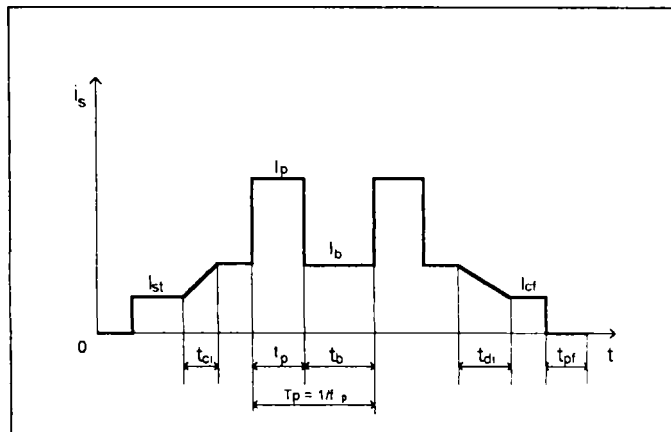


Fig. 1.10. Parametrii setabili aferenți unei forme de undă complexe a curentului de sudare.

E. Controlul în logică fuzzy al proceselor de sudare

Controlul în logică fuzzy (FLC - "Fuzzy Logic Control") reprezintă una din aplicațiile de dată recentă cele mai spectaculoase ale teoriei mulțimilor vagi (fuzzy) elaborate de Zadeh în 1965. Caracteristicile sale majore constă în folosirea unor variabile lingvistice în locul variabilelor numerice. Aceste variabile lingvistice adoptă drept valori propoziții din limbajul curent ("mic", "mediu", "mare", etc.), ele aparținând într-un anumit "grad de apartenență" uneia sau mai multor mulțimi vagi. Abordarea complet diferită pe care o oferă controlul FLC rezidă în faptul că, spre deosebire de celelalte tehnici de control, nu necesită modele matematice precise ale sistemului și nici calcule complicate. Tehnica de control se bazează pe reguli de control calitative și reflectă capacitatea omului de înțelegere a comportării sistemului. În aplicații de sudare GMA, controlul fuzzy implementat în sursele de putere din ultima generație (cu inverter) se concretizează în controlul geometriei cordonului de sudare, al tensiunii de ieșire a sursei, etc. În fig.1.11, se prezintă schema de principiu a unei surse cu control automat al parametrilor de ieșire bazat pe logică fuzzy. Astfel de surse de putere pentru sudare cu arc electric sunt sursele tip AA 350/PANASONIC, respectiv Wave Pulse 500/OTC, de fabricație japoneză [128].

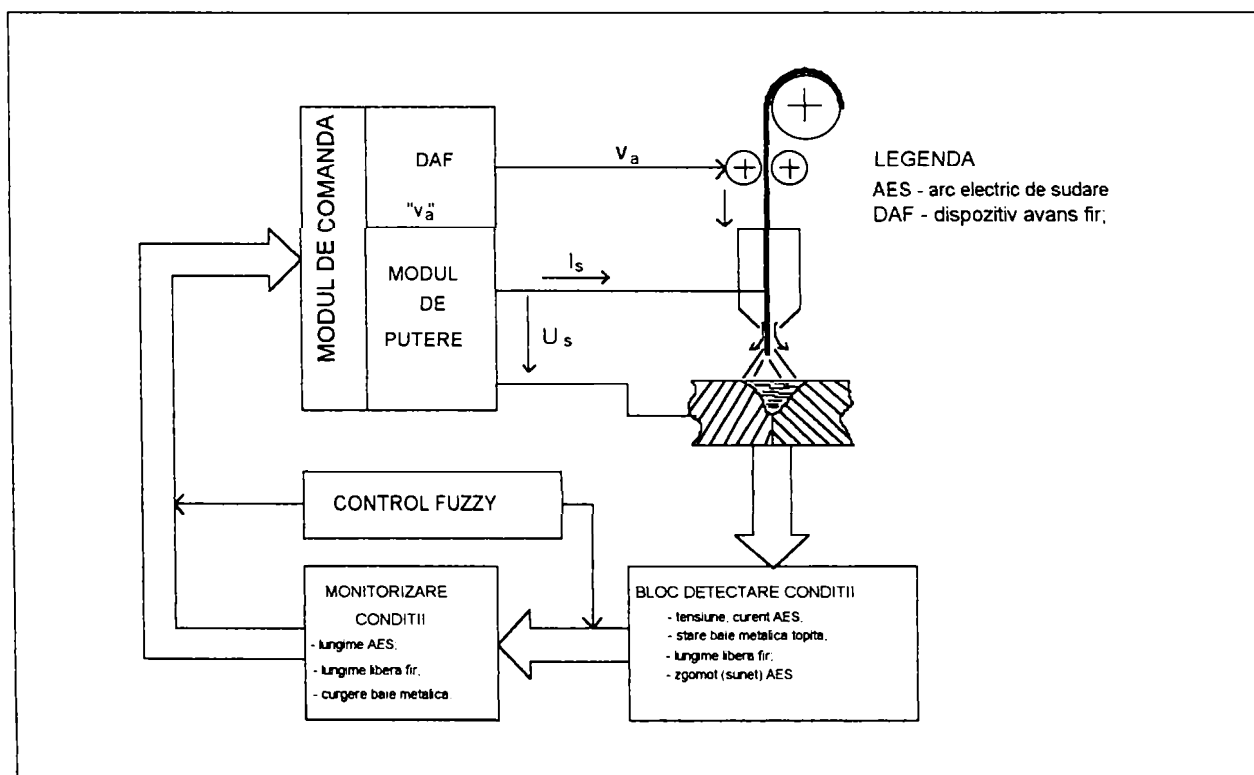


Fig. 1.11. Schema-bloc a unei surse de putere cu control fuzzy pentru sudare cu arc electric.

F. Controlul dinamic al oxidării la sudarea GTA în curent alternativ

La sudarea WIG/TIG a aluminiului și aliajelor de aluminiu se utilizează curentul alternativ în scopul realizării a două deziderate de bază: asigurarea aportului de căldură necesar arcului de sudare (alternanța DC^- - electrodul catod), respectiv microsablarea stratului de oxid de la suprafața băii metalice topite (alternanța DC^+ - electrodul anod). Dezvoltarea surselor de putere a permis realizarea unor invertoare cu tensiune de ieșire dreptunghiulară, care oferă avantajul unei viteze mari de variație a curentului la schimbarea polarității, astfel încât se reduce gradul de răcire și de recombinare a arcului electric de sudare la trecerea curentului prin zero. Totodată, se permite ajustarea timpilor aferenți alternanțelor curentului (t_+ , t_-), pentru asigurarea echilibrului încălzire/curățare. Relativ recent, firma MIGATRONIC a dezvoltat o tehnică adaptivă de control dinamic al oxidării, înregistrată sub denumirea de *DOC* ("Dinamic Oxide Control"). Această tehnică de control optimizează forma de undă bipolară a curentului de sudare WIG/TIG-AC, în mod automat, în scopul realizării unei curățiri eficiente a băii metalice topite, respectiv al extinderii duratei de viață a electrodului, prin balansarea corectă a aporturilor de căldură în arc și în electrod. Astfel, sistemul *DOC* permite controlul independent al duratelor t_+ , t_- , precum și al amplitudinii curentului în cele două alternanțe; tensiunea pe durata DC^+ este monitorizată, iar la detectarea unui arc electric se reversează imediat polaritatea. Tehnica *DOC* permite realizarea unor situații de echilibru între curățare-încălzire într-o plajă mult mai largă de ajustare a valorii duratelor, și anume: $t_+/t_-=0,25-0,90$, fig.1.12, [82]. În figură s-au reprezentat, pentru comparație, cazurile sudării WIG/TIG-AC clasic (a), cu curent alternativ dreptunghiular, respectiv forma de undă a curentului în tehnica *DOC* (b).

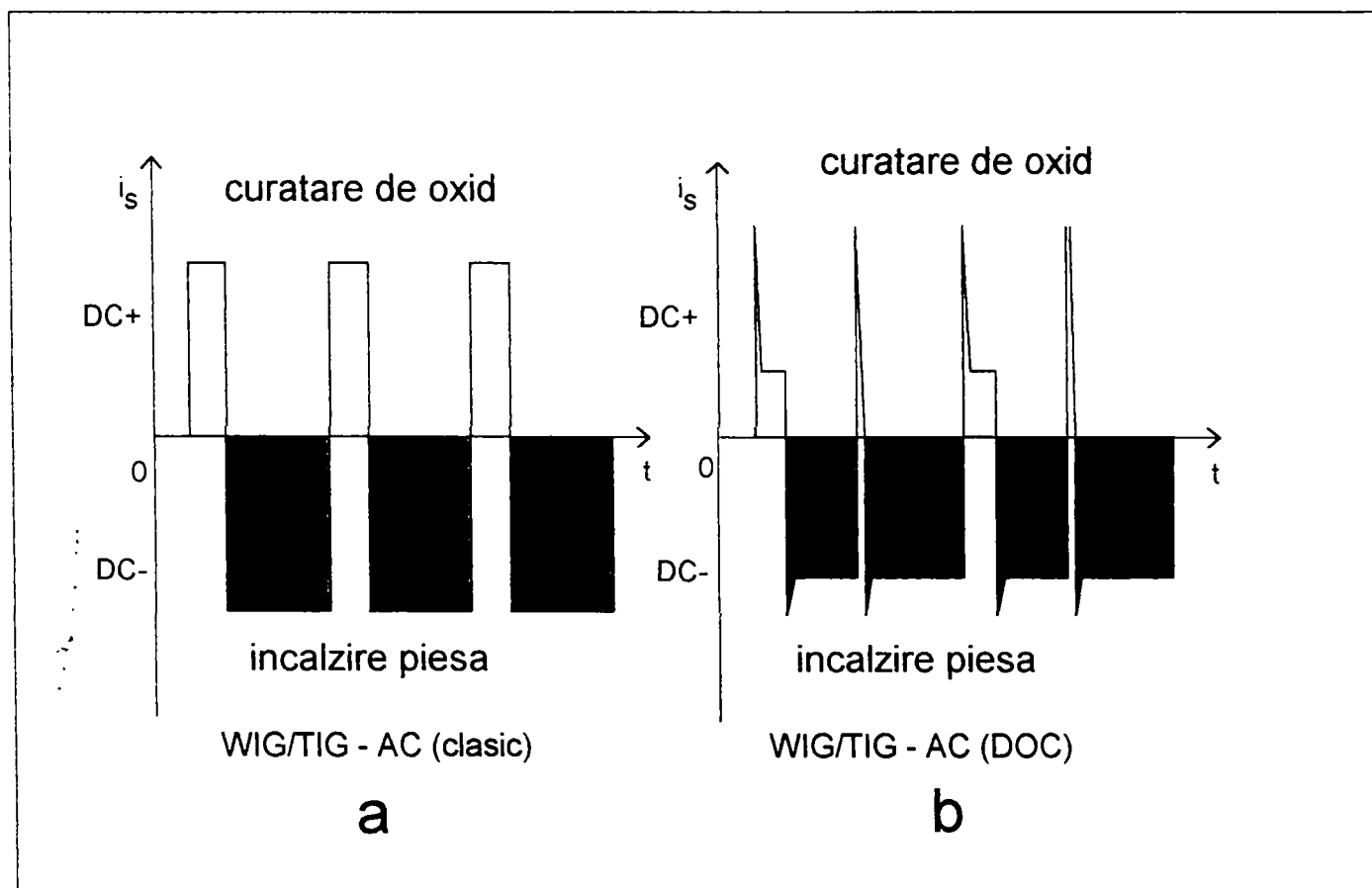


Fig. 1.12. Tehnici de sudare WIG/TIG în curent alternativ.

1.3. Sursa de putere cu inverter - o nouă generație de surse pentru sudare cu arc electric

1.3.1. Premizele dezvoltării

Premizele dezvoltării surselor de putere cu inverter rezidă în perfecționarea conceptelor și tehnicilor de procesare la înaltă frecvență a puterii, respectiv în dezvoltarea dispozitivelor semiconductoare de putere și a circuitelor integrate adecvate acestor tehnici de procesare.

Sursa de putere cu inverter face parte din familia redresoarelor de sudare comandate indirect. Un element component comun tuturor redresoarelor pentru sudare cu arc electric este transformatorul de adaptare a parametrilor puterii electrice (tensiune, curent) la valori necesare amorsării și întreținerii arcului electric de sudare. Transformatorul are, de asemenea, rolul de separare galvanică a circuitului de sudare de cel al rețelei, pentru asigurarea electrosecurității operatorului. Prin gabarit și masă, transformatorul deține ponderea în gabaritul și masa ansamblului sursei de putere pentru sudare de tip redresor.

Principiul sursei de putere cu inverter (tehnologia inverterului) exploatează fenomenul comutației la înaltă frecvență, însă spre deosebire de sursa de tip chopper (cu comutație secundară), în acest caz, blocul de comutație (inverterul) este conectat în circuitul primar al transformatorului de adaptare/separare. Frecvența de comutație (de funcționare) a blocului inverter era la primele surse de circa 5kHz (invertoare cu tiristoare rapide, dezvoltate la sfârșitul anilor '70). La ora actuală, frecvența de funcționare este de 20-100kHz. Astfel cuplajul cu circuitul de sudare se realizează prin câmp electromagnetic de înaltă frecvență (cu lungime de undă mică), ceea ce duce la reducerea considerabilă a dimensiunilor de gabarit ale transformatorului, în conformitate cu relația de dimensionare de bază, valabilă la tensiune și curent sinusoidale, și în ipoteza neglijării efectelor pelicular și de proximitate, [77]:

$$A_{Fe} \cdot A_b = \frac{S}{2,22 \cdot k_{Cu} \cdot J \cdot B_m \cdot f} \quad (1.3)$$

- unde: A_{Fe} - este aria secțiunii transversale a miezului feromagnetic, [m²];
 A_b - aria secțiunii transversale a bobinajului (primar cu secundar), [mm²];
 $S=U_1 I_1$ - puterea aparentă a transformatorului, [VA], (U_1, I_1 - tensiunea, curentul primar);
 k_{Cu} - factor de umplere al bobinajului (valori uzuale = 0,6...0,8);
 J - densitatea de curent în înfășurări (valori uzuale 2...5 [A/mm²]);
 B_m - amplitudinea inducției magnetice în miez (uzual 0,15...0,2[T], pentru ferite);
 f - frecvența tensiunii de alimentare, [Hz].

Această ecuație corelează dimensiunile caracteristice ale miezului feromagnetic, exprimate prin produsul ariilor disponibile din punct de vedere constructiv, cu valorile mărimilor de distribuție locală ale câmpului electromagnetic în mediile de confinare (miez și înfășurări), parametrizate prin frecvența de variație a câmpului, pentru transferul unei puteri date.

Relația (1.3) evidențiază efectul frecvenței de funcționare a transformatorului asupra dimensiunilor sale caracteristice. Acest efect se poate constata și din fig.1.13, în care s-a reprezentat variația procentuală a volumului unui transformator în funcție de frecvență, raportat la volumul unui transformator la frecvența de 50Hz, în condiția menținerii constante a puterii nominale. Se observă că pentru un transformator cu puterea de 20kW, volumul se reduce de circa 12 ori, respectiv masa de circa 17 ori la frecvența de 50kHz, față de frecvența de 50Hz. Pierderile de putere se reduc de aproximativ 25 de ori. De asemenea, se reduce considerabil numărul de spire respectiv lungimea înfășurărilor, [140].

Procesul comutației primare la convertoarele de putere cu izolare galvanică oferă un potențial considerabil în ceea ce privește reducerea dimensiunilor de gabarit și a masei ansamblului convertorului. În cazul surselor de putere pentru sudare cu arc electric, inverterul nu este exploatat numai în direcția reducerii gabaritului, masei și pierderilor ci și în scopul creșterii vitezei de control a parametrilor pentru îmbunătățirea performanțelor de proces ale sudării.

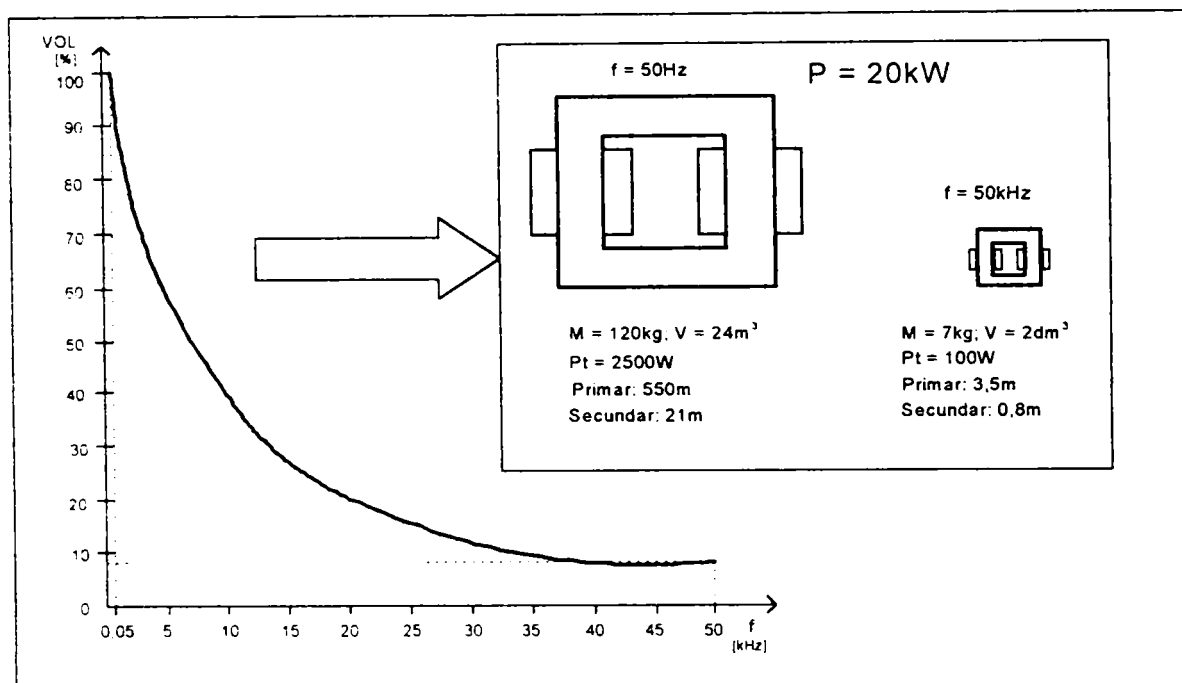
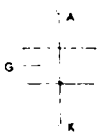

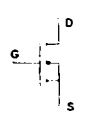



Fig. 1.13. Variația volumului și dimensiunilor caracteristice ale unui transformator cu frecvența.

O altă premiză a dezvoltării surselor de putere cu inverter este strâns legată de evoluția și disponibilitatea ventilelor semiconductoare de putere capabile de funcționare la frecvență ridicată (tiristoare rapide, tranzistoare: bipolare de comutație, MOSFET de putere, IGBT). În tabelul 1.5 se prezintă comparativ o evaluare succintă a performanțelor dispozitivelor semiconductoare de putere pretabile utilizării la realizarea surselor de putere cu inverter, fiecare caracteristică fiind însoțită de un calificativ privind aptitudinea de utilizare în această aplicație, [42]. Capabilitatea în tensiune și curent este exprimată în termenii ariei de funcționare sigură (SOA - "safe operating area"), aferente dispozitivelor considerate, [1,15,17,21,22,23,35,42,52,77,78,79,91,92,102,128].

Tabelul 1.5

Dispozitiv Parametru	Tiristor rapid	Tranzistor bipolar	Tranzistor MOSFET	Tranzistor IGBT
Simbol				
Capabilitate în curent (A)	400 (**)	600 (**)	100 (*)	600 (**)
Capabilitate în tensiune (V)	2500 (**)	1200 (**)	500 (*)	1200 (**)
Timp de comutație (μ s)	20 (*)	5 (**)	0,3 (***)	1 (***)
Tip comandă	comutație forțată (*)	în curent (**)	în tensiune (***)	în tensiune (***)

Legendă: (***) - foarte bun; (**) - bun; (*) - satisfăcător.

Analizând datele din tabelul 1.5, se poate concluziona că, la ora actuală (și în perspectivă), tranzistoarele IGBT, deși de dată relativ recentă, datorită performanțelor lor în continuă evoluție, constituie dispozitivul de putere preferat la realizarea blocului inverter.

1.3.2. Elemente constructive

O sursă de putere cu inverter pentru sudare cu arc electric conține următoarele blocuri funcționale, fig. 1.3,d, [26,33,36,37,39,56,64,73,76,81,84,128,135,137,138]:

- **Redresorul primar**

Este un redresor necomandat de tip punte monofazată sau trifazată, în funcție de puterea instalată și de domeniul de curenți de ieșire ai sursei de putere. La variantele mai recente de surse de putere cu inverter redresorul de intrare este prevăzut și cu un filtru activ pentru îmbunătățirea factorului de putere (PFC - "*Power Factor Corrector*").

- **Filtrul intermediar de curent continuu**

Acest filtru (uzual de tip capacitiv) are rolul reducerii riplului tensiunii redresate care se aplică inverterului. Condensatoarele sunt de tip electrolitic cu capabilitate ridicată în tensiune (minimum $450V_{cc}$) și cu pierderi dielectrice mici.

- **Blocul inverter primar**

Constituie blocul de comutație primară (comutație electronică la înaltă frecvență), fiind implementat cu diferite tipuri de dispozitive semiconductoare de putere, în diverse configurații topologice (forward, semipunte, punte). În funcție de tipul dispozitivelor semiconductoare de putere, al topologiei circuitului, precum și al cerințelor specifice de control al puterii la ieșire, comanda blocului inverter se realizează prin diverse strategii de modulare în lățime de puls (PWM).

- **Transformatorul de adaptare la înaltă frecvență**

Este componenta magnetică cu rol în cuplarea circuitelor (de sudare cu cel de rețea), respectiv de transfer al puterii prin câmp electromagnetic, asigurând atât adaptarea tensiunilor cât și electrosecuritatea operatorului. Construcția transformatorului, dictată de considerente de minimizare a pierderilor de putere și a inductivității de dispersie, este realizată din miezuri de ferită moale, de diferite forme (E, I, U, tor, oală), respectiv din înfășurări din sârmă lițată sau tip folie de cupru, pentru a reduce pierderile suplimentare datorate curenților turbionari.

- **Redresorul secundar de înaltă frecvență**

Are rolul redresării tensiunii alternative de înaltă frecvență, în scopul alimentării arcului de sudare de curent continuu. Este realizat cu diode redresoare ultrarapide, în diferite configurații (cu punct median sau punte monofazată). Diodele redresoare sunt prevăzute de regulă cu circuite de protecție de tip RC conectate în paralel pe acestea.

- **Filtrul de ieșire**

Filtrul de ieșire, de regulă de tip inductiv, are rolul reducerii variațiilor (riplului) curentului continuu de sudare, respectiv al asigurării unei anumite dinamici în răspunsul sursei. Datorită frecvenței mari de lucru, valoarea inductivității acestuia este mică (μH), la netezirea curentului contribuind și inductivitatea conductoarelor de legătură aferente circuitului de sudare.

Pe lângă aceste elemente componente de bază, sursele de putere cu inverter mai pot fi prevăzute și cu invertoare secundare, pentru sudare în curent alternativ, precum și cu alte blocuri cu funcțiuni specifice amorsării și desfășurării proceselor de sudare.

Principiile constructive ale surselor de putere cu inverter sunt adaptate cerințelor de bază ale procedeelelor de sudare cu arc electric pe care le deservește, fig.1.14, [128]. Astfel, pentru sudarea WIG/TIG- AC/DC, sursa este echipată suplimentar cu un inverter secundar, necesar reconversiei c.c.-c.a., fig.1.14,a. În cazul sudării MIG/MAG cu arc scurt (mod de

transfer prin scurtcircuit), sursa de putere cu inverter poate fi prevăzută cu un inverter secundar, având conectat în paralel o rezistență, pentru a permite un control mai rapid al curentului de sudare, în scopul suprimării împroșcării cu stropi, fig.1.14,b.

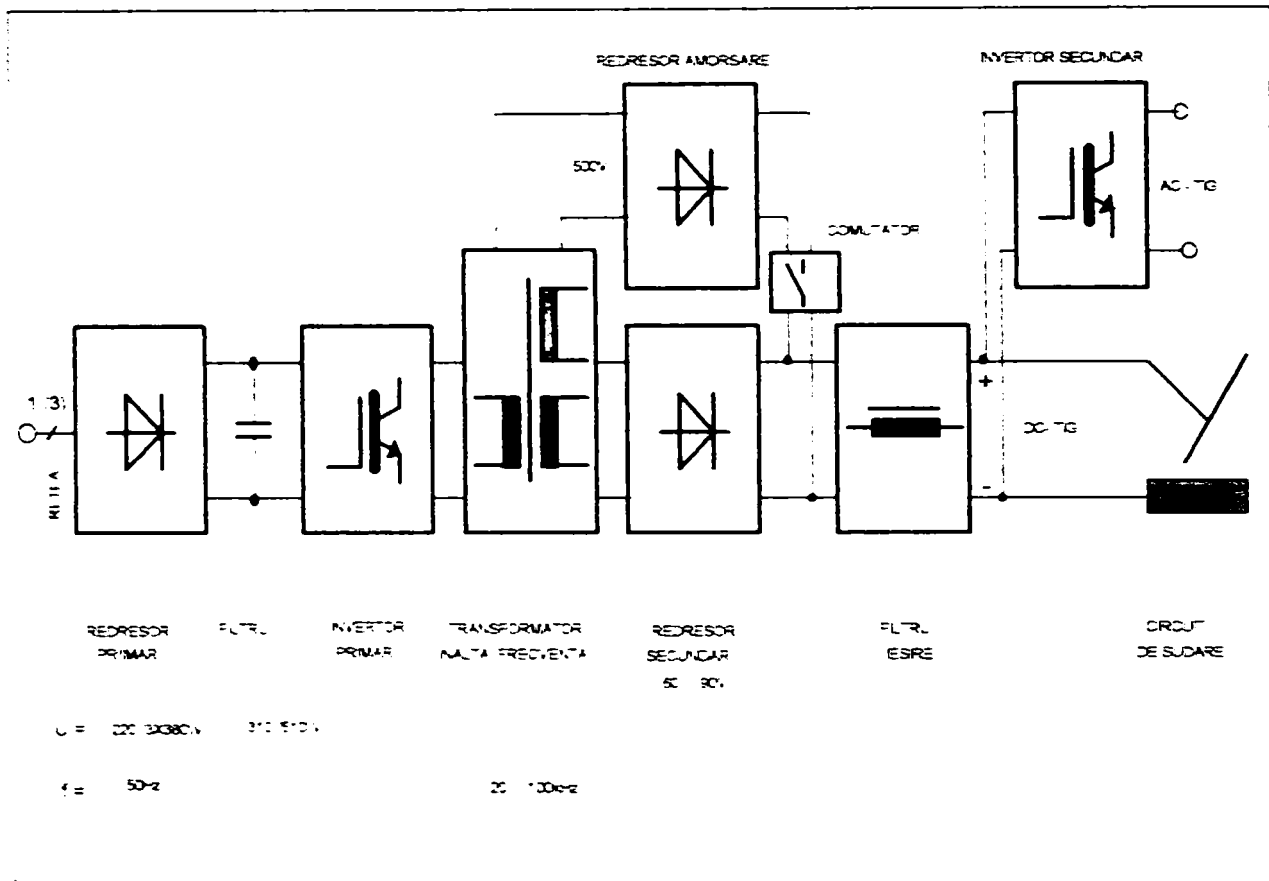


Fig. 1.14, a. Sursă de putere cu inverter pentru sudare WIG/TIG în curent continuu/alternativ.

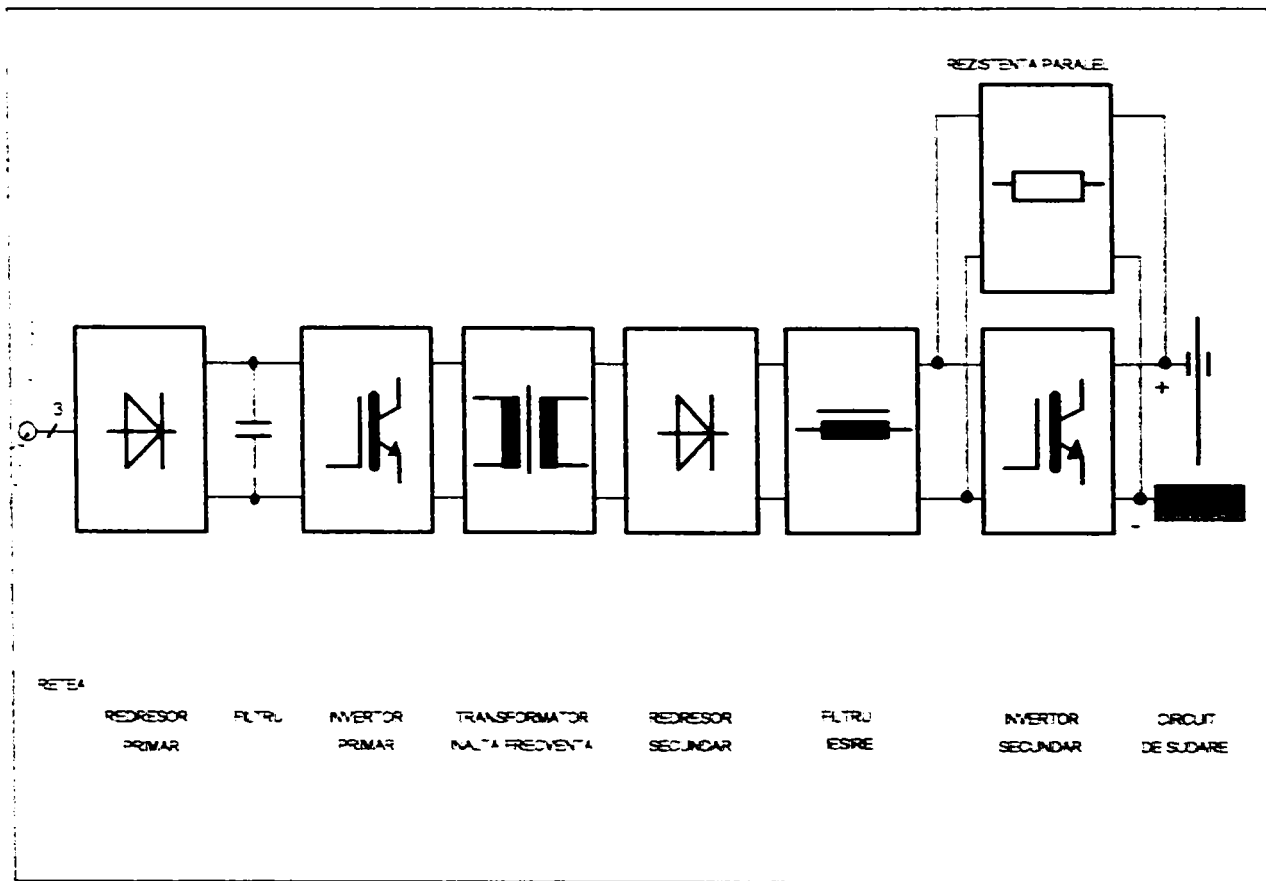


Fig. 1.14, b. Sursă de putere cu inverter pentru sudare MIG/MAG.

1.3.3. Performanțe. Aplicabilitate

Principalele performanțe asociate surselor cu invertor pentru sudare cu arc electric rezultă din principiile constructive aplicate și sunt strâns corelate cu performanțele statice și dinamice ale dispozitivelor de forță și comandă, respectiv cu strategiile și tehnicile adoptate pentru procesarea puterii și pentru controlul procesului. Într-o prezentare succintă, aceste performanțe sunt:

A. Controlul rapid al fenomenelor din arcul electric de sudare

Deoarece fenomenele asociate arcului electric de sudare (amorsarea, topirea electrozului, transferul de metal topit, formarea și evoluția băii de metal topit, etc.) sunt foarte rapide și complexe, pentru controlul acestor fenomene, este necesară ajustarea foarte rapidă și precisă a formei de undă și a valorii curentului debitat de sursă. În acest sens, tehnica invertorului a extins capabilitatea controlului cu viteză mare a fenomenelor din arcul electric de sudare. Timpul scurt de răspuns reprezintă cea mai importantă caracteristică funcțională a invertorului, sub aspectul controlului procesului de sudare. Evoluția sistemelor de control este strâns legată de utilizarea invertorului, fig.1.15, [81,128,136].

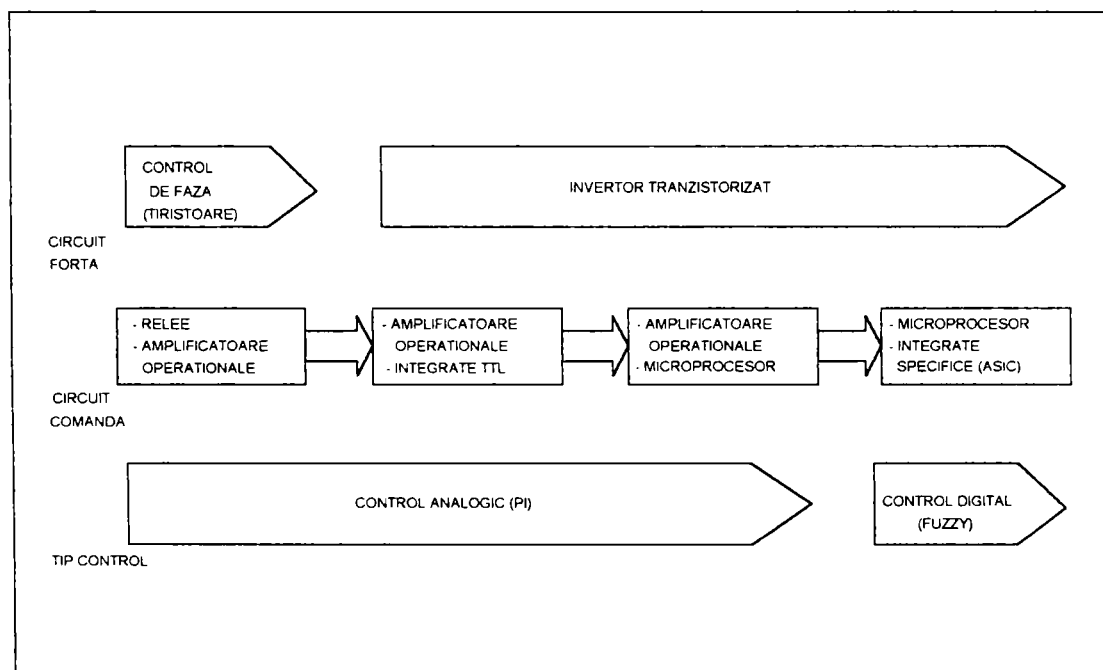


Fig. 1.15. Evoluția sistemelor de control al surselor de putere pentru sudare cu arc electric.

În fig. 1.16 se prezintă tabloul timpilor caracteristici ai fenomenelor asociate proceselor de sudare cu arc electric, în corelație cu frecvențele de control asociate tipurilor de bază de surse de putere cu control electronic, [128]. Se poate remarca largă arie de disponibilitate a controlului în cazul sursei de putere cu invertor implementat cu tranzistoare de putere.

Obiectivele esențiale ale controlului de proces vizează următoarele:

- realizarea unui timp de răspuns cât mai scurt (răspuns rapid), mai ales la procedeul MIG;
- restabilirea rapidă a arcului electric, ceea ce duce la realizarea unei pătrunderi inițiale mai bune și la reducerea împrôșcării;
- îmbunătățirea aspectului și calității cusăturii (sudurii);
- posibilitatea operării sursei de putere în regim "multiproces" (destinație multiplă, la mai multe procedee de sudare).

Pentru exemplificare, se prezintă în continuare două posibilități de control caracteristice surselor de putere cu invertor.

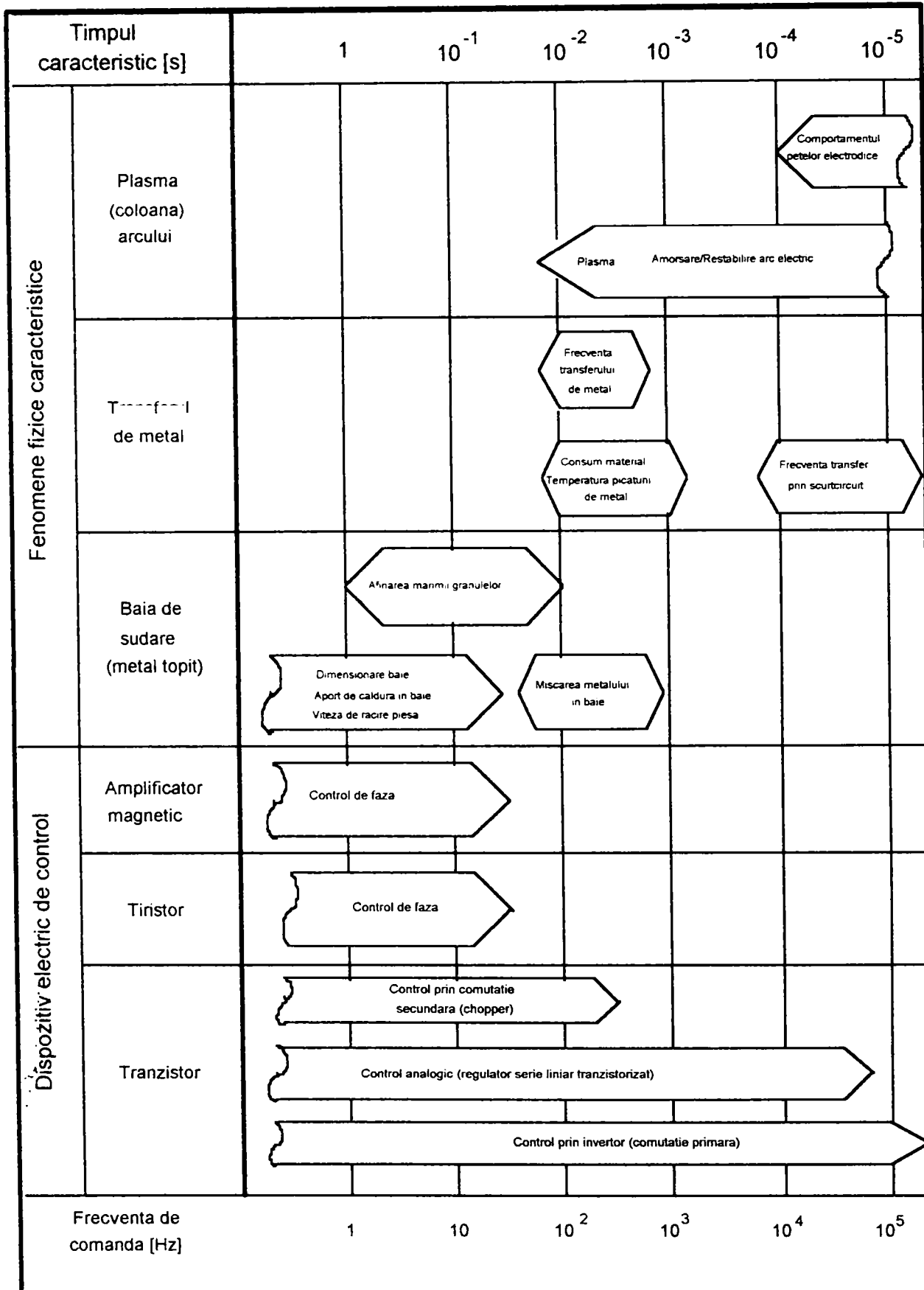


Fig. 1.16. Corelația dintre timpii caracteristici ai fenomenelor asociate sudării cu arc electric și frecvența de comandă a diverselor tipuri de surse de putere.

A1. Controlul formei de undă a curentului de sudare la sudarea cu arc scurt în scopul reducerii împrôșcării

În fig.1.17 se prezintă principiul unei tehnici de control al transferului prin scurtcircuit, prin intermediul formei de undă a curentului de sudare, în cazul unei surse cu inverter, [70,71,73,84,128]. Se observă că în cazul unui scurtcircuit, sursa debitează un curent de amplitudine mai mare, pentru forțarea topirii vârfului electrodului (sârmei), în scopul restabilirii rapide a arcului electric. Totodată, transferul picăturii survine la valori mici ale intensității curentului (arc mai liniștit), ceea ce duce la diminuarea nivelului de stropire.

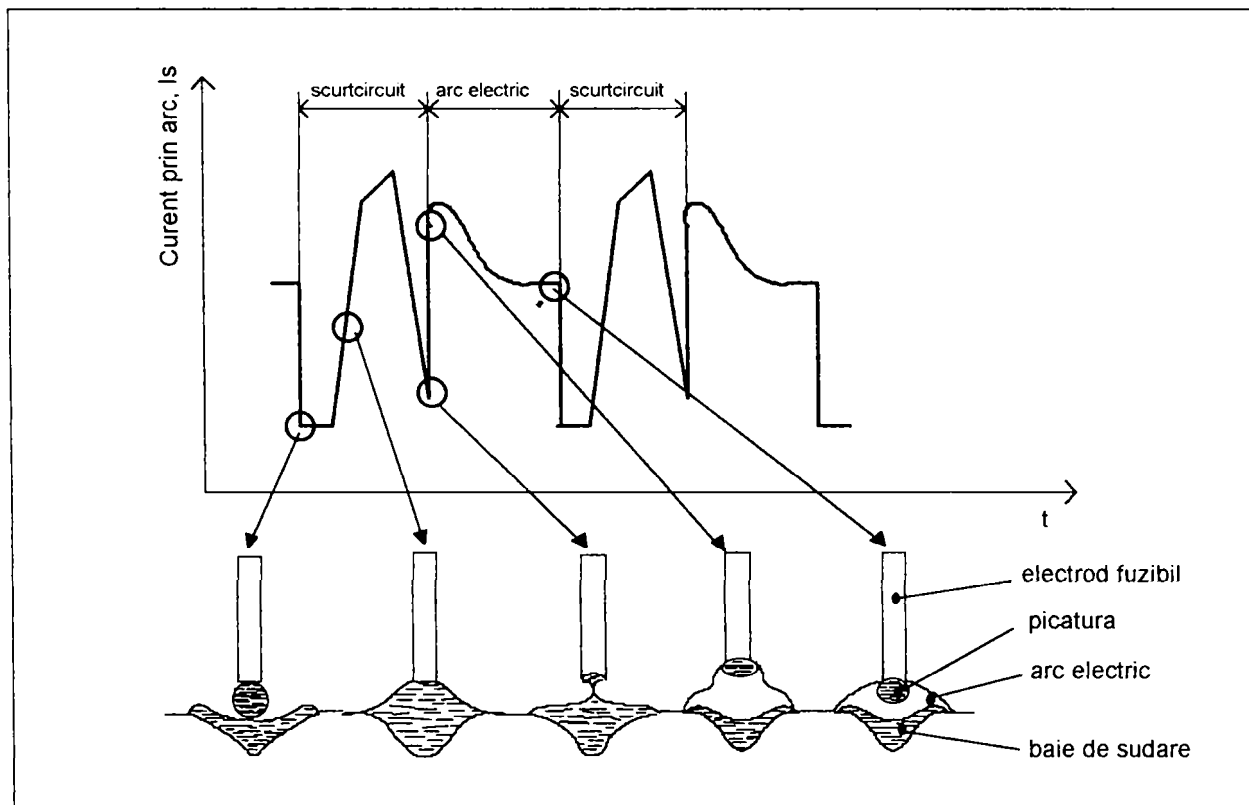


Fig. 1.17. Controlul transferului prin scurtcircuit prin forma de undă a curentului de sudare.

A2. Controlul formei de undă a tensiunii pentru reducerea emanațiilor de vapori de metal

La sudarea MIG a aluminiului, cu electrozi care conțin magneziu, se constată o emanație considerabilă de vapori de magneziu. În scopul reducerii nivelului emanațiilor se prezintă în [127] o sursă de putere cu două invertoare, cu posibilitate de sudare MIG în curent alternativ, cu control al formei de undă a tensiunii de ieșire. Invertorul primar controlează valoarea instantanee a tensiunii de ieșire, în timp ce invertorul secundar are doar rolul de comutator pentru schimbarea periodică a polarității tensiunii de ieșire pentru sudare GMA -AC pulsant. În fig. 1.18 se prezintă principiul controlului formei de undă a impulsului de tensiune alternativă. Pe durata (T_{ep}) tensiunea de ieșire este crescută rapid la valoarea (V_{ep}), astfel încât curentul să crească rapid peste curentul de tranziție spre modul de transfer spray. Tensiunea este menținută la valoarea (V_{ep}) pe toată durata (T_p), iar apoi este redusă la valoarea (V_l) în timpul (T_l). La atingerea valorii tensiunii (V_l), invertorul secundar schimbă polaritatea tensiunii $DC^+ \rightarrow DC^-$. Tensiunea de ieșire pe durata (T_{en}), este menținută la valoarea (V_{en}). După timpul (T_{en}), care este dat de un controler se schimbă din nou polaritatea la DC^+ . Controlul formei de undă al pulsului de tensiune alternativă se realizează prin repetarea ciclului de mai sus. Dacă polaritatea nu se schimbă, sursa de putere devine o sursă de sudare GMA în curent continuu, iar tensiunea de bază (V_b) este egală în valoare absolută cu (V_{en}).

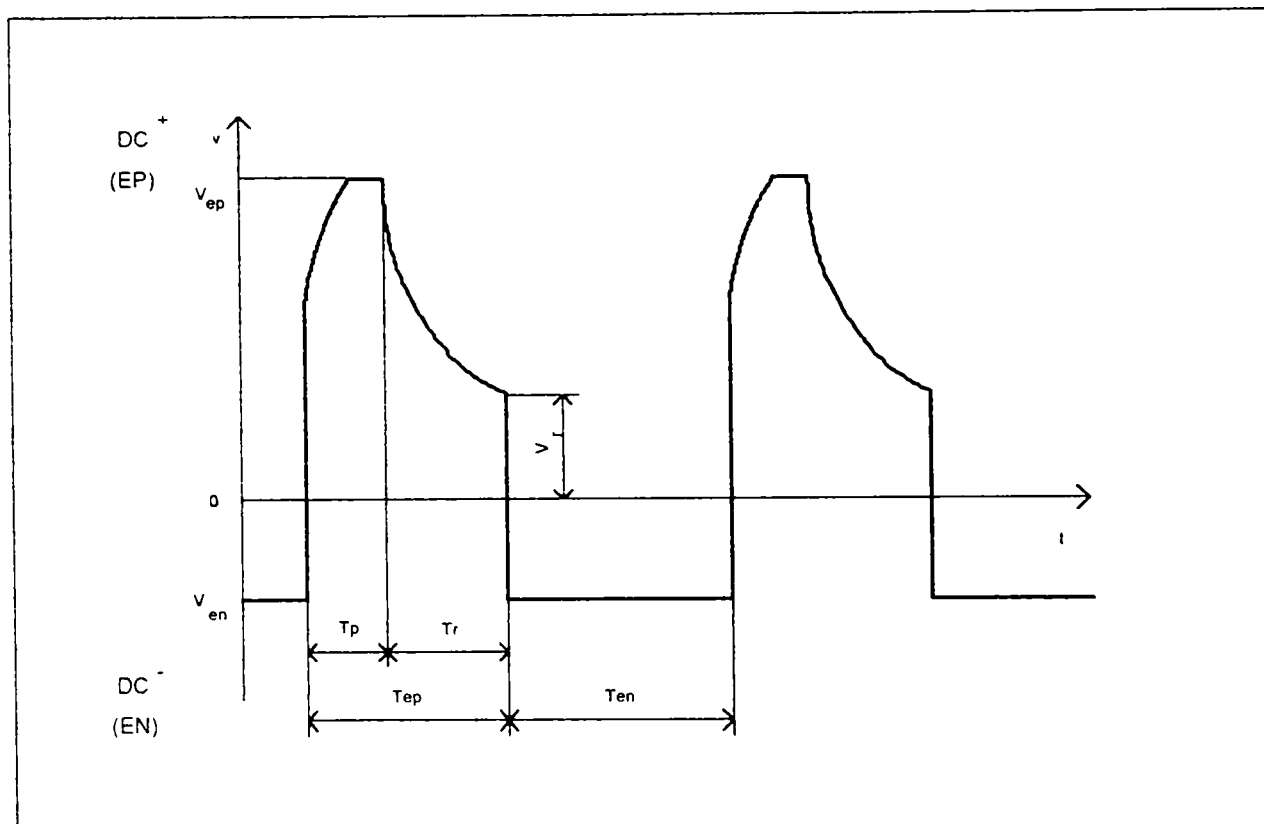


Fig. 1.18. Controlul formei de undă a tensiunii de ieșire la sudarea MIG/MAG în curent alternativ.

B. Reducerea gabariturii și masei nete

Cu creșterea frecvenței de funcționare, crește densitatea de putere procesată pe componentă, în special pe componentele magnetice (transformator, bobină de filtrare ieșire), conform relației (1.3), respectiv fig. 1.13. Efectul constă în reducerea considerabilă a gabariturii și masei nete ale sursei de putere. Acest fapt se poate releva, printre altele și prin evoluția indicatorului "A/kg", respectiv curentul de sudare la $DA=100\%$, pe 1kg din masa sursei, în funcție de frecvență, tabelul 1.6, [137,138]. De aici rezultă o caracteristică de performanță a sursei de putere cu inverter, și anume portabilitatea și accesibilitatea în locuri de muncă diverse.

Tabelul 1.6

Frecvența (kHz)	0,050	2 - 5	20 - 25	60 - 100
(A/kg)	1 - 1,5	4 - 5	8 - 10	12,5 - 30

C. Performanțe electroenergetice ale alimentării

Aceste performanțe se referă la factorul de putere, și la randamentul sursei. Factorul de putere are valori de 0,6-0,98, iar randamentul de 0,8-0,9.

Sursele de putere cu inverter sunt realizate fie cu posibilitatea alimentării monofazate, fie trifazate, în funcție de domeniul de curent de sudare. Variațiile admise ale tensiunii de alimentare sunt uzual de $\pm 0,1U_n$.

D. Aplicabilitatea surselor de putere cu inverter (versatilitatea)

Flexibilitatea și performanțele dinamice ale controlului conferă surselor cu inverter caracteristici de surse cu destinație multiplă (multiproces), capabile să alimenteze și să controleze arcul electric corespunzător diverselor procedee de sudare. În tabelul 1.7 se prezintă domeniul și frecvența de utilizare a surselor de putere cu inverter la procedeele industriale curente de sudare cu arc electric, [128,138].

Tabelul 1.7

Procedeu Fel curent I _s		MMA	GTA	GMA		
				CO ₂	MAG	MIG
AC			XX	X	X	X
DC	Constant	XX	XX	XX	XX	XX
	Pulsat JF		XX			X
	Pulsat MF		XX	X	XX	XX
	Pulsat ÎF		XX			
AC/DC			X			X

Legendă: XX - utilizare largă; X - utilizare restrânsă.
JF, MF, ÎF - Joasă/Medie/Înaltă Frecvență.

2. ASPECTE PRIVIND MODELAREA TRANSFORMATOARELOR DE ADAPTARE LA ÎNALTĂ FRECVENȚĂ DIN CADRUL CONVERTOARELOR STATICE DE PUTERE

2.1. Elemente constructive ale transformatoarelor de adaptare

Procesarea puterii electrice la înaltă frecvență implică incorporarea în structura convertoarelor statice de putere a unor componente magnetice cu rol fie de stocare-cedare a energiei (bobine), fie de transfer al acesteia (transformatoare). Transformatorul îndeplinește, de regulă, un rol dublu: de izolare galvanică, respectiv de adaptare a circuitelor de sarcină și al sursei de alimentare, răspunzând astfel cerințelor privind electrosecuritatea, respectiv adaptarea sarcinii cu sursa. Uneori, în structurile de convertoare rezonante, transformatorul, prin inductivitățile sale, deține și rolul de parte a circuitelor rezonante.

Prin gabarit și greutate, componentele magnetice dețin ponderea în cadrul convertoarelor statice de putere, de unde derivă interesul constant manifestat în direcția miniaturizării componentelor magnetice și implicit, a creșterii densității volumice de putere procesată, concomitent cu reducerea pierderilor de putere asociate acestor componente. Cercetări de dată recentă relevă preocupări în direcția gășirii unor materiale magnetice și electroizolante cu performanțe ridicate în domeniul frecvențelor înalte, într-o largă varietate de forme constructive. Totodată, s-au perfecționat mijloacele și metodele de testare a performanțelor. Pe de altă parte, există o vastă literatură de specialitate consacrată analizei comportării la înaltă frecvență a componentelor magnetice, în scopul elaborării unor proceduri convenabile de dimensionare și optimizare, [27,30,34,35,43,46,49,53,55,61,65,77,80,86,87,94, 95,96,98,105,107,110,111,112,113,114,125,130,131,134].

Transformatorul electric reprezintă o structură materială care încorporează circuite feromagnetice și înfășurări cuplate, având o geometrie bine definită, cu rolul de asigurare al unui transfer eficient al puterii electromagnetice de la bornele de intrare la bornele de ieșire. Miezu feromagnetic este realizat, la transformatoarele de frecvență ridicată (*zeci -mii kHz*) din materiale cu caracteristici fizice (electrice, mecanice, termice) corespunzătoare unei funcționări fiabile la aceste frecvențe. Materialele uzuale folosite pentru miezuri sunt feritele moi, care se impun atât din punctul de vedere tehnic (frecvențe de lucru, pierderi, stabilitate termică, rezistență mecanică), cât și al diversității formelor constructive. Un posibil criteriu de apreciere în alegerea feritelor pentru o aplicație dată, îl constituie "*factorul de performanță*" (F_p) al materialului, definit ca produsul dintre frecvența de lucru (f) și valoarea maximă a inducției magnetice alternative în miez (B_{ac}), determinate de o anumită valoare (impusă) a pierderilor specifice în miez (p_{Fe}), [77,86,87,125]:

$$F_p = f \cdot B_{ac} \quad (2.1)$$

unde: $B_{ac}=B_m$ pentru cazul în care miezul este excitat bidirecțional (cadranle I-III ale planului B - H), respectiv $B_{ac}=B_m-B_{mech}$ pentru cazul unei excitații unidirecționale (cadranul I al planului B - H); B_m , B_{mech} reprezintă valoarea maximă, respectiv medie a inducției magnetice în miez. Astfel, pentru o frecvență de lucru dată, materialul (ferita) cu factorul de performanță cel mai mare constituie alegerea cea mai bună din punct de vedere tehnic.

Uzual, în cataloagele firmelor producătoare de miezuri de ferită se dau relații empirice de calcul al pierderilor specifice în miezuri, de forma:

$$p_{Fe} = a \cdot f^b \cdot B_m^c \quad (2.2)$$

unde, de regulă, pierderile specifice (p_{Fe}) sunt date în [mW/cm^3], frecvența în [kHz], iar amplitudinea inducției magnetice în [Gs]. Coeficienții a, b, c , sunt dependenți de material și sunt dați în cataloage, [86,152].

Diversitatea formelor constructive ale miezurilor de ferită, rezultată din necesități practice, face uneori dificilă alegerea geometriei corespunzătoare de miez pentru o aplicație dată. Literatura de specialitate oferă anumite recomandări privind aplicațiile diferitelor tipuri geometrice de miezuri de ferită, inclusiv din punct de vedere al realizării și costurilor de fabricație ale componentelor magnetice, [151,152].

Înfășurările transformatoarelor sunt realizate constructiv astfel încât să rezulte pierderi minime de putere, în condițiile manifestării efectelor pelicular, de proximitate și de buclă. Pierderile suplimentare în înfășurări, datorate curenților turbionari, sunt rezultatul însumării pierderilor prin efect pelicular cu cele produse prin efect de proximitate. Efectul pelicular este produs de curenții induși în conductoare de câmpul magnetic alternativ asociat curentului alternativ care trece prin conductoare. Acest câmp magnetic este concentric cu axul conductorului. Efectul de proximitate într-un conductor, ca variantă a efectului pelicular, este determinat de acțiunea câmpurilor alternative de dispersie în care se află conductorul respectiv, câmpuri produse de curenții alternativi care trec prin conductoarele învecinate. Deci, efectul de proximitate este determinat de geometria de bobinare. Datorită diversității geometriilor de bobinare, abordarea teoretică a pierderilor prin curenți turbionari asociate efectului de proximitate este destul de dificilă, cu toate că pierderile produse pe această cale constituie, de regulă, componenta dominantă a pierderilor în înfășurări la înaltă frecvență, [34,40,77,98]. Astfel, câmpul magnetic alternativ rezultat care întretaie conductorul poate fi privit ca având două componente: un câmp concentric conductorului, datorat efectului pelicular și un câmp perpendicular, cauzat de curenții alternativi care parcurg celelalte spire/înfășurări, prin efect de proximitate, [34,98]. Evaluarea pierderilor datorate curenților turbionari se poate face pe baza dimensiunii transversale normalizate a conductorului, exprimată prin raportul dintre diametrul/grosimea conductorului și adâncimea de pătrundere, δ , aceasta fiind dată de relația:

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi \cdot f \cdot \sigma \cdot \mu}} \quad (2.3)$$

unde: σ , este conductivitate electrică, iar μ , este permeabilitatea magnetică absolută a materialului conductorului.

Soluția pentru reducerea pierderilor suplimentare datorate curenților turbionari constă în reducerea dimensiunii normalizate a grosimii conductorului în jurul valorii unitare, ceea ce justifică utilizarea conductorului lițat, cu lițe răsucite (împletite), respectiv a conductorului de tip folie.

În funcție de tipul constructiv al miezului de ferită și de aranjamentul (geometria) de bobinare, se pot distinge următoarele tipuri constructive de transformatoare de putere la înaltă frecvență:

2.1.1. Transformatorul în manta

Acest tip de transformator, prezentat în fig. 2.1, are circuitul feromagnetic realizat din combinații de miezuri de ferită: E+E, E+I, U+U, U+I, etc., și aranjamentele de bobinare de tip cilindric concentric, în fagure, sau în galeți, [46,77,91]. Se caracterizează printr-o mare flexibilitate sub aspectul constructiv și al raportului de transformare. Câmpul magnetic de dispersie este "confinat" în cea mai mare parte, în fereastra, de dimensiuni relativ mici, a transformatorului. Miezul feromagnetic, cu secțiunea transversală rotundă sau dreptunghiulară, poate fi prevăzut cu întrefier(uri), pentru evitarea saturației datorate de nesimetria curentului de excitație a miezului. Înfășurările pot fi realizate din conductor lițat sau din conductor tip folie. Utilizarea conductorului de tip folie permite o mai bună "acoperire" a înălțimii ferestrei. Puterile

realizate cu transformatoare în manta sunt de ordinul [kW], la frecvențe de $20...150kHz$. Pentru dimensionarea acestui tip de transformator, literatura de specialitate prezintă diverse proceduri, plecând de la cele directe (neiterative) - mai simple și mai expeditiv - și continuând cu proceduri iterative de dimensionare optimală, mai laborioase, dar cu o acuratețe ridicată, [34,35,50,77,80,86,87,91,125].

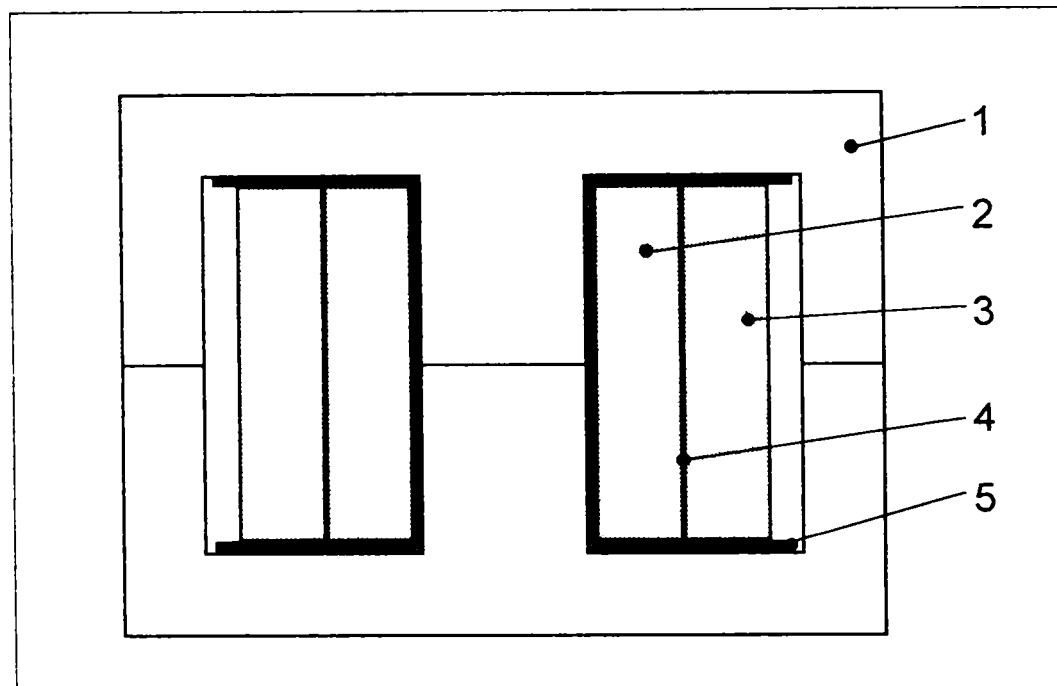


Fig. 2.1. Transformator în manta. (1- miez de ferită (E+E); 2,3- înfășurări; 4- izolație; 5- carcasă).

2.1.2. Transformatorul cu miezuri toroidale și înfășurări coaxiale

Reprezintă o soluție constructivă de dată relativ recentă de transformatoare de înaltă frecvență utilizate la convertoare statice de putere, [94,95,96,114]. În fig. 2.2,a, este reprezentată o schiță a unui astfel de transformator, iar în fig. 2.2,b, o secțiune transversală printr-un braț al unui astfel de transformator, pentru a evidenția tipurile posibile de aranjamente de bobinare.

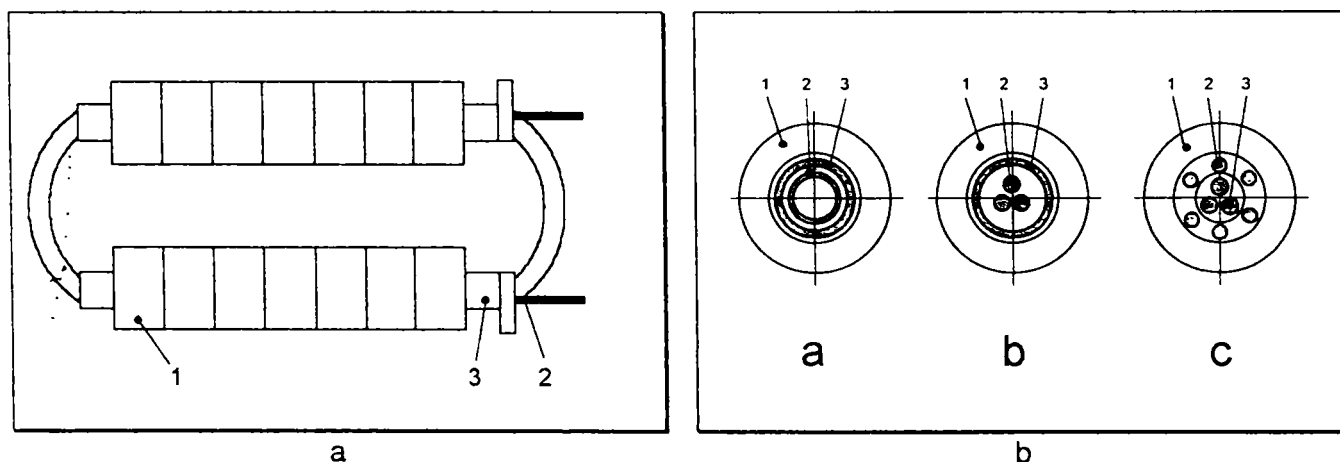


Fig. 2.2. Transformator cu miezuri toroidale și înfășurări coaxiale: a). schița de principiu; b). aranjamente de bobinare (1- miez toroidal; 2,3- înfășurări).

Astfel, în fig. 2.2,b, varianta (a) de bobinare constă din două, sau mai multe țevi de cupru concentrice, de grosime aproximativ $1,55\delta$ (δ - adâncimea de pătrundere). Pentru o mai mare flexibilitate privind raportul de transformare, țevile se pot tăia longitudinal, secțiunile astfel rezultate fiind izolate electric între ele, respectiv conectate în mod corespunzător, [94]. Varianta

(b) de bobinare, din fig. 2.2,b, constă din înfășurări mixte: o înfășurare din țeavă de cupru (de regulă cu o spiră), de curent mare, iar cealaltă înfășurare din conductor lițat, izolat în mod corespunzător. Țeava de cupru poate fi amplasată fie ca înfășurare exterioară, ca în figură, fie ca înfășurare interioară, înfășurarea din conductor fiind plasată pe circumferința exterioară a acesteia, oferind - în acest ultim caz - posibilitatea răcirii cu apă a țevii de cupru, [114]. Varianta (c) de bobinare din fig. 2.2,b, prezintă o soluție în care ambele înfășurări sunt realizate din conductor lițat izolat. Amplasarea spirelor se face simetric și concentric, pentru a reduce efectele nedorite datorate nesimetriilor. Această variantă oferă o mai mare larghețe privind raportul de transformare.

Unul din avantajele importante ale structurilor coaxiale rezidă în simetria circulară a câmpului magnetic, ceea ce, în mod inerent, evită câmpurile de dispersie care intră în conductorul exterior în direcție radială. Astfel de câmpuri vor determina o traiectorie a curenților turbionari care va cuprinde o arie mare, rezultând curenți turbionari foarte mari în conductor, fig. 2.3,a, unde curenții dați sunt notați cu I_1 , I_2 iar curenții turbionari cu I_t având sensurile indicate. Se remarcă o concentrare a curentului pe fața interioară a înfășurării exterioare a transformatorului. Fluxul de dispersie este, de asemenea, în întregime în afara miezului magnetic, de unde imposibilitatea apariției de zone locale cu valori mari ale inducției magnetice.

În comparație cu transformatoarele în manta, acest tip de transformatoare prezintă o serie de avantaje, cum ar fi:

- confinarea fluxului magnetic de dispersie în spațiul dintre înfășurări, doar o mică parte din acesta reușind să pătrundă în miez;
- valoarea inductivității de dispersie este mică și, în plus, controlabilă, fiind astfel posibilă utilizarea ei ca parte a inductivității rezonante în convertoarele rezonante; inductivitatea de dispersie aparține în principal înfășurării interioare, rezultând astfel o schemă electrică echivalentă asimetrică a transformatorului, fig. 2.3,b, [95];
- forțe electrodinamice reduse;
- robustețe și simplitate constructivă;
- flexibilitate, sub raportul puterii procesate, prin alegerea numărului de miezuri toroidale elementare, astfel încât să se ajusteze valoarea ariei secțiunii transversale a miezului (A_{Fe}), atât în scopul asigurării puterii necesare, cât și în scopul ajustării numărului de spire astfel încât, pentru înfășurarea de curent mare să rezulte o singură spiră.

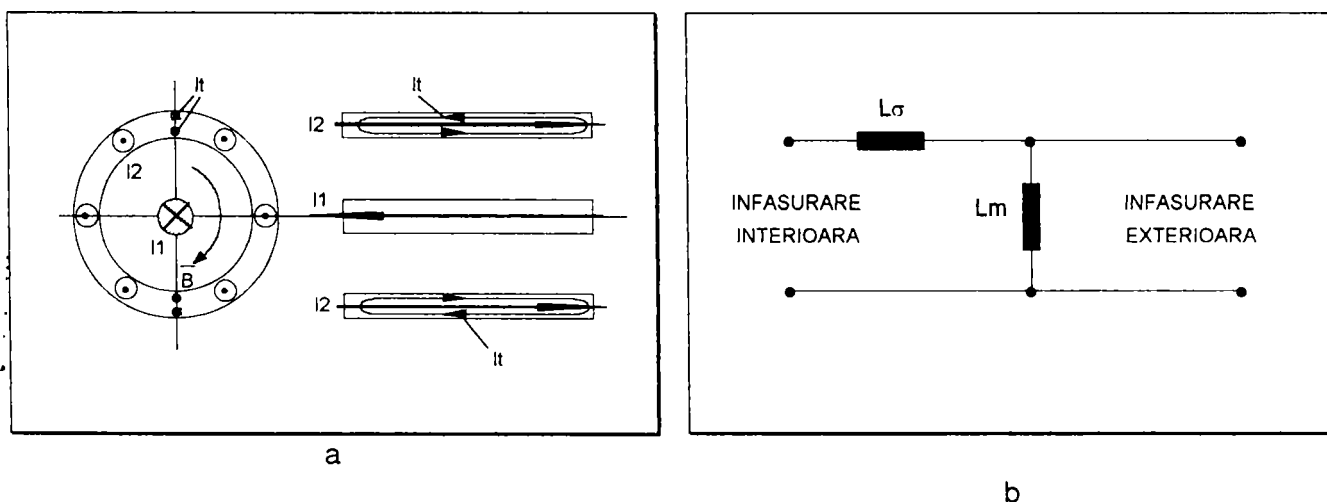


Fig. 2.3. Explicative privind transformatoarele cu înfășurări coaxiale: a) traseul curenților turbionari în înfășurarea exterioară; b) schema electrică echivalentă.

Aspecte privind transformatoarele de înaltă frecvență cu înfășurări coaxiale, inclusiv considerații privind dimensionarea acestora sunt date în [94,95,97,114].

2.1.3. Transformatorul de tip planar (structură “sandwich”)

Aceste transformatoare sunt realizate din miezuri de ferită plate (extraplate), iar înfășurările sunt spiral-planare, fig. 2.4. Transformatorul planar reprezintă un concept nou privind realizarea transformatoarelor de înaltă frecvență, utilizabil în convertoare statice de putere, fiind caracterizat prin suplețe constructivă și randament ridicat (uzual 98%), [46,153,154]. Din punct de vedere constructiv diferă radical de celelalte tipuri: înfășurările prefabricate, realizate sub formă de rame din plăci de cupru, sau spirale plate realizate pe cablaj imprimat, izolate cu rame din plăci electroizolante, sunt împachetate între două miezuri plate din ferită, ansamblul fiind impregnat în rășină epoxi. Structura de tip “sandwich” duce la mărirea cuplajului inductiv primar-secundar, și la reducerea semnificativă a inductivității de dispersie. Prin legarea înfășurărilor prefabricate în serie și/sau paralel, rezultă structuri ușor adaptabile cerințelor aplicației.

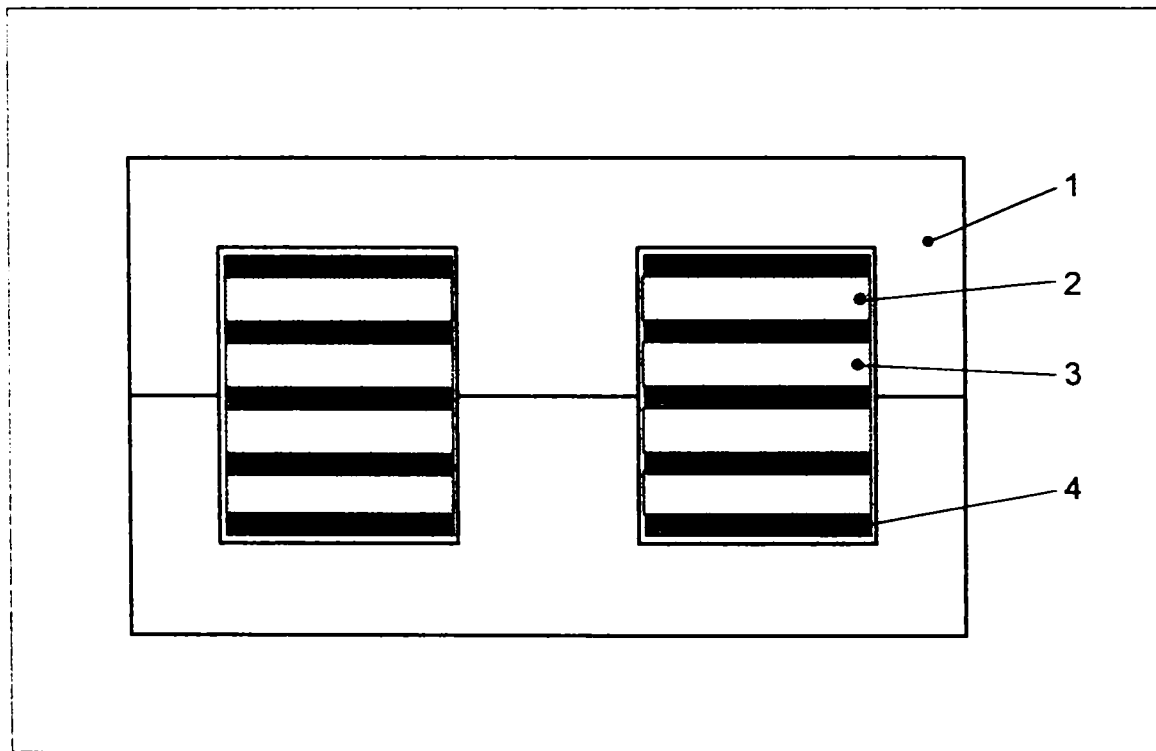


Fig. 2.4. Transformator de tip planar (1- miez E+E plat; 2,3- înfășurări plate; 4- placă electroizolantă din kaptan sau mylar).

Câteva caracteristici mai importante ale unor transformatoare planare realizate industrial, sunt date în tabelul 2.1, [153]

Tabelul 2.1.

Caracteristică	Domeniu de valori
Putere, [W]	200...3000
Frecvență, [kHz]	100...250
Dimensiuni, [mm]	50x32x14...126x64x20
Masa netă, [g]	46...400
Curent efectiv maxim prin o înfășurare, [A]	40...200
Pierderi tipice în miez, [W] (250kHz, $B_m=0,8T$)	3,25...24
Tensiune de izolație primar-secundar, [kV]	4

2.2. Aspecte privind modelarea transformatorului la înaltă frecvență

2.2.1. Considerații generale

Modelarea transformatoarelor de adaptare la înaltă frecvență reprezintă o preocupare de actualitate a inginerilor proiectanți de convertoare statice de putere, deoarece modelele oferă, prin simulare, încă din stadiile inițiale ale dimensionării și proiectării informații utile privind comportamentul transformatorului în ansamblul circuitului convertorului. Modelele dezvoltate pentru transformatoarele de adaptare la înaltă frecvență sunt fie liniare, cu parametri concentrați independenți de mărimile de excitație, fie neliniare, cu parametri concentrați dependenți de mărimile de excitație (în acest caz, se include saturația și histerezisul magnetic). Totodată, indiferent de caracterul liniar sau neliniar, toate modelele trebuie să includă în comportamentul lor efectele asociate frecvenței înalte de funcționare a transformatoarelor: efectele curenților turbionari în miez și înfășurări, efectele de cuplaj electric, efectele propagative și de rezonanță magnetică în ferită (la frecvențe de ordinul MHz).

Referitor la modelele liniare de transformatoare, în [65] se face o clasificare a acestor modele în:

- **modelul în reluctanțe:** utilizabil în stadiul preliminar al dimensionării, acest model oferă o reprezentare destul de exactă a transformatorului, utilă la dimensionare; parametrii modelului pot fi deduși din geometria miezului și a înfășurărilor; valorile și localizarea reluctanțelor în model corespund cu diferitele traiectorii ale fluxului magnetic în transformator;
- **modelul în permeanțe:** este dual celui în reluctanțe, fiind legat direct de poziția și valorile inductanțelor în circuitul electric (schema electrică echivalentă);
- **modelul în inductanțe:** oferă o reprezentare mai familiară inginerilor electricieni decât celelalte două modele anterioare; cea mai generală expresie a modelului în inductanțe este modelul dat de matricea inductanțelor, care se bazează pe o descriere matricială completă a interacțiunilor magnetice posibile dintre înfășurări; alte modele în inductanțe sunt cele în "7", în care transformatorul este reprezentat, în schemele de simulare, printr-un subcircuit care conține inductanțele de dispersie, inductanța de magnetizare și un transformator ideal.

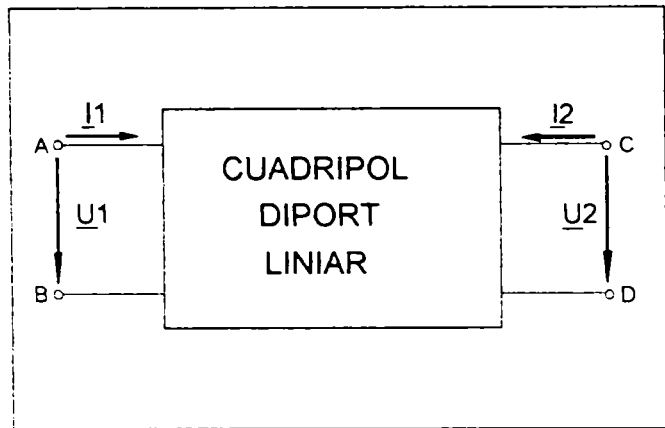
Referitor la modelele neliniare, în [30] se prezintă un model neliniar, utilizabil în simularea de circuit în PSpice, elaborat în strânsă legătură cu natura fizică a efectelor care caracterizează funcționarea unui transformator real. Astfel, efectul de histerezis este simulat pe baza unui model Atherton-Jiles al buclelor minore de histerezis, iar efectele curenților turbionari sunt simulate prin aproximarea dinamică a distribuției câmpului (fluxului) magnetic în întreaga structură. Fluxurile de dispersie, cuplajele capacitive și influența temperaturii asupra parametrilor electrici și magnetici de material sunt de asemenea incluse. Modelul este alcătuit dintr-un circuit magnetic și un circuit electric aflate în interacțiune. Toți parametrii modelului, necesari simulării, sunt disponibili utilizatorului din catalogul de miezuri de ferită, respectiv din parametrii geometrici ai înfășurărilor.

Analiza funcționării transformatoarelor la înaltă frecvență, în domeniul liniar (prin neglijarea efectelor saturației magnetice), se poate efectua pe baza modelului cuadripolar de circuit, respectiv a schemelor electrice echivalente, cu parametri concentrați, derivate din acesta, [53,114]. Ipoteza comportamentului liniar, în circuite de înaltă frecvență, al componentelor magnetice poate fi acceptată pentru amplitudini ale inducției magnetice în miezurile de ferită mai mici de $0,15T$, care reprezintă valorile uzuale de lucru. Modelarea cuadripolară liniară furnizează informații utile atât pentru studiul experimental al transformatoarelor la înaltă frecvență, plecând de la un set de măsurători, cât și pentru analiza, prin simulare, a diverselor scheme topologice de circuite de convertoare statice de putere care conțin transformatoare de adaptare și separare galvanică la înaltă frecvență.

2.2.2. Modelul cuadripolar liniar al transformatorului electric

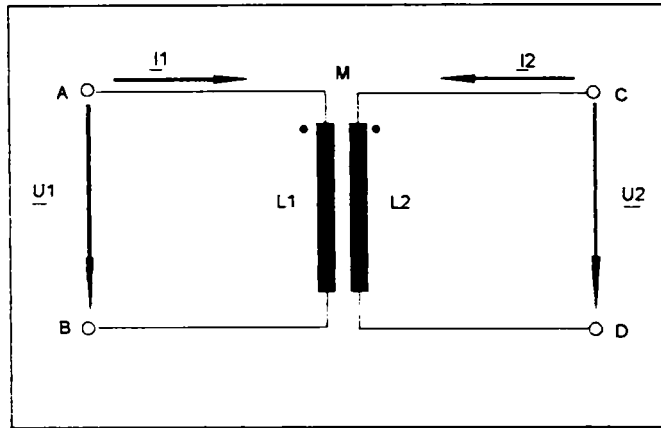
Un cuadripol diport liniar, în regim armonic permanent, împreună cu sistemul de ecuații în impedanțe asociat, este reprezentat în fig.2.5, unde asocierea sensurilor tensiunilor și curenților la porțile A-B, C-D s-a făcut după regula de la receptoare, [108]. Condiția de reciprocitate a cuadripolului este: $Z_{12} = -Z_{21}$.

Ansamblul mărimilor folosite pentru descrierea cuadripolului, în cazul alimentării pe la bornele A-B, sunt date în tabelul 2.2, [53,108].



$$\begin{aligned} \underline{U}_1 &= \underline{Z}_{11} \cdot \underline{I}_1 + \underline{Z}_{12} \cdot \underline{I}_2 \\ \underline{U}_2 &= \underline{Z}_{21} \cdot \underline{I}_1 + \underline{Z}_{22} \cdot \underline{I}_2 \end{aligned} \quad (2.4)$$

Fig. 2.5. Schema și ecuațiile asociate unui cuadripol diport liniar.



$$\begin{aligned} \underline{U}_1 &= j\omega \cdot (L_1 \cdot \underline{I}_1 + M \cdot \underline{I}_2) \\ \underline{U}_2 &= j\omega \cdot (M \cdot \underline{I}_1 + L_2 \cdot \underline{I}_2) \end{aligned} \quad (2.5)$$

Fig. 2.6. Schema cuadripolară și ecuațiile în inductanțe ale unui transformator ideal.

Tabelul 2.2

Denumire parametru	Relația de calcul
Impedanța de intrare de gol	$\underline{Z}_{10} = \left. \frac{\underline{U}_1}{\underline{I}_1} \right _{\underline{I}_2=0} = \underline{Z}_{11}$
Impedanța de intrare de scurtcircuit	$\underline{Z}_{1sc} = \left. \frac{\underline{U}_1}{\underline{I}_1} \right _{\underline{U}_2=0}$
Impedanța de transfer în gol	$\underline{Z}_{12} = -\underline{Z}_{21} = -\left. \frac{\underline{U}_2}{\underline{I}_1} \right _{\underline{I}_2=0}$
Raportul tensiunilor în gol	$\underline{A}_{1U} = \left. \frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_1} \right _{\underline{I}_2=0}$
Raportul curenților în scurtcircuit	$\underline{A}_{1I} = \left. \frac{\underline{I}_2}{\underline{I}_1} \right _{\underline{U}_2=0}$

În mod analog se pot defini mărimile caracteristice cuadripolului alimentat pe la bornele C-D: $Z_{20}, Z_{2sc}, Z_{12}, A_{2U}, A_{2I}$

Determinarea experimentală a parametrilor de impedanță ai cuadripolului nedegenerat se poate efectua pe baza încercărilor de funcționare în gol (rezultă Z_{10}, Z_{12}, Z_{20}), respectiv în scurtcircuit (rezultă Z_{1sc} și Z_{2sc}). Din numărul total al impedanțelor caracteristice ale

cuadripolului, numai trei impedanțe sunt independente. Deci, pentru determinarea parametrilor de impedanță ai unui cuadripol sunt suficiente doar trei încercări experimentale, respectiv măsurarea a trei impedanțe. În general, este preferabil să se aleagă acele impedanțe care se pot măsura cu cea mai bună precizie. Totodată, existența unei anumite redundanțe permite efectuarea unor verificări utile.

Un transformator electric este în primul rând un ansamblu de circuite cuplate magnetic. Pentru reprezentarea cuadripolară liniară a cuplajului magnetic se operează cu un "transformator ideal", care este sistemul alcătuit din două inductanțe liniare și invariabile în timp, cuplate magnetic cu dispersie nulă, fig. 2.6. Transformatorul ideal se poate asimila cu un cuadripol liniar, pasiv și reciproc. Ecuațiile în inductanțe pentru un transformator cu două înfășurări, în regim permanent armonic, având sensurile pentru tensiuni și curenți la ambele porți asociate receptoarelor, sunt date de relațiile (2.5). Transformatorul ideal este un element de circuit cuadripolar, liniar, reciproc, nedisipativ și de dispersie nulă, cu inductanțele proprii și mutuale infinite, pentru care sunt valabile următoarele relații, [53,108]:

$$k_m = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} = 1; \quad \frac{U_1}{U_2} = \frac{N_1}{N_2}; \quad L_{11} \rightarrow \infty; \quad L_{22} \rightarrow \infty \quad (2.6)$$

Cuplajul magnetic imperfect al două înfășurări se poate reprezenta printr-un sistem compus din inductanțele de dispersie: a înfășurării primare, $L_{\sigma 1}$, respectiv a înfășurării secundare raportată la primar, $L'_{\sigma 2}$ inductanța de magnetizare, L_m precum și un transformator ideal, caracterizat de raportul de transformare $n=N_1/N_2$. Sistemul astfel constituit este reprezentat în fig. 2.7, prin schema echivalentă în "T".

Expresiile parametrilor din fig. 2.7, deduse pe baza unor criterii de echivalență, sunt:

$$L_{\sigma 1} = L_1 - nM; \quad L_{\sigma 2} = n^2 \left(L_2 - \frac{M}{n} \right); \quad L_m = nM \quad (2.7)$$

Folosind transfigurarea stea-triunghi, se poate deduce schema echivalentă în "TT", reprezentată în fig. 2.8. Expresiile inductanțelor din fig. 2.8 sunt:

$$L_s = \frac{\sum L_i L_j}{L_m}; \quad L_{p1} = \frac{\sum L_i L_j}{L'_{\sigma 2}}; \quad L_{p2} = \frac{\sum L_i L_j}{L_{\sigma 1}} \quad (2.8)$$

unde:

$$\sum L_i L_j = L_{\sigma 1} L'_{\sigma 2} + L_{\sigma 1} L_m + L'_{\sigma 2} L_m \quad (2.9)$$

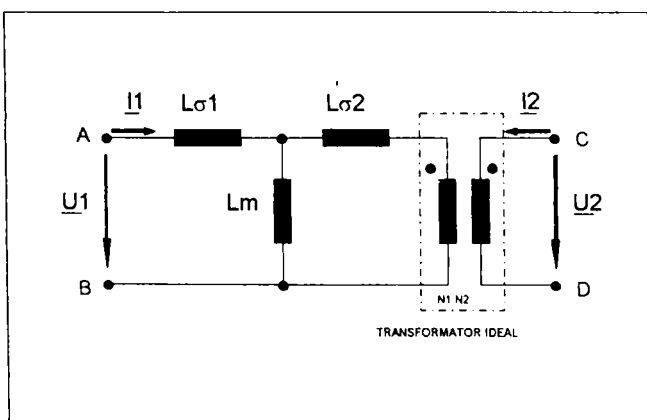


Fig. 2.7. Schema echivalentă în "T".

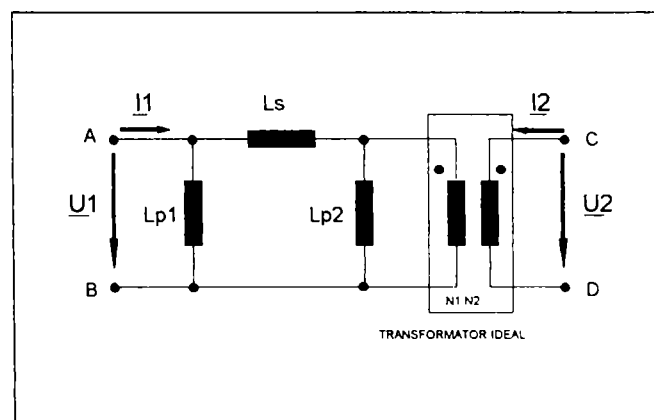


Fig. 2.8. Schema echivalentă în "TT".

În cazul unui cuplaj magnetic puternic, schema din fig. 2.8 se poate aproxima prin schema din fig. 2.9, deoarece inductanța serie este mult mai mică decât inductanța echivalentă paralel. În plus, pentru schema din fig. 2.9 s-a impus condiția ca inductanța serie totală să fie egală cu inductanța de intrare măsurată cu secundarul în scurtcircuit (L_{sc}), respectiv inductanța paralelă totală să fie egală cu inductanța de intrare măsurată cu secundarul în gol (L_0). Relațiile de legătură pentru cele două inductanțe sunt:

$$L_{sc} \approx (1 - k_m^2) L_1; \quad L_0 \approx L_1 \tag{2.10}$$

2.2.3. Modelul cuadripolar liniar al transformatorului la joasă frecvență

Pentru modelarea liniară a unui transformator real, la joasă frecvență, schemelor echivalente din figurile 2.7-2.9 li se asociază rezistențele corespunzătoare pierderilor. Într-o primă aproximație, la joasă frecvență, pierderile pot fi modelate prin următoarele rezistențe: R_1 , R_2' rezistențele în curent continuu ale înfășurării primare, respectiv secundare raportată la primar, R_0 rezistența corespunzătoare pierderilor în miezul feromagnetic. Schema cuadripolară echivalentă este dată în fig. 2.10 și aceasta modelează comportamentul unui transformator la joasă frecvență, corespunzător funcționării în zona liniară a caracteristicii de magnetizare a miezului, [53].

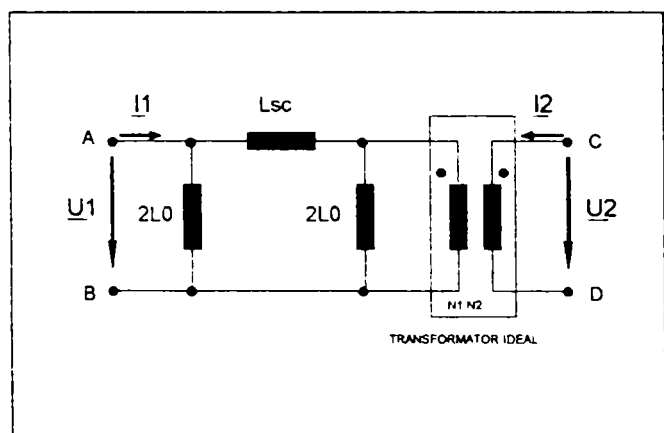


Fig. 2.9. Schema în "T" cu inductanțele de gol și scurtcircuit.

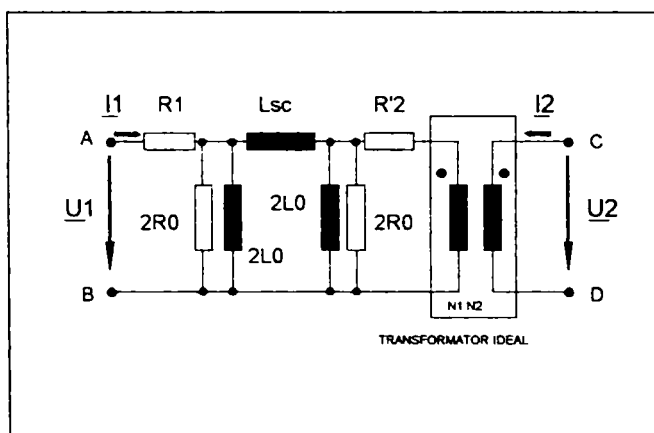


Fig. 2.10. Schema electrică echivalentă a transformatorului liniar la joasă frecvență.

Expresiile exacte ale impedanțelor de gol (Z_{10}) și de scurtcircuit (Z_{1sc}), în cazul alimentării pe la bornele A-B, sunt [53]:

$$\underline{Z}_{10} = R_1 \cdot \frac{1 + \frac{L_e}{R_{1e} // 2R_0} \cdot p + \frac{L_e}{R_{1e} // 2R_0} \cdot \frac{L_s}{2R_0 + R_{1e}} \cdot p^2}{1 + \frac{L_e}{R_0} \cdot p + \frac{L_e}{R_0} \cdot \frac{L_s}{R_0 + R_0} \cdot p^2} \tag{2.11}$$

$$\underline{Z}_{1sc} = R_1 \cdot \frac{1 + \frac{L_e}{R_{1e} // R_{2e}} \cdot p + \frac{L_e}{R_{1e} // R_{2e}} \cdot \frac{L_s}{R_{1e} + R_{2e}} \cdot p^2}{1 + \frac{L_e}{R_{2e} // 2R_0} \cdot p + \frac{L_e}{R_{2e} // 2R_0} \cdot \frac{L_s}{R_{2e} + 2R_0} \cdot p^2}$$

unde: $p=j\omega$; $R_{1e}=R_1//2R_0$; $R_{2e}=R_2'/2R_0$; $L_e=2L_0/(2L_0+L_{sc})$; $L_s=L_{sc}/2L_0$ (semnul "||" simbolizează conexiunea paralel).

În mod similar, expresiile impedanțelor Z_{20} , Z_{2sc} se scriu prin permutarea indicilor și prin raportarea impedanțelor primare la pătratul raportului de transformare (n^2).

În cazul cuplajului magnetic puternic, intervin aproximații care fac posibilă simplificarea și factorizarea expresiilor (2.17). Astfel, pentru $L_{sc} \ll L_0$, rezultă: $L_e = L_0$, $L_s = L_{sc}$ și $L_s \ll L_e$. De asemenea, se poate considera că: $R_1 \ll R_0$ și $R'_2 \ll R_0$. Expresiile simplificate ale impedanțelor practic măsurabile, sunt:

$$\begin{aligned} Z_{10} &= R_1 \cdot \frac{(1 + \frac{L_0}{R_1} \cdot p)(1 + \frac{L_{sc}}{2R_0} \cdot p)}{(1 + \frac{L_0}{R_0} \cdot p)(1 + \frac{L_{sc}}{R_0} \cdot p)} \\ Z_{1sc} &= R_1 \cdot \frac{(1 + \frac{L_0}{R_1 + R'_2} \cdot p)(1 + \frac{L_{sc}}{R_1 + R'_2} \cdot p)}{(1 + \frac{L_0}{R'_2} \cdot p)(1 + \frac{L_{sc}}{2R_0} \cdot p)} \end{aligned} \quad (2.12)$$

Pe baza expresiilor (2.12) și a diagramelor Bode asimptotice ale modulelor impedanțelor de gol și de scurtcircuit, ridicate pentru un transformator, se pot determina parametrii schemelor electrice echivalente la joasă frecvență.

Pentru descrierea comportamentului unui transformator la înaltă frecvență pe baza modelelor cuadripolare, trebuie luate în considerare și analizate efectele asociate frecvenței înalte.

2.2.4. Modelul cuadripolar liniar al transformatorului la înaltă frecvență

2.2.4.1. Modelarea cuplajelor capacitive parazite

La creșterea frecvenței de funcționare, efectele capacitive tot mai pronunțate perturbă funcționarea transformatorului. Pentru analiza acestora, se consideră transformatorul cu două înfășurări drept un sistem cu trei intrări (triport) din punct de vedere al cuplajului electric, deoarece îi pot fi aplicate din exterior trei tensiuni independente: U_1 , U_2 , U_3 , fig. 2.11. Prin urmare, în această situație, transformatorul nu mai poate fi considerat un cuadripol.

Pentru modelarea cuplajului electric se pleacă de la expresia energiei electrice a sistemului triport reprezentat în fig. 2.11, care este o formă pătratică funcție de cele trei tensiuni:

$$W_e = \frac{1}{2}C_{11}U_1^2 + \frac{1}{2}C_{22}U_2^2 + \frac{1}{2}C_{33}U_3^2 + C_{12}U_1U_2 + C_{23}U_2U_3 + C_{31}U_3U_1 \quad (2.13)$$

Expresia energiei electrice sugerează implementarea în schema echivalentă a transformatorului, pentru o modelare electrostatică completă a acestuia, a șase capacități, ca sediu al câmpului electric, fig. 2.12. Corespunzător schemei electrice din fig. 2.12, expresia energiei electrice are forma:

$$\begin{aligned} W_e &= \frac{1}{2}C_1U_1^2 + \frac{1}{2}C_2(nU_2)^2 + \frac{1}{2}C_3U_3^2 + \frac{1}{2}C_4(U_1 - nU_2)^2 + \frac{1}{2}C_5(U_1 - U_3)^2 + \frac{1}{2}C_6(nU_2 - U_3)^2 = \\ &= \frac{1}{2}(C_1 + C_4 + C_5)U_1^2 + \frac{n^2}{2}(C_2 + C_4 + C_6)U_2^2 + \frac{1}{2}(C_3 + C_5 + C_6)U_3^2 - nC_4U_1U_2 - C_5U_1U_3 - nC_6U_2U_3 \end{aligned} \quad (2.14)$$

Expresiile capacităților din schema echivalentă se obțin prin identificarea termenilor corespunzători din relațiile (2.13) și (2.14). Acestea sunt:

$$C_1 = C_{11} + \frac{C_{12}}{n} + C_{13}; \quad C_2 = \frac{C_{22}}{n^2} + \frac{C_{12}}{n} + \frac{C_{23}}{n}; \quad C_3 = C_{33} + C_{13} + \frac{C_{23}}{n};$$

$$C_4 = -\frac{C_{12}}{n}; \quad C_5 = -C_{13}; \quad C_6 = -\frac{C_{23}}{n}; \quad (2.15)$$

Din examinarea relațiilor (2.15) se observă că, pentru determinarea valorii capacităților din schema electrică echivalentă este necesară determinarea, în prealabil, a valorii coeficienților forme pătratice. Aceasta se poate efectua exploatănd schema din fig. 2.12 în diverse variante particulare de interconectare a bornelor, [53]. Pentru simplificarea reprezentării, se consideră din scheme doar elementele reactive. În continuare se prezintă o modalitate de determinare, prin considerarea unor cazuri particulare privind legăturile dintre borne:

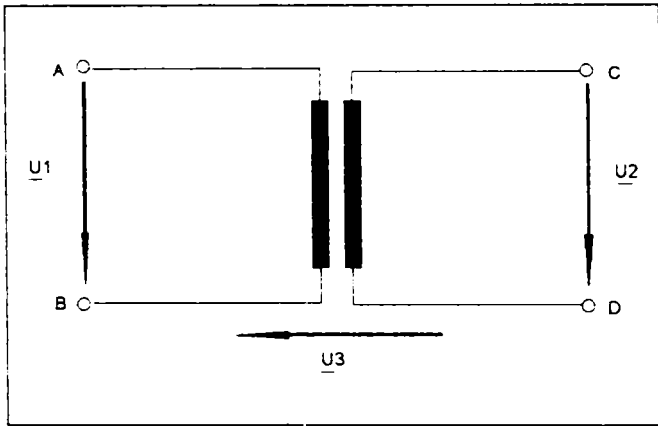


Fig. 2.11. Modelul triport al transformatorului considerând cuplajele electrostatice.

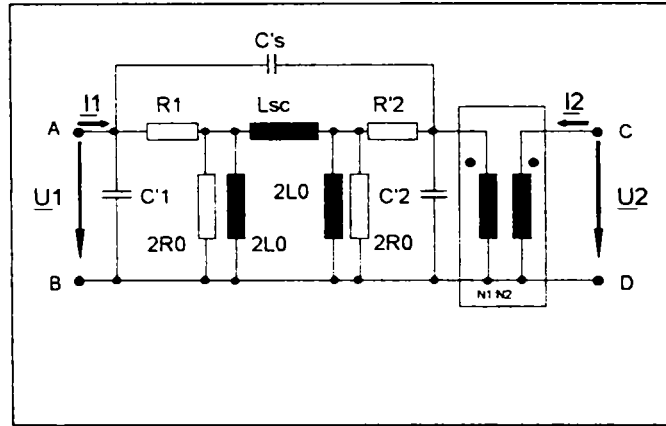


Fig. 2.13. Schema electrică a transformatorului la înaltă frecvență (borne legate B-D).

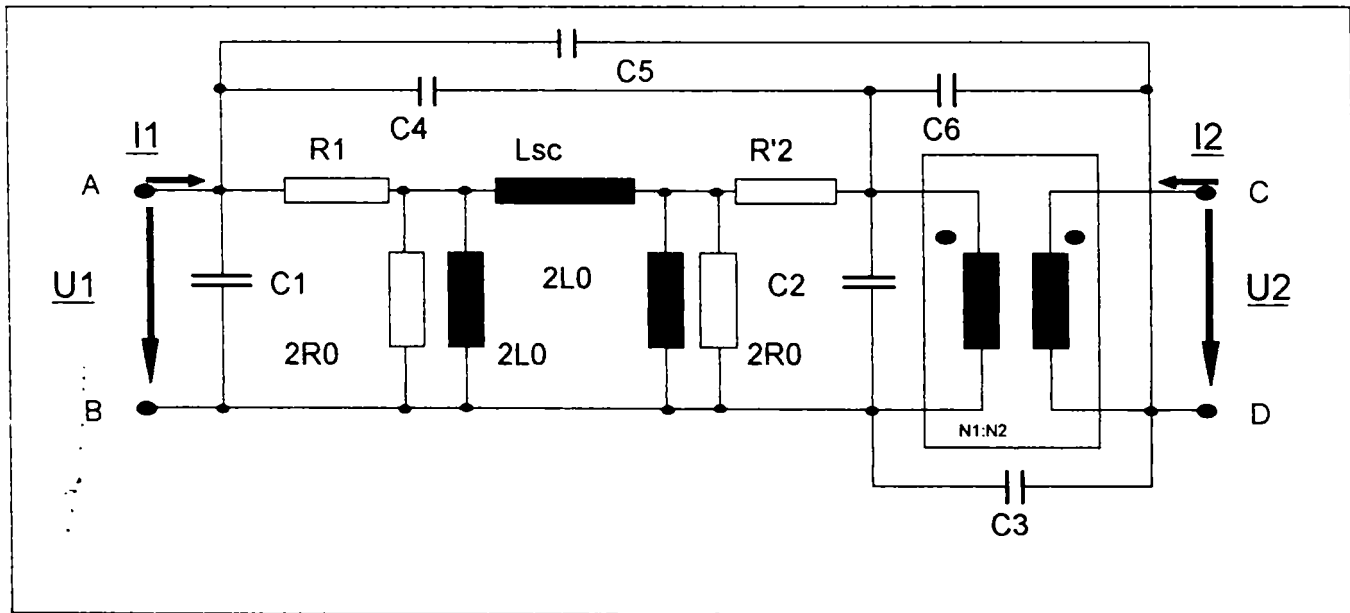


Fig. 2.12. Schema electrică echivalentă liniară completă a transformatorului la înaltă frecvență.

a) Bornele B și D legate: $U_3=0$

Expresia (2.13) a forme pătratice devine:

$$W_e = \frac{1}{2}C_{11}U_1^2 + \frac{1}{2}C_{22}U_2^2 + C_{12}U_1U_2 \quad (2.16)$$

Schema echivalentă în acest caz este dată în fig. 2.13.

Corespunzător acestei scheme echivalente, expresia energiei electrice, este:

$$W_e = \frac{1}{2}C'_1 U_1^2 + \frac{1}{2}C'_2 (nU_2)^2 + \frac{1}{2}C'_s (U_1 - nU_2)^2$$

$$\frac{1}{2}(C'_1 + C'_s)U_1^2 - \frac{n^2}{2}(C'_2 + C'_s)U_2^2 - nC'_s U_1 U_2$$

(2.17)

Prin identificarea termenilor omologi din relațiile (2.16) și (2.17), rezultă expresiile coeficienților C_{11} , C_{22} , C_{12} ai formei pătratice:

$$C_{11} = C'_1 + C'_s; \quad C_{22} = \frac{n^2}{2}(C'_2 + C'_s); \quad C_{12} = -nC'_s$$

(2.18)

b) Bornele A și C legate: $U_3=U_1-U_2$

În acest caz, expresia formei pătratice a energiei electrice devine:

$$W_e = \frac{1}{2}C_{11}U_1^2 + \frac{1}{2}C_{22}U_2^2 + \frac{1}{2}C_{33}(U_1-U_2)^2 + C_{12}U_1U_2 + C_{13}U_1(U_1-U_2) + C_{23}U_2(U_1-U_2)$$

$$\left(\frac{1}{2}C_{11} + \frac{1}{2}C_{33} + C_{13}\right)U_1^2 + \left(\frac{1}{2}C_{22} + \frac{1}{2}(C_{33}-C_{23})\right)U_2^2 + (C_{12} + C_{23} - C_{13} - C_{33})U_1U_2$$

(2.19)

Expresia energiei electrice pentru sistem, în acest caz, conform schemei din fig. 2.14, este:

$$W_e = \frac{1}{2}C''_1 U_1^2 + \frac{1}{2}C''_2 (nU_2)^2 + \frac{1}{2}C''_s (U_1 - nU_2)^2$$

$$= \frac{1}{2}(C''_1 + C''_s)U_1^2 + \frac{n^2}{2}(C''_2 + C''_s)U_2^2 - nC''_s U_1 U_2$$

(2.20)

Prin identificarea termenilor omologi din expresiile (2.19) și (2.20), rezultă expresiile pentru determinarea coeficienților C_{33} , C_{13} , C_{23} ai formei pătratice. Ceilalți trei coeficienți ai formei pătratice se consideră deja determinați prin procedura de la punctul a). Relațiile de legătură sunt:

$$C''_1 + C''_s = C_{11} + C_{33} + 2C_{13};$$

$$C''_2 + C''_s = \frac{1}{n^2}(C_{22} + C_{33} - 2C_{23});$$

$$C''_s = \frac{1}{n}(C_{33} + C_{13} - C_{12} - C_{23});$$

(2.21)

c) Transformator cu bornele nelegate

Pentru a exprima tensiunea U_3 în funcție de U_1 și U_2 , se pleacă de la faptul că, pentru intrarea corespunzătoare tensiunii U_3 (bornele D,B, unde borna B, este considerată de referință de potențial), curentul corespunzător (I_3) nu poate fi decât capacitiv, fig. 2.15. În plus, în acest caz curentul $I_3=0$. Întrucât coeficienții formei pătratice sunt în egală măsură și cei ai matricii admitanței capacitive, rezultă, [53]:

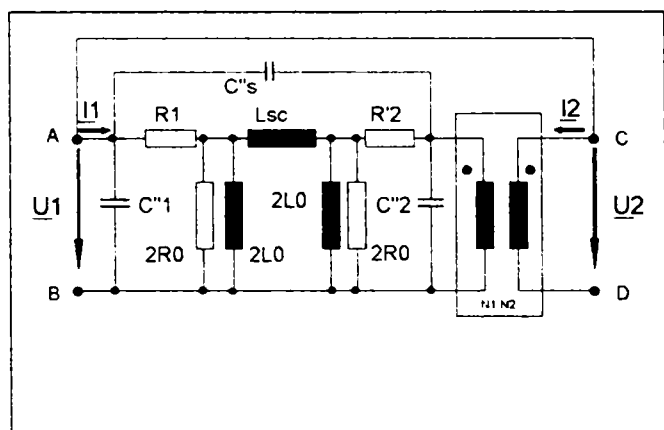


Fig. 2.14. Schema electrică a transformatorului la înaltă frecvență (borne legate A-C).

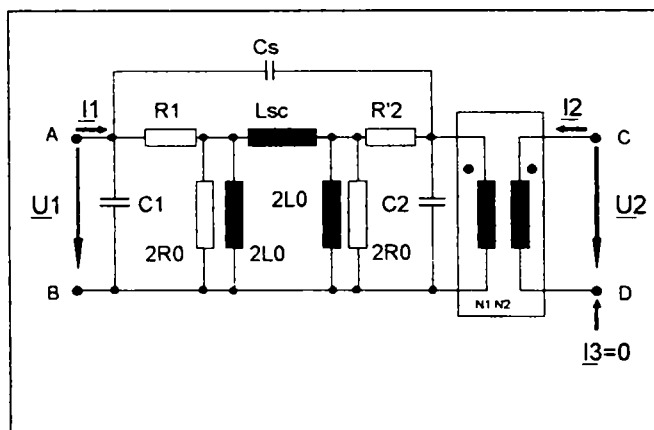


Fig. 2.15. Schema electrică a transformatorului la înaltă frecvență cu 3 capacități (borne nelegate).

$$\underline{I}_3 = j\omega(C'_{13} \cdot \underline{U}_1 + C'_{23} \cdot \underline{U}_2 + C'_{33} \cdot \underline{U}_3) = 0 \quad (2.22)$$

Din ecuația (2.22), rezultă tensiunea U_3 :

$$U_3 = -\frac{C'_{13} \cdot U_1 + C'_{23} \cdot U_2}{C'_{33}} \quad (2.23)$$

Înlocuind tensiunea U_3 dată de relația (2.23), în expresia (2.13) a formei pătratice rezultă:

$$W_e = \frac{1}{2} \left(C_{11} - \frac{C_{13}^2}{C_{33}} \right) \cdot U_1^2 + \frac{1}{2} \left(C_{22} - \frac{C_{23}^2}{C_{33}} \right) \cdot U_2^2 + \left(C_{12} - \frac{C_{13} \cdot C_{23}}{C_{33}} \right) \cdot U_1 \cdot U_2 \quad (2.24)$$

Corespunzător schemei cu 3 capacități, din fig. 2.15, energia electrică este dată de relația:

$$\begin{aligned} W_e &= \frac{1}{2} C_1 \cdot U_1^2 + \frac{1}{2} C_2 (n \cdot U_2)^2 + \frac{1}{2} C_s (U_1 - n \cdot U_2)^2 \\ &= \frac{1}{2} (C_1 + C_s) U_1^2 + \frac{n^2}{2} \cdot (C_2 + C_s) U_2^2 - n \cdot C_s \cdot U_1 U_2 \end{aligned} \quad (2.25)$$

Prin identificarea termenilor omologi din relațiile (2.24) și (2.25), rezultă următoarele relații pentru capacitățile de model ale schemei cu 3 capacități în funcție de coeficienții formei pătratice, considerați determinați deja prin procedurile de la punctele a), b):

$$\begin{cases} C_1 + C_s = C_{11} - \frac{C_{13}^2}{C_{33}}; & C_2 + C_s = \frac{1}{n^2} \left(C_{22} - \frac{C_{23}^2}{C_{33}} \right); & C_s = \frac{1}{n} \left(\frac{C_{13} \cdot C_{23}}{C_{33}} - C_{12} \right) \end{cases} \quad (2.26)$$

Determinarea capacităților $C_1, C_2, C_s, C'_1, C'_2, C'_s, C''_1, C''_2, C''_3$

Capacitățile se determină experimental, din condiții de rezonanță. Aceste capacități modelează sistemul în anumite situații particulare, respectiv bornele B-D sau A-C legate galvanic. Se va analiza cazul corespunzător fig. 2.13, celălalt caz fiind similar. În analiză se vor neglija rezistențele echivalente pierderilor, aceasta neafectând corectitudinea rezultatelor privind localizarea rezonanțelor și evaluarea capacităților.

Expresiile simplificate și factorizate (pentru cazul unui cuplaj magnetic puternic) ale reactanțelor primare de gol și de scurtcircuit, la alimentarea pe la bornele A-B, sunt, [46,53]:

$$X_{10} = \omega L_0 \frac{1 - \omega^2 L_{sc}(C_s + C_2)}{[1 - \omega^2 L_0(C_1 + C_2)][1 - \omega^2 L_{sc}(C_s + \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2})]}$$

$$X_{1sc} = \omega L_{sc} \frac{1}{1 - \omega^2 L_{sc}(C_1 + C_s)}$$

(2.27)

Analizând aceste expresii, se observă că sunt posibile patru rezonanțe, indicate în tabelul 2.3. În relațiile (2.27), pentru simplificare, nu s-au mai marcat prin indicele prim (') capacitățile C_1 , C_2 , C_s . De altfel, după cum se poate observa, aceste capacități apar în toate cele trei scheme corespunzătoare cazurilor a, b, c. Deși, în general, valorile lor sunt diferite, de la un caz la altul, (cu referire la cazurile a, b, c), forma expresiilor de determinare ale reactanțelor de gol și de scurtcircuit este similară relațiilor (2.27), respectiv expresiile frecvențelor de rezonanță sunt similare celor din tabelul 2.3.

Tabelul 2.3

Nr. crt.	Impedanța	Tip rezonanță	Relația frecvenței de rezonanță
1	Z_{10}	paralel	$f_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_0(C_1 + C_2)}}$
2	Z_{10}	serie	$f_2 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{sc}(C_s + C_2)}}$
3	Z_{10}	paralel	$f_3 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{sc}\left(C_s + \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}\right)}}$
4	Z_{1sc}	paralel	$f_4 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{sc}(C_1 + C_s)}}$

Din examinarea relațiilor din tabelul 2.3, rezultă că f_1 este cea mai joasă frecvență de rezonanță. Localizarea rezonanțelor pentru cele două impedanțe se poate face prin măsurarea impedanțelor, în situațiile particulare expuse mai sus, pe un domeniu larg de frecvență (0-10mhz). Având determinate inductanțele L_{10} , L_{1sc} se determină capacitățile aferente schemelor cu borne legate, apoi coeficienții formei pătratice și, prin identificare, în final, capacitățile modelului complet, din fig. 2.12, respectiv ai modelului cu 3 capacități, din fig. 2.15.

În literatură se menționează și alte variante de determinare a capacităților, exploatând alte posibilități de identificare a termenilor, [53].

2.2.4.2. Modelarea pierderilor suplimentare în conductoare

Curenții turbionari provoacă în conductoare o creștere a pierderilor în înfășurări. Acest fenomen se traduce, în esență, la nivelul modelului, printr-o creștere a rezistenței serie însoțită de o diminuare simultană a inductanței de dispersie, [34,40,43,53,105]. Pentru considerarea acestui fenomen, în literatură se propune fracționarea inductanței serie și șuntarea unei părți din ea cu o rezistență de pierderi suplimentară, fig. 2.16, varianta (a). Frecvența de tăiere pentru

care rezistența șuntează inductanța în paralel cu ea este apropiată aceeași pentru care adâncimea de pătrundere în cupru este egală cu grosimea conductorului. Astfel, dacă se consideră diametrul echivalent al conductorului, d_e , frecvența de tăiere (f_i), la care raportul dintre diametrul echivalent al conductorului și adâncimea de pătrundere, $d_e/\delta \approx 1$, este dată de relația:

$$f_i \cong \frac{1}{\pi \cdot \sigma \cdot \mu \cdot d_e^2} = \frac{10^7 \rho_{Cu}}{4\pi^2 \cdot d_e^2} \quad (2.28)$$

În relația (2.28), s-a ținut seama de faptul că conductorul este din cupru ($\mu_{Cu} = \mu_0 = 4\pi 10^{-7} \text{ H/m}$). Notând cu L_i , valoarea secțiunii "I" a inductivității șuntate de rezistența de pierderi r_{fi} și ținând cont de relația (2.28), rezultă pentru valoarea rezistenței de pierderi suplimentare expresia:

$$r_{fi} \leq \frac{2\pi \cdot f_i \cdot L_i}{10} \cong \frac{5 \cdot 10^5 \rho_{Cu}}{\pi \cdot d_e^2} \cdot L_i \quad (2.29)$$

Dacă înfășurările sunt realizate din conductoare de grosimi (diametre) diferite, se poate recurge la o fracționare suplimentară, fig. 2.16, varianta (b).

2.2.4.3. Modelarea comportamentului circuitului feromagnetic

În cazul în care circuitul feromagnetic este întrerupt printr-un întrefier, reluctanțele circuitului și întrefierului se adună, astfel încât inductanța de gol L_o se descompune în două inductanțe paralele L_{of} și L_{oa} asociate feritei, respectiv aerului.

Conductoarele din vecinătatea întrefierului sunt supuse la o inducție puternică, fiind sediul unor curenți induși suplimentari. Prin analogie cu fenomenul precedent, aceste pierderi suplimentare se modelează prin plasarea unei rezistențe în paralel pe o fracțiune a lui L_{oa} .

La frecvențe de ordinul megaherților trebuie luat în considerare și fenomenul de rezonanță magnetică în ferită. În acest scop, rezistența R_o se înlocuiește printr-un circuit echivalent, ca în fig. 2.17. Astfel, impedanța urmează mai fidel variațiile ridicate ale permeabilității complexe în funcție de frecvență, [53].

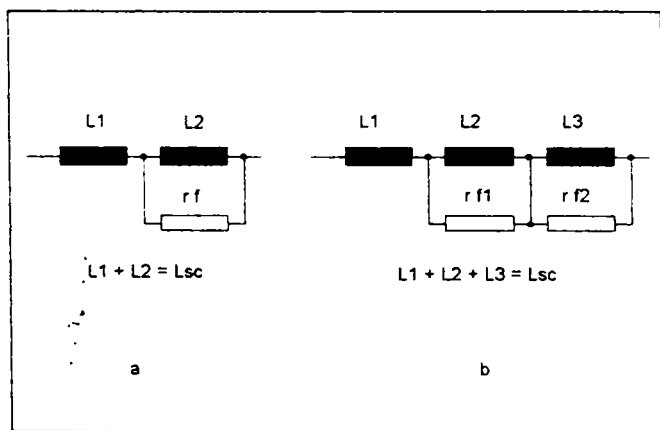


Fig. 2.16. Variante de modelare a pierderilor suplimentare datorate curenților turbionari.

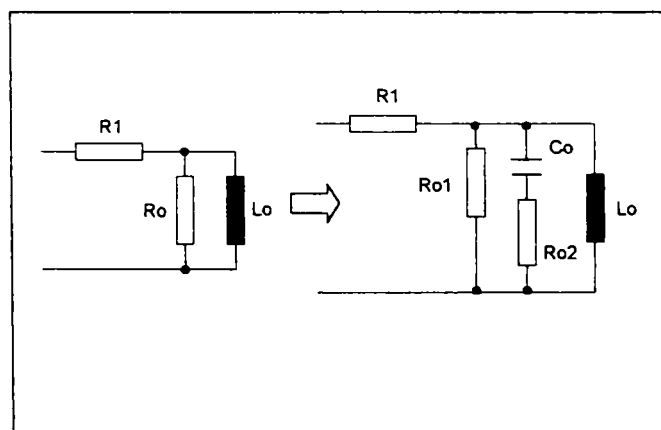


Fig. 2.17. Variantă de modelare comportamentului magnetic rezonant al feritei.

2.3. Rezultate experimentale

2.3.1. Model experimental de transformator de adaptare la înaltă frecvență

În scopul verificării experimentale a diferitelor caracteristici funcționale, au fost dimensionate și realizate practic mai multe transformatoare, de adaptare la înaltă frecvență, atât în manta cât și cu miez toroidal și înfășurări coaxiale, fig. 2.18.

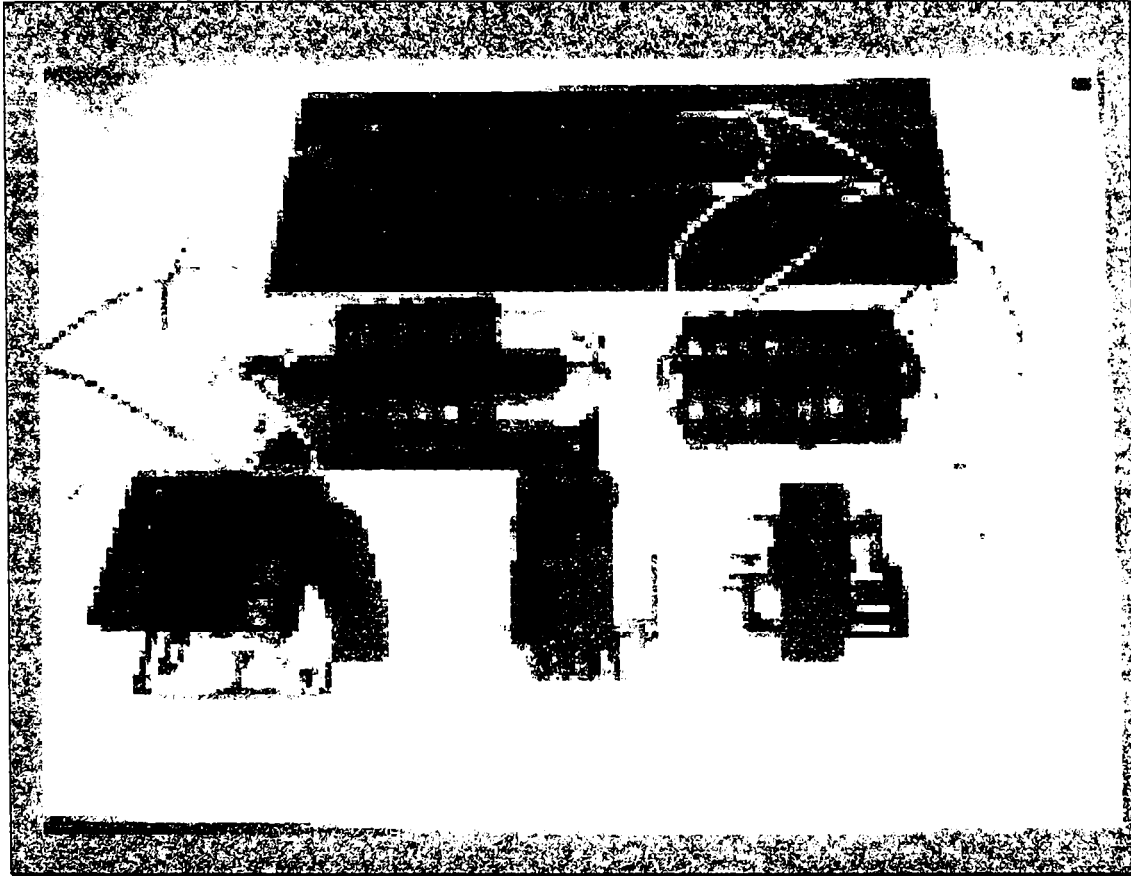


Fig. 2.18. Modele experimentale de transformatoare de adaptare la înaltă frecvență.

Dintre acestea, se prezintă în tabelul 2.4 prototipul de transformator în manta, utilizat în determinările experimentale privind validarea modelului liniar cuadripolar la înaltă frecvență. Numărul de spire în primar a fost calculat cu relația, [77]

$$N_1 = \frac{U_1}{k_u \cdot f \cdot A_{Fe} \cdot B_m} \quad (2.30)$$

unde k_u este un coeficient dependent de forma de undă a tensiunii primare ($k_u=4$, pentru tensiune dreptunghiulară, respectiv, $k_u=4,44$, pentru tensiune sinusoidală).

Numărul de spire în secundar, rezultă din raportul tensiunilor în gol (raportul de transformare, $n=2$). Amplitudinea inducției magnetice în miez s-a ales mai mică de $1/2B_{sat}$ pentru a se evita saturația miezului în cazul utilizării transformatorului la o frecvență inferioară celei nominale (40kHz), la tensiunea de alimentare nominală (155V). Densitatea de curent în înfășurări este aleasă acoperitor de $2,5A/mm^2$, pe considerente de limitare a supraîncălzirii conductoarelor. Valoarea adoptată reprezintă doar o valoare de evaluare, din domeniul recomandat de literatura de specialitate, [77], ea nefiind determinată prin calcul.

Tabelul 2.4

Parametru	Valoare
Parametri electrici generali	
Tensiune primară, (dreptunghiulară), U_1 [V]	155
Tensiune secundară (gol), U_{20} [V]	77,5
Frecvența de funcționare, f [kHz]	40
Putere aparentă nominală, S [VA]	1500
Parametrii miezului feromagnetic, [151]	
Material	N27/SIEMENS
Permeabilitate inițială, μ_i	2000
Inducția magnetică de saturație ($H_c=1200A/m$; $100^\circ C$), B_{sat} [T]	0,39
Domeniul de frecvență, [kHz]	≤ 150
Tip constructiv	E80/20
Pachet feromagnetic	2x(E+E)
Aria secțiunii transversale, A_{te} [cm ²]	7,8
Dimensiunile ferestrei, $l_f \times h_f$ [cmxcm]	19,3x55,8
Inducția magnetică maximă, B_m [T]	0,1
Parametrii înfășurărilor	
Număr de spire primar/secundar, N_1/N_2	12/6
Tip înfășurări	cilindrice concentrice (conductor lițat)
Aria secțiunii conductorului, primar/secundar, A_{cu1} / A_{cu2} [mm ²]	4/16
Densitatea de curent în conductor (de calcul), J , [A/mm ²]	2,5
Parametri de gabarit- masă	
Gabarit [mm ³]	80x78x60
Masa netă [kg]	aprox. 0,9

Pe baza relației generale de dimensionare (1.3), se poate face o verificare a capacității transformatorului construit în privința puterii aparente. Astfel, cu datele din tabelul 2.4, și considerând aria efectivă a secțiunii transversale a bobinajului total (primar cu secundar), $A_b = A_{b1} + A_{b2} = N_1 A_{Cu1} + N_2 A_{Cu2} = 12 \times 4 + 6 \times 16 = 144 \text{ mm}^2$, rezultă capacitatea în putere aparentă a transformatorului de:

$$S = 2,22 f (A_{Fe} \cdot B_m) \cdot (k_{Cu} \cdot A_b \cdot J) = 2,22 \cdot 4 \cdot 10^4 \cdot (7,8 \cdot 10^{-4} \cdot 0,1) \cdot (1 \cdot 144 \cdot 2,5) = 2493,5 \text{ VA}$$

Se observă că valoarea este aproape dublă față de puterea aparentă adoptată ca nominală. De asemenea, se pot remarca gabaritul și masa netă de valori reduse ale transformatorului.

2.3.2. Determinarea inductanțelor transformatorului

Inductanțele principale și inductanța mutuală s-au determinat experimental prin următorul procedeu: se alimentează o înfășurare (i), cealaltă (j) fiind în gol, de la o sursă de curent sinusoidal, de pulsație cunoscută, ω . Se măsoară curentul I_i și tensiunile U_i , U_j la bornele înfășurărilor. Inductanțele se calculează cu ajutorul următoarelor relații (în ipoteza neglijării căderilor de tensiune pe rezistențele înfășurărilor):

$$L_i = \frac{U_i}{\omega \cdot I_i}; \quad M = \frac{U_j}{\omega \cdot I_i} \quad (2.31)$$

Schema montajului experimental folosit pentru determinări este prezentată în fig. 2.19. Alimentarea transformatorului se face de la un generator de semnal sinusoidal, de frecvență reglabilă, tip VERSATESTER, E0502/IEMI București, cu domeniul de frecvență de 10Hz...10MHz, tensiunea efectivă de ieșire de maximum 10V. În circuit, se inseriază o rezistență exterioară $R=1,767 \text{ k}\Omega$, pentru a se asigura condiția de generator de curent.

Tensiunile se măsoară cu osciloscopul (valori vârf la vârf). Tensiunea pe înfășurări, respectiv curentul, se determină cu relațiile:

$$U_{i,j} = \frac{U_{os}}{2\sqrt{2}}; \quad I_i = \frac{U_v - U_i}{R} \quad (2.32)$$

unde: U_v este tensiunea indicată de VERSATESTER (valoare efectivă), iar U_{os} este tensiunea pe înfășurarea transformatorului, măsurată cu osciloscopul (valoare vârf la vârf). Valoarea frecvenței se citește la VERSATESTER.

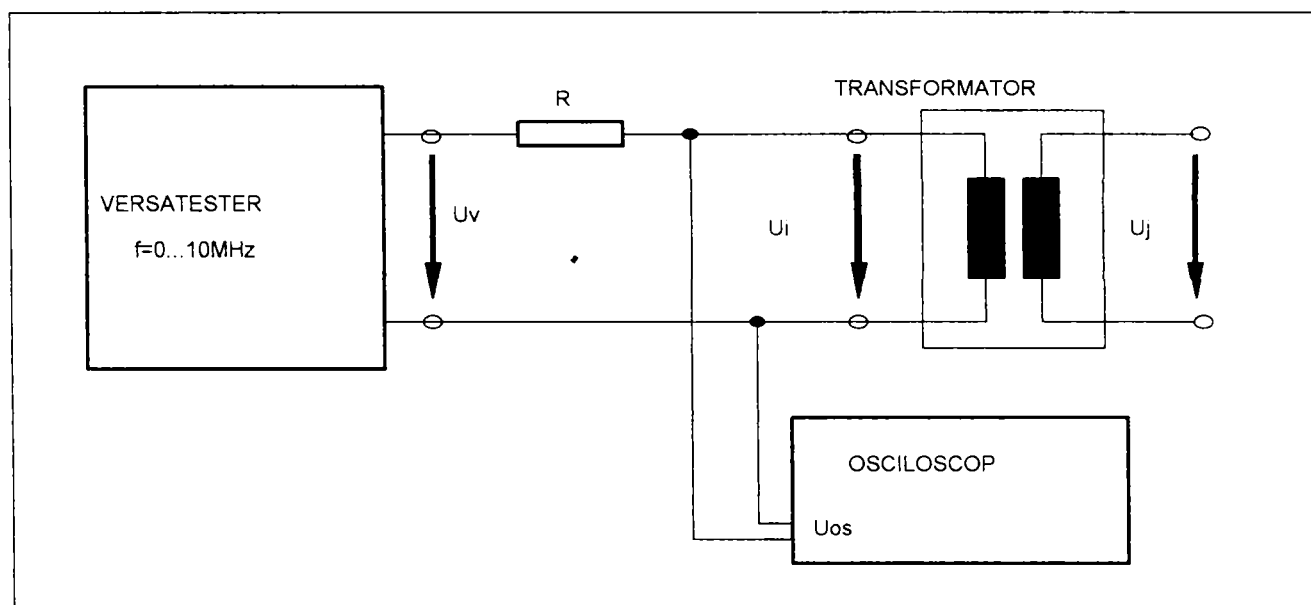


Fig. 2.19 Schema montajului de determinare a inductanțelor transformatorului, respectiv a variației cu frecvența a modulelor impedanțelor transformatorului.

Pornind de la inductanțele proprii și inductanța mutuală, determinate experimental, se calculează, pe baza relațiilor (2.6), (2.7), și (2.10), coeficientul de cuplaj magnetic și inductanțele aferente schemelor echivalente ale transformatorului, prezentate în subcapitolul 2.2. Valorile acestora sunt prezentate în tabelul 2.5.

Tabelul 2.5

L_1 [mH]	L_2 [mH]	M [mH]	k_m	$L_{\sigma 1}$ [mH]	$L'_{\sigma 2}$ [mH]	L_m [mH]	L_o [mH]	L_{sc} [mH]
0,77	0,192	0,38	0,988	0,010	0,008	0,76	0,776	0,0179

2.3.3. Determinarea capacităților parazite

Determinarea capacităților parazite aferente modelului transformatorului la înaltă frecvență, s-au determinat prin urmărirea variației cu frecvența a modulului impedanței transformatorului (de gol sau de scurtcircuit), în variantele a, b, c, de conectare ale bornelor înfășurării transformatorului, prezentate în subcapitolul 2.2. Montajul utilizat este același cu cel prezentat la punctul 2.3.3, având schema în fig. 2.19. Modulul impedanței, s-a calculat cu relația:

$$Z = \frac{U_{os} \cdot R}{2\sqrt{2}U_v - U_{os}} \quad (2.33)$$

Diagramele de variație cu frecvența ale modulelor impedanțelor sunt prezentate în fig. 2.20, 2.21, 2.22 și 2.23.

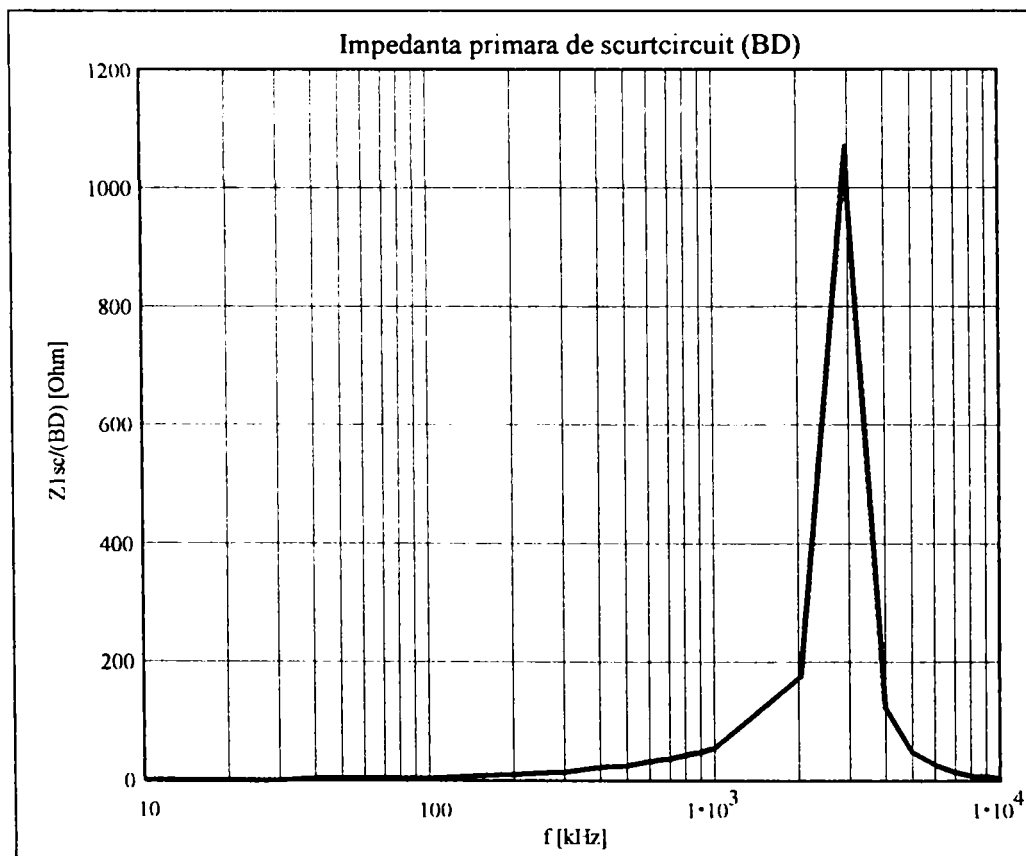
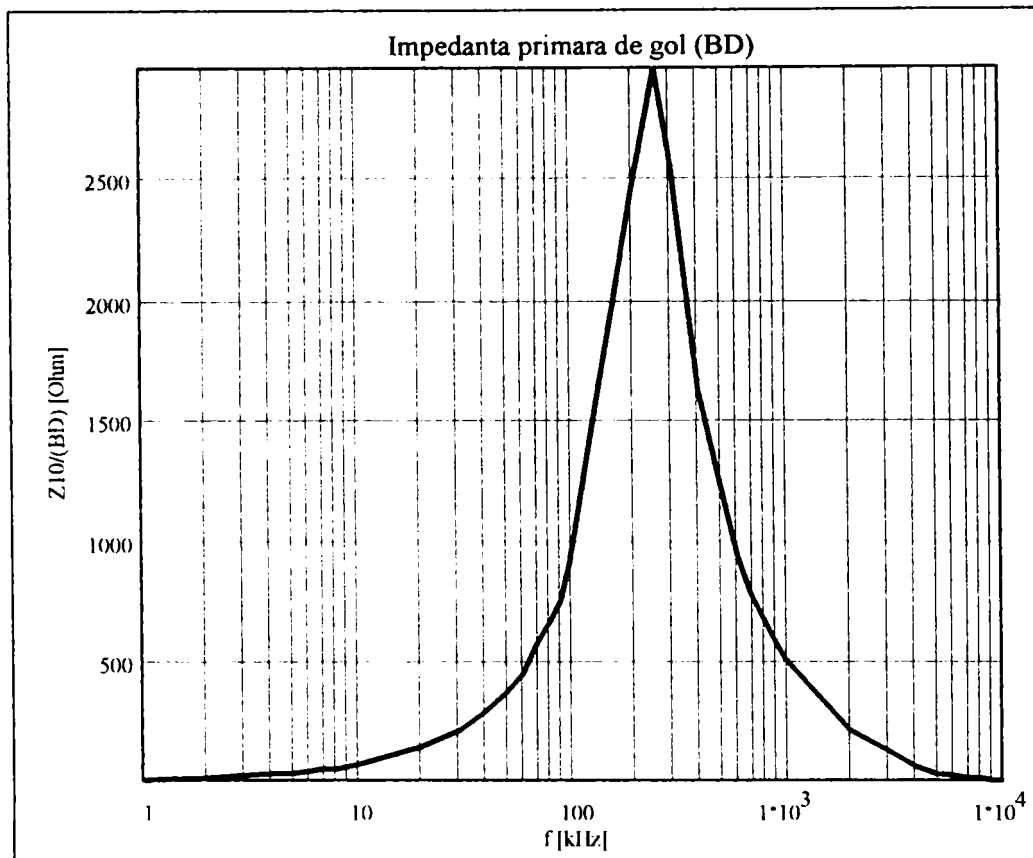


Fig. 2.20. Impedanțele primare cu bornele BD legate: a) impedanța de gol; b) impedanța de scurtcircuit.

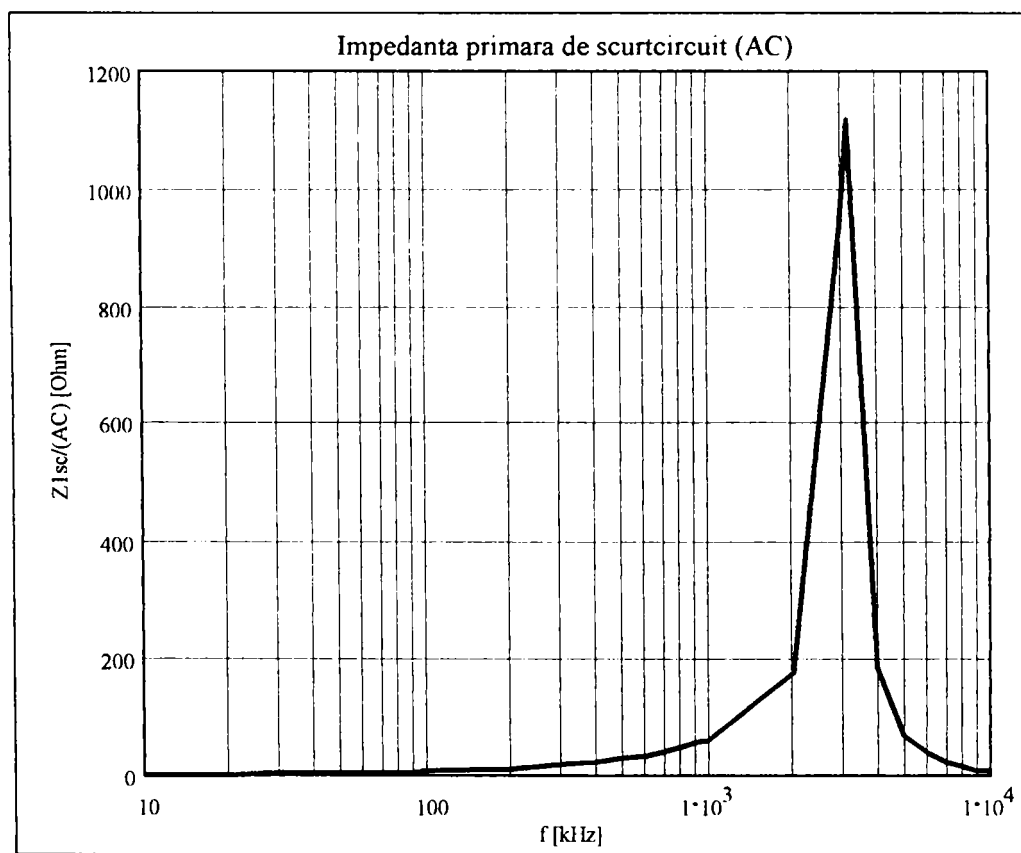
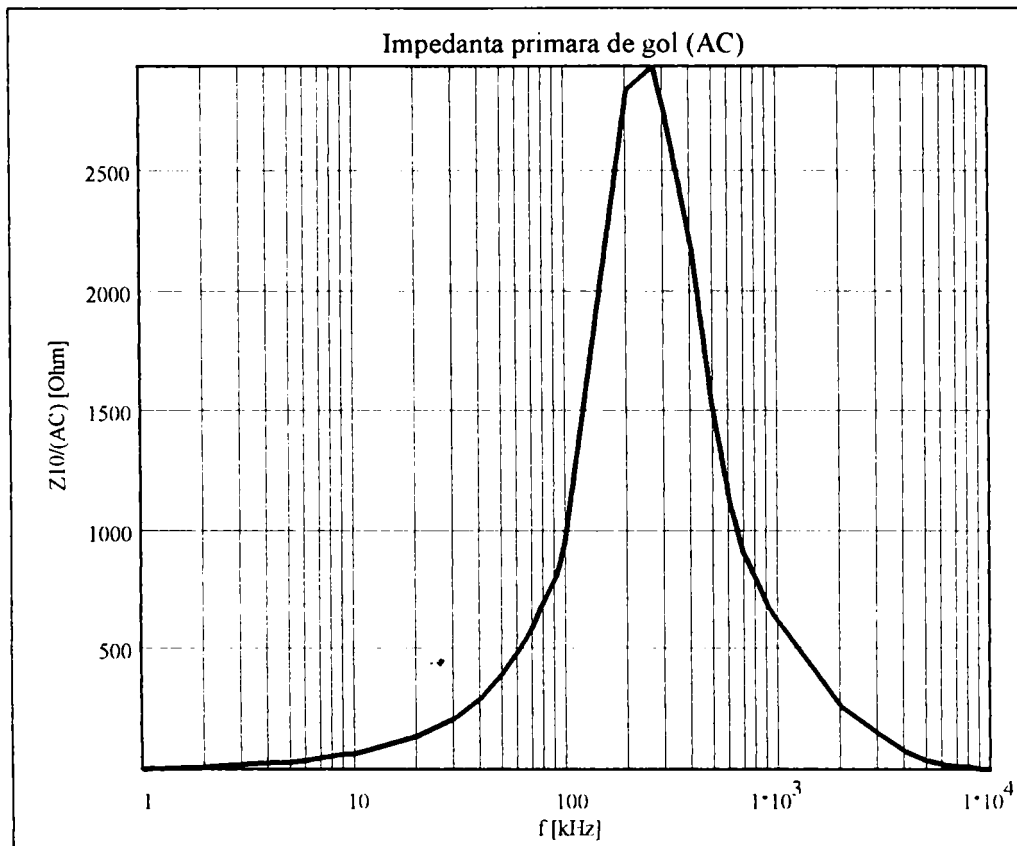
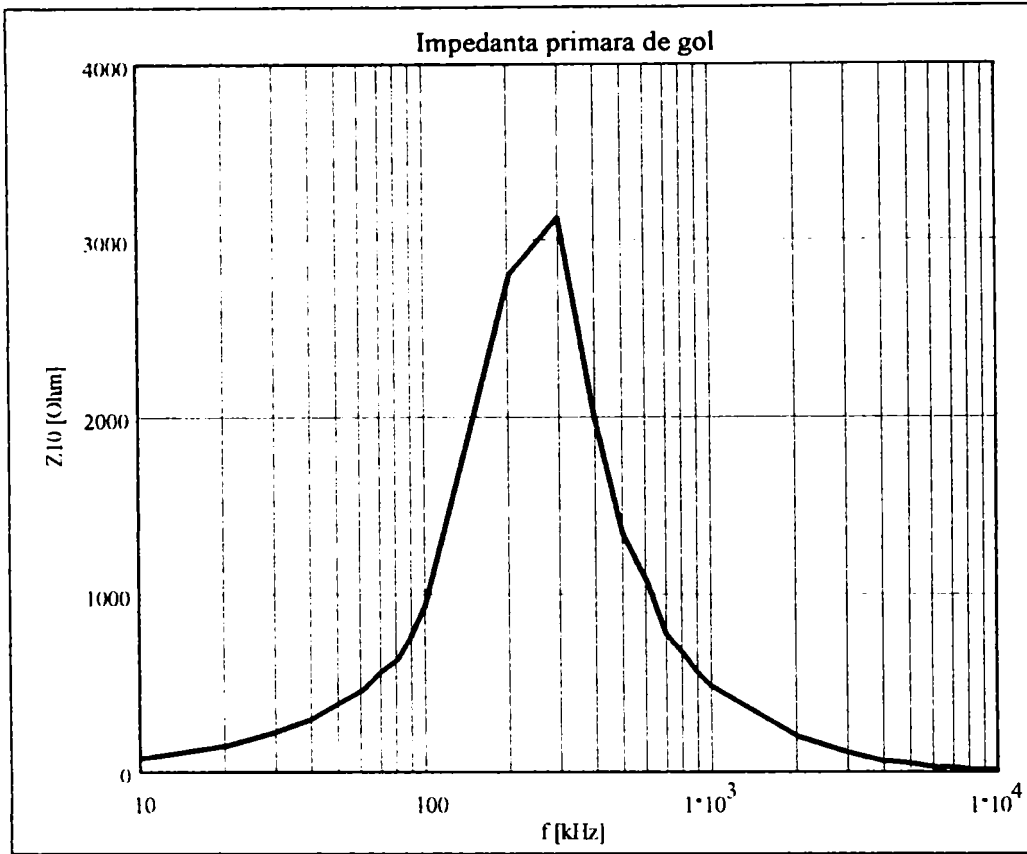
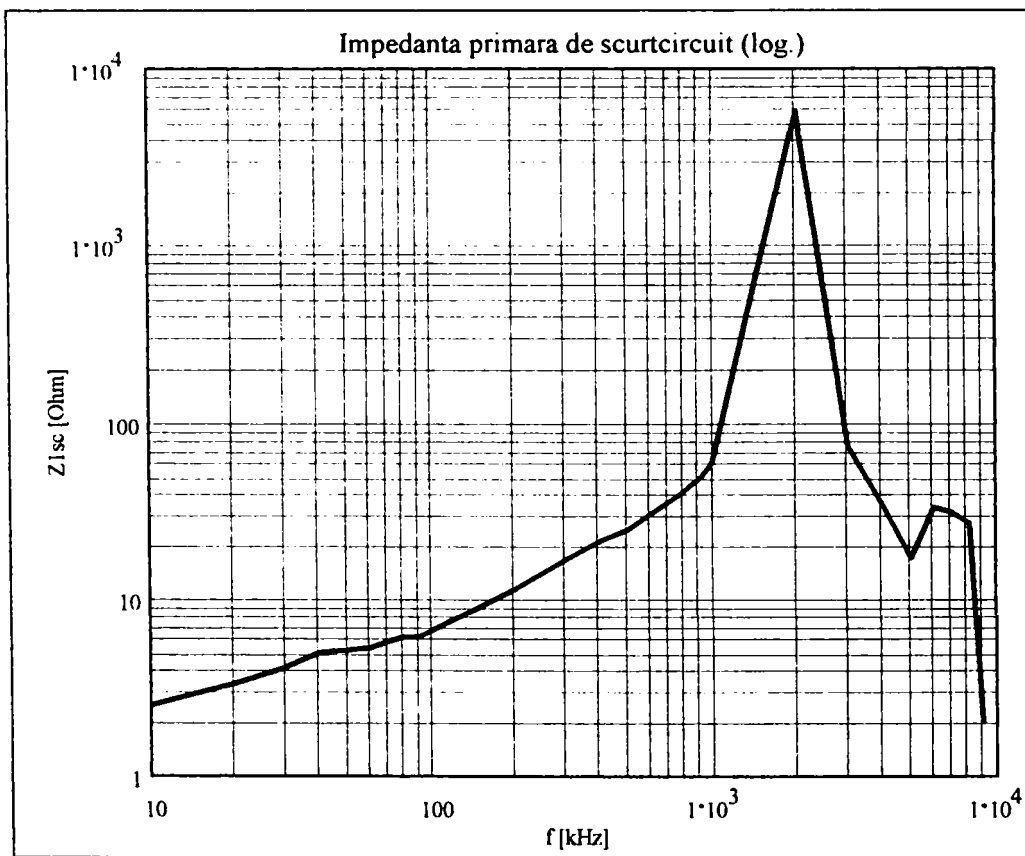


Fig. 2.21. Impedanțele primare cu bornele AC legate: a) impedanța de gol; b) impedanța de scurtcircuit.

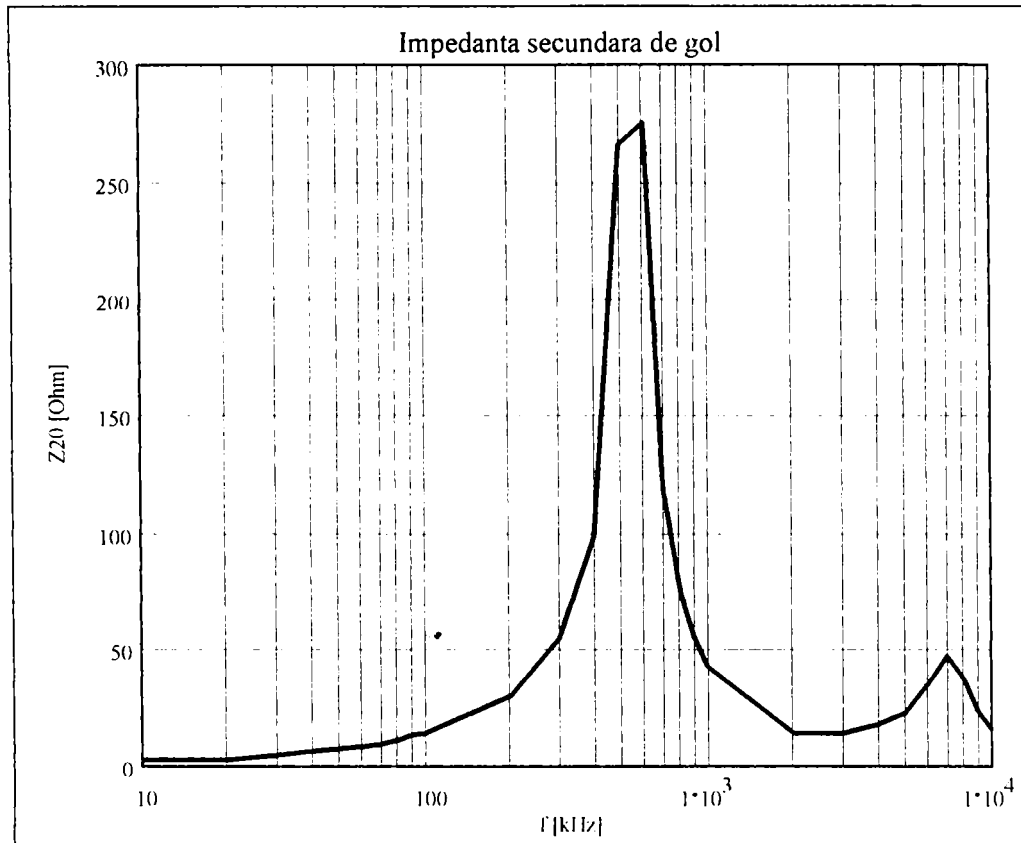


a.

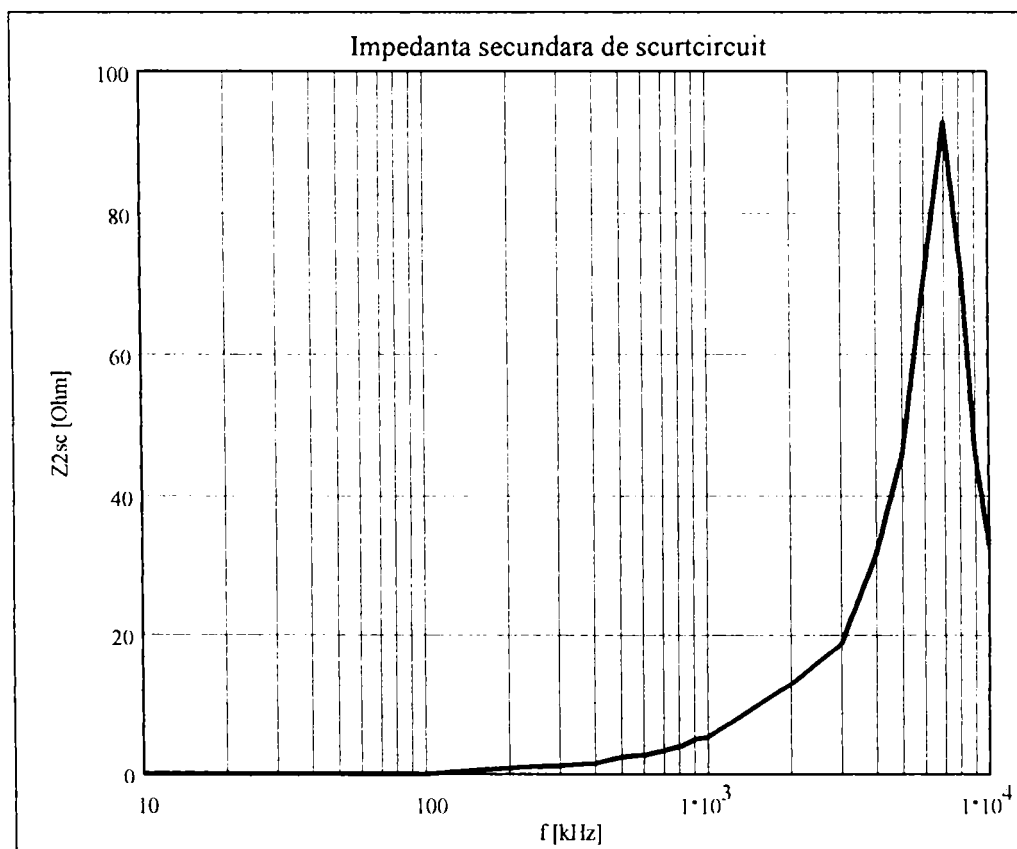


b

Fig. 2.22. Impedanțele primare, borne nelegate: a) gol; b) scurtcircuit. (scară logaritmică).



a.



b.

Fig. 2.23. Impedanțele secundare: a) de gol; b) de scurtcircuit.

Din figurile de mai sus se observă că în regim de gol se manifestă câte o singură rezonanță și anume prima rezonanță paralel. Deși măsurătorile au fost repetate, nu s-au putut evidenția alte rezonanțe. Aceasta se poate explica prin faptul că celelalte rezonanțe sunt în afara domeniului de frecvență investigat, respectiv la frecvențe de peste 10 MHz. Deci, capacitățile parazite care determină aceste rezonanțe sunt de valori foarte mici.

Tabelul 2.6, sintetizează procedura de determinare a coeficienților formei pătratice (2.13). Relațiile de calcul sunt deduse din cele prezentate în tabelul 2.3.

Tabelul 2.6

Schema de conectare	Proba	Frecvența de rezonanță	Relația de calcul al coeficientului formei pătratice
borne B-D legate	gol	f'_2	$C_{22} = \frac{n^2}{2} \cdot (C'_2 + C'_s)$
	scurtcircuit	f'_4	$C_{11} = C'_1 + C'_s$
	gol+scurtcircuit	f'_1, f'_2, f'_4	$C'_{12} = -n \cdot C'_s$
borne A-C legate	gol	f''_2	$C_{23} = \frac{C_{33} + C_{22} - n^2 \cdot (C''_2 + C''_s)}{2}$
	scurtcircuit	f''_4	$C_{13} = \frac{C''_1 + C''_s - (C_{11} + C_{33})}{2}$
borne nelegate	primarul și secundarul scurtcircuitate	---	$C_{33} = C_{P,S}$ ($C_{P,S}$, este capacitatea măsurată direct între primar și secundar)

Coeficientul C_{33} al formei pătratice este singurul parametru care se poate măsura direct, fiind chiar capacitatea dintre primar și secundar, atunci când ambele înfășurări au bornele scurtcircuitate. Prin măsurare directă, a rezultat: $C_{33} = C_{P,S} = 330 \text{ pF}$.

Frecvențele de rezonanță, localizate cu ajutorul osciloscopului, valorile capacităților de model, determinate pe baza frecvențelor de rezonanță cunoscute, precum și alte mărimi de interes sunt prezentate sintetic în tabelul 2.7. Pentru simplificarea notațiilor, în tabel nu s-au mai folosit indicii superiori "prim" ('), respectiv "secund" (") pentru capacitățile de model, păstrându-se doar simbolul generic: C_1, C_2, C_s .

Tabelul 2.7

Schema de conectare	Proba	Frecvența de rezonanță		Capacități de model [pF]			Alte mărimi determinate
		Simbol	Valoare [MHz]	$C_1 + C_2$	$C_2 + C_s$	$C_1 + C_s$	
borne B-D legate	gol	f'_1	0,253	510	-	-	$C_{11}=166$ $C_{22}<28,3$ $C_{12}=?$
		f'_2	>10	-	<14,15	-	
		f'_3	>10	-	-	-	
	scurtcircuit	f'_4	2,92	-	-	166	
borne A-C legate	gol	f''_1	0,270	447,8	-	-	$C_{13}=-354,3$ $C_{23}=?$
		f''_2	>10	-	<14,15	-	
		f''_3	>10	-	-	-	
	scurtcircuit	f''_4	3,16	-	-	141,7	
borne nelegate	gol	f_1	0,245	543	-	-	$C_1=495,9 \text{ pF}$ $C_2=47,9 \text{ pF}$ $C_s=33,8 \text{ pF} (?)$
		f_2	>10	-	<14,15	-	
		f_3	>10	-	-	-	
	scurtcircuit	f_4	1,75	-	-	462,1	

Din tabelul 2.7, se observă că nu se pot determina toți coeficienții formei pătratice, deoarece nu se dispune de setul necesar și suficient de ecuații (frecvențe de rezonanță în gol). De asemenea, se observă că sumele capacităților de model (deci și acestea în parte), în general

nu sunt egale, în variantele de conectare studiate. Suma de capacități (C_2+C_3) nu poate fi evaluată decât numai ca valoare limită maximă, stabilită pe baza faptului că frecvența de rezonanță serie în gol $f_2 > 10\text{MHz}$, în toate cele trei cazuri studiate. Totodată, se observă că în cazul transformatorului cu borne nelegate, capacitatea C_s are o valoare negativă, ceea ce se poate explica prin faptul că aceasta fie, într-adevăr are o valoare foarte mică, fie sensibilitatea mijloacelor de măsurare nu a permis depistarea frecvențelor de rezonanță serie, f_2 , respectiv paralel, f_3 , deși aceste rezonanțe se produceau.

2.3.4. Evaluarea prin simulare în PSpice a modelului liniar cuadripolar de transformator la înaltă frecvență

Pentru evaluarea prin simulare, s-a ales modelul de transformator cu trei capacități, prezentat în fig. 2.15, cu borne nelegate. Pentru schema din fig. 2.15, valorile elementelor de circuit s-au stabilit astfel:

- transformatorul este de tipul cu două înfășurări, cu raportul de transformare $n=2$, modelul de transformator ideal utilizat are schema dată în fig. 2.24, [77]; modelul constă, în primar dintr-o sursă de tensiune controlată în tensiune (**Eprim**), în serie cu o sursă independentă de tensiune de $0V$, (**Vsense**), pe post de senzor de curent; în secundar, modelul conține o sursă de curent (**Fsec**), controlată de curentul prin sursa de tensiune **Vsense** din primar, amplificat cu raportul de transformare, [155,156,157];
- rezistențele înfășurărilor sunt cele măsurate în curent continuu ($R_1+R'_2 = 60\text{m}\Omega$);
- valoarea rezistenței corespunzătoare pierderilor în miez (R_0) a fost ajustată astfel încât modulul impedanței la rezonanță, rezultat din simulare, să fie cât mai apropiat ca valoare de cel rezultat din determinări experimentale; s-a luat $R_0 = 3\text{k}\Omega$;
- valorile capacităților de model s-au ales astfel încât să fie respectată relația lui Thompson pentru rezonanțele depistate experimental: din relația corespunzătoare frecvenței f_1 , rezultă suma $C_1+C_2 = 543\text{pF}$, respectiv, din relația corespunzătoare frecvenței de rezonanță f_4 , rezultă suma $C_1+C_s = 462,1\text{pF}$. S-au ales valorile: $C_1 = 460\text{pF}$, $C_2 = 83\text{pF}$, $C_s = 2,1\text{pF}$.
- în schema de simulare au fost introduse rezistențe de valori foarte mici ($1\mu\Omega$) în serie cu elementele reactive de circuit, pentru respectarea regulilor impuse de simulatorul PSpice;
- pentru asigurarea unui referențial unitar al potențialelor electrice, s-a introdus o rezistență de izolație primar-secundar de $10\text{M}\Omega$.

Programul de simulare este prezentat în fig. 2.25. S-a utilizat analiza de curent alternativ de semnal mic (**.AC**), frecvența sursei de alimentare (V_1), fiind variată pe decade, în intervalul $10\text{kHz} \dots 10\text{MHz}$. Amplitudinea tensiunii sursei V_1 , este de $1V$. Rezistența de sarcină a transformatorului, R_s , este parametrizată la două valori extreme: valoarea de gol ($10\text{M}\Omega$), respectiv valoarea de scurtcircuit ($1\mu\Omega$). S-a utilizat instrucțiunile simulatorului PSpice [**STEP PARAM LIST**], [154,155,156]. Simularea s-a efectuat pentru transformator în regimurile de gol și de scurtcircuit.

Rezultatele simulării sunt prezentate în fig. 2.26. Din compararea diagramelor simulate cu cele din fig. 2.22, se poate remarca o bună concordanță între simulare și determinarea experimentală. Se observă că în scurtcircuit, modelul transformatorului (și transformatorul ca atare) se comportă mai selectiv în raport cu frecvența de rezonanță.

Rezultatele analizei și modelării cuadripolare liniare ale transformatorului la înaltă frecvență sunt utile pentru studiul comportării acestuia în cadrul unui convertor static de putere respectiv, pentru evidențierea influenței pe care parametrii de model ai transformatorului o au asupra comportării de ansamblu a convertorului.

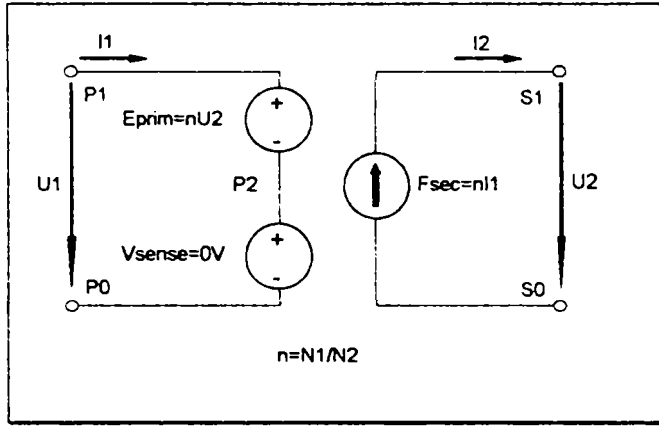


Fig. 2.24. Schema electrică de simulare a unui transformator ideal cu două înfășurări.

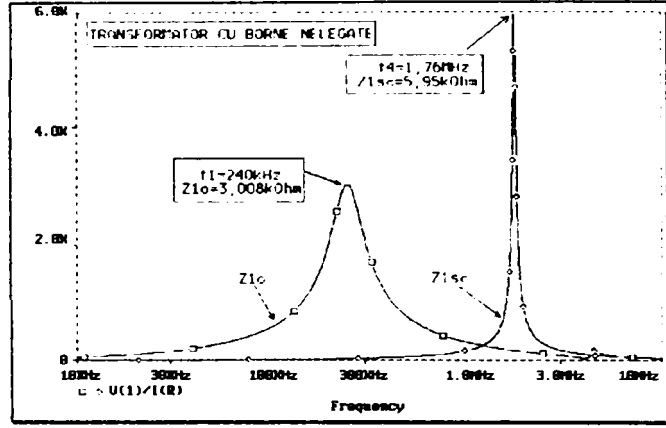


Fig. 2.26. Diagramele de variație cu frecvența ale modulelor impedanțelor de gol și de scurtcircuit rezultate din simulare

```

*ANALIZA MODEL TRANSF. LA INALTA FRECV.
*
V1 1 0 AC 1
R 1 2 1uOhm
*
C1 2 8 460pF
Rc1 8 0 1uOhm
C2 5 11 83pF
Rc2 11 0 1uOhm
Cs 2 5 2.1pF
*
R1 2 3 30mOhm
Lsc 3 4 17.9mH
R2 4 5 30mOhm
R01 3 0 6k
R02 4 0 6k
L01 3 9 1.552mH
RL01 9 0 1uOhm
L02 4 10 1.552mH
RL02 10 0 1uOhm
*
XTR 5 0 6 7 TRANS_IDEAL
Riz 7 0 10MEG
*
.PARAM Rsarc=1
Rs 6 7 {Rsarc}
.STEP PARAM Rsarc LIST 10MEG 1uOhm
*
.SUBCKT TRANS_IDEAL 101 103 104 105
Epri 101 102 104 105 2
Vsense 102 103 0V
Fsec 105 104 Vsense 2
.ENDS
.AC LIN 1000 10k 10MEG
.PROBE
.END
    
```

Fig. 2.25. Programul de analiză în PSpice a modelului de transformator la înaltă frecvență.

3. SOLUȚII ȘI TENDINȚE PRIVIND CONVERTOARELE STATICE UTILIZATE LA REALIZAREA SURSELOR CU INVERTOR PENTRU SUDARE CU ARC ELECTRIC

3.1. Topologii de convertoare statice de putere utilizate la realizarea surselor cu invertor pentru sudare cu arc electric

Realizarea surselor de putere cu invertor pentru sudarea cu arc electric presupune materializarea a diverse topologii de surse de putere (convertoare) în comutație la înaltă frecvență. Converterul în comutație reprezintă un ansamblu compus din elemente de stocare a energiei și comutatoare electronice care sunt conectate electric într-o anumită topologie, astfel încât acțiunile de comutație periodică ale comutatoarelor controlează transferul dinamic al puterii de la intrare spre ieșire, în scopul producerii conversiei dorite a parametrilor puterii electrice (tensiune, curent, frecvență) [7,27,35,77,78,91,107]. Considerațiile care stau la baza alegerii tipului de convertor pentru o aplicație dată sunt:

- aptitudinile configurației de a satisface cerințele electroenergetice specifice aplicației (nivel de putere, tensiuni/curenți, randament, factor de putere, caracteristici dinamice, etc);
- gradul de fezabilitate economică;
- nivelul de generare a perturbațiilor radioelectrice (EMI), și a armonicilor de conducție la interfața cu rețeaua electrică de alimentare;
- restricțiile privind gabaritul și masa.

Tabloul valorilor caracteristice care definesc mediul electroenergetic de utilizare/aplicare al surselor de putere cu invertor pentru sudare cu arc electric este prezentat în tabelul 3.1.

Tabelul 3.1

Nr. crt.	Parametru	Valoare caracteristică	
		Alimentare monofazată	Alimentare trifazată
1	Tensiune rețea de alimentare, [V]	220±10%	380±10%
2	Frecvența tensiunii de alimentare, [Hz]	50	50
3	Putere aparentă absorbită, [kVA], (DA=100%)	≤5	≤25
4	Curent absorbit din rețea, [A], (DA=100%)	≤25	≤50
5	Frecvența de funcționare (comutație) a blocului invertor, [kHz]	20...100	20...100
6	Tensiune de ieșire, în gol, [V]	65...95 (32-MIG)	65...95 (32-MIG)
7	Domeniu de curent de ieșire, [A], (DA=60%)	5...200	5...375(500-MIG)
8	Putere activă maximă de ieșire, [kW], (DA=60%)	5	20
9	Randament	0,8...0,9	0,8...0,9
10	Factor de putere, k	0,8...0,97	0,8...0,97

Schemele (topologiile) care corespund aplicației de sudare cu arc electric sunt de tip forward dublu, semipunte, respectiv punte. Aceste scheme de circuit permit vehicularea și procesarea puterii necesare arcului electric de sudare la parametrii ceruți, în condiții de asigurare a stabilității statice și dinamice. Totodată, aceste scheme permit utilizarea optimă, din punct de vedere al solicitărilor în tensiune și curent, a dispozitivelor semiconductoare de putere (tranzistoare MOSFET, sau IGBT) disponibile comercial la ora actuală. În continuare,

se prezintă o evaluare a caracteristicilor de performanță a câtorva topologii de invertoare utilizate la realizarea surselor de putere pentru sudare cu arc electric.

3.1.1. Sursă de putere cu inverter de tip forward cu două tranzistoare

Schema din fig. 3.1. reprezintă un convertor în comutație de tip forward (direct), implementat cu două tranzistoare de putere, Q_1 , Q_2 , cu demagnetizarea miezului transformatorului T obținută prin structura de tip semipunte realizată cu diodele D_1 , D_2 . Tranzistoarele sunt comandate simultan de circuitul de comandă (driver). Tensiunea pe un tranzistor este jumătate din valoarea corespunzătoare topologiei forward cu un singur tranzistor și anume este egală cu $U_d/2$. Factorul de umplere maxim este $D_{max}=0,5$. Reglarea puterii de ieșire se realizează prin regulatorul PWM, la frecvență de comutație constantă, prin modificarea factorului de umplere, respectiv a timpului de conducție al tranzistoarelor, [2.1, 2.2, 2.3, 2.4].

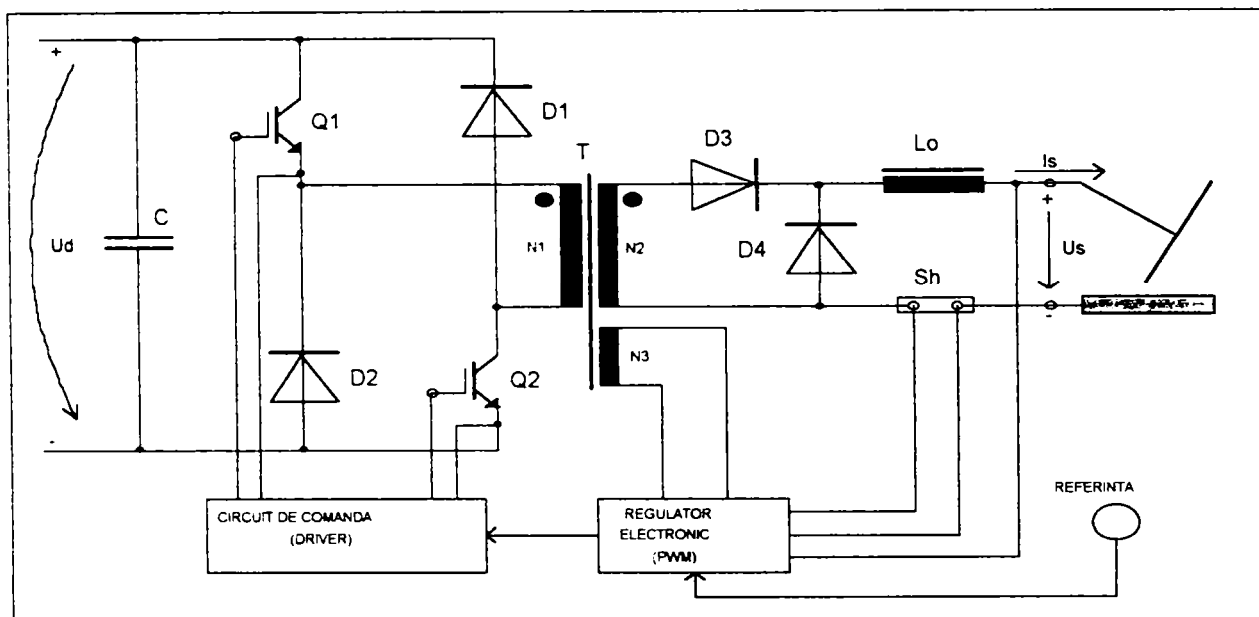


Fig. 3.1. Sursă de putere pentru sudare cu inverter tip forward cu două tranzistoare.

Acest tip de schemă de inverter este întâlnit la surse de putere ca EW 160/ELECTRONIC WELDING SYSTEMS - ITALIA (an fabricație 1995), respectiv EL 140/REHM - GERMANIA, (an fabricație 1997), surse destinate sudării MMA, WIG/TIG, [148]. Sursele se alimentează monofazat, la tensiunea de fază de 220V. Comutatoarele de putere (Q_1 , Q_2), sunt realizate fiecare, din mai multe tranzistoare IGBT conectate în paralel.

3.1.2. Sursa de putere cu inverter tip forward cu structură push-pull

Topologia reprezentată în fig. 3.2 exploatează o variantă a sursei de tip forward cu două tranzistoare, la care transformatorul de adaptare are înfășurarea primară secționată, punctul median fiind conectat la punctul neutru constituit de condensatoarele C_1 , și C_2 . Astfel, tensiunea pe tranzistoare și deci pe secțiunile înfășurării primare se reduce la jumătate din valoarea tensiunii continue de intrare în inverter, $(1/2U_d)$. Tranzistoarele pot fi comandate fie simultan, fie alternativ, în acest din urmă caz, frecvența tensiunii de ieșire devine egală cu dublul frecvenței de comutație, ceea ce duce la reducerea riplului curentului de ieșire, respectiv la micșorarea valorii inductanței de filtraj a curentului. Avantajele schemei rezidă în reducerea tensiunii pe tranzistoare și în dublarea frecvenței tensiunii de ieșire. Dezavantajele constă în complexitatea sporită a structurii, respectiv a construcției transformatorului de adaptare.

Exemple de surse de putere cu inverter având schema din fig. 3.2, sunt sursele de putere cu inverter pentru sudare MMA, WIG/TIG, de tip EL 180, EL 250, EL 350, de fabricație REHM/GERMANIA, alimentate de la rețeaua trifazată (an fabricație 1997), [148].

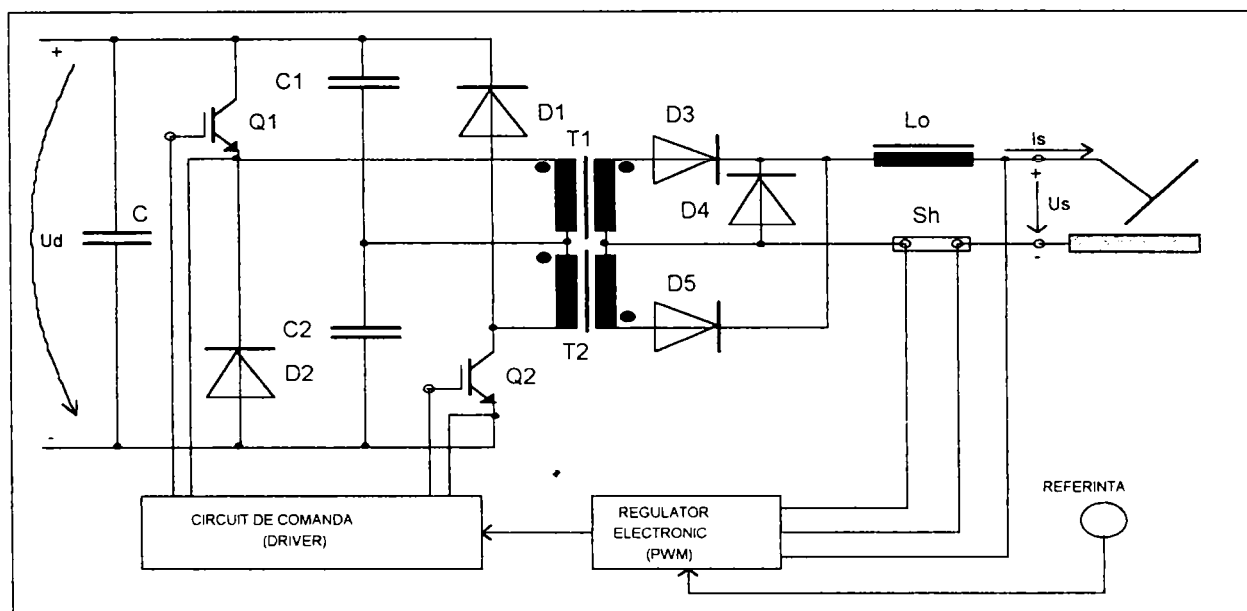


Fig. 3.2. Sursă de putere pentru sudare cu inverter de tip dublu forward.

3.1.3. Sursa de putere cu inverter tip semipunte

În fig. 3.3 se prezintă o posibilă configurație de sursă de putere cu inverter având topologia semipunte ("Half-Bridge"). Tranzistoarele Q_1 , Q_2 , sunt comandate pentru a conduce alternativ, fiecare câte o semiperioadă. Reglajul puterii de ieșire a sursei se realizează printr-o tehnică PWM de modificare a timpului mort dintre intervalele de conducție ale celor două tranzistoare. Tensiunea pe tranzistoare este egală cu $1/2U_d$, ceea ce este un avantaj al schemei semipunte în comparație cu alte scheme (contratimp, punte). Diodele de revenire D_1 , D_2 , sunt solicitate la tensiunea U_d ; de asemenea ele trebuie să aibă un timp de revenire foarte scurt (zeci de ns). Uzual, se pot utiliza diodele incorporate în tranzistoarele IGBT. Condensatorul C_3 are rolul de blocare a componentei continue a curentului prin înfășurarea primară a transformatorului; acesta poate fi omis în unele aplicații, [35,91].

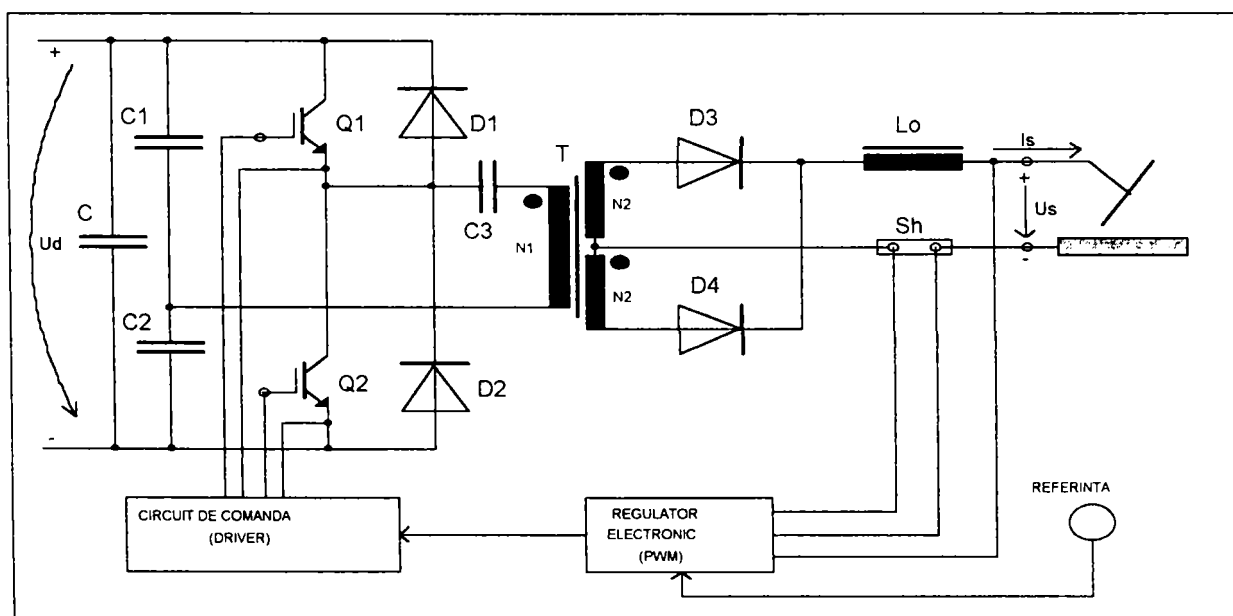


Fig. 3.3. Sursă de putere pentru sudare cu inverter tip semipunte.

3.1.4. Sursă de putere cu invertor tip punte

Sursa de putere în comutație de tip punte, fig. 3.4, permite procesarea unor puteri mai mari decât celelalte configurații. În acest caz se utilizează patru comutatoare electronice (tranzistoare): Q_1 , Q_2 , Q_3 , Q_4 , care sunt comandate să conducă alternativ, câte două, în diagonală, de pe fiecare braț al punții: Q_1 cu Q_3 , respectiv Q_2 cu Q_4 . Tensiunea pe tranzistoare este egală cu U_d , iar curentul prin tranzistoare, la putere egală, este jumătate față de curentul prin tranzistoarele aferente unei semipunți. Circuitele pentru comanda tranzistoarelor (drive) Q_1 , Q_3 , trebuie să fie izolate de cele necesare pentru comanda tranzistoarelor Q_2 , Q_4 , [7,27,35,77,78,91].

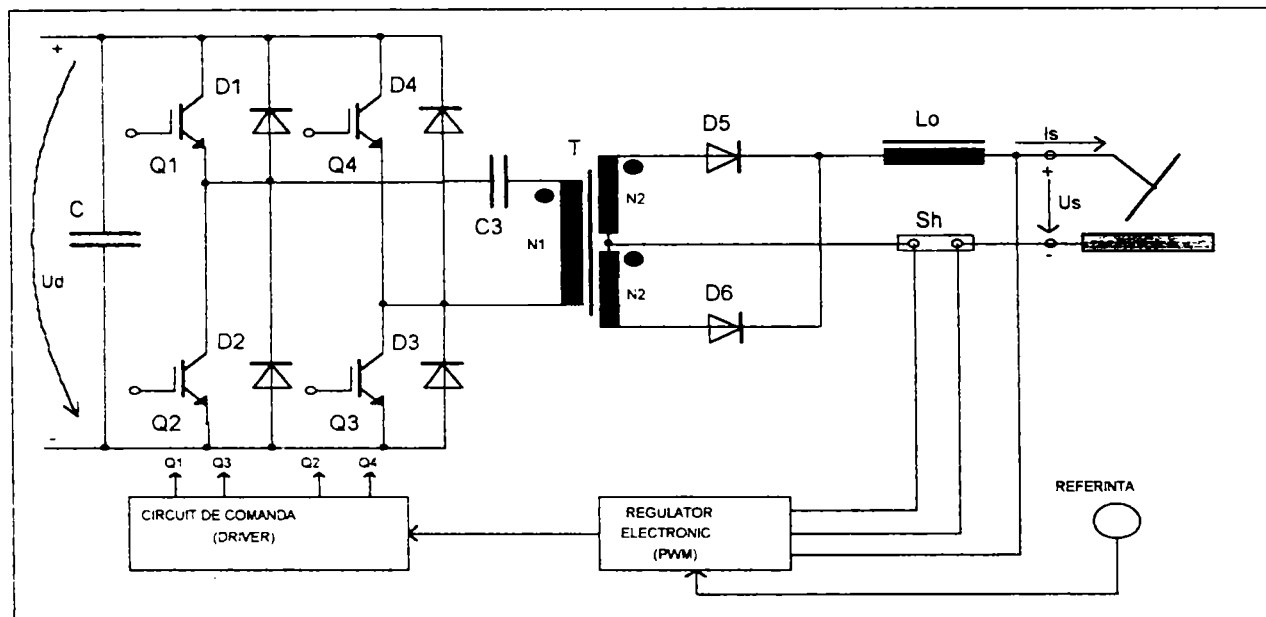


Fig. 3.4. Sursă de putere pentru sudare de tip Punte.

Reglajul puterii de ieșire se realizează printr-o tehnică PWM la frecvență constantă, respectiv prin modificarea intervalului de decalaj (timp mort) dintre comenzile succesive ale grupurilor de tranzistoare care conduc simultan. Factorul de umplere maxim, pentru un cuplu de tranzistoare este $D_{max}=0,5$. Condensatorul C_3 are același rol ca și la schema semipunte, și anume de blocare a componentei continue a curentului prin înfășurarea primară a transformatorului T. Schema în punte are principalul dezavantaj legat de numărul dispozitivelor semiconductoare de putere utilizat, precum și de complexitatea structurală, inclusiv dificultatea comenzii.

O caracteristică comună configurațiilor semipunte și punte este simetria, ceea ce determină o conducție în ambele sensuri a curentului prin înfășurarea primară a transformatorului de adaptare (excitare bidirecțională), cu efecte favorabile asupra comportării miezului feromagnetic, evitându-se saturarea acestuia. În cazul schemelor de tip forward, excitarea miezului transformatorului se face unidirecțional (fără schimbarea polarității curentului prin înfășurarea primară).

Redresorul secundar este de tip cu punct median la toate tipurile de convertoare prezentate, cu excepția celui de tip forward cu două tranzistoare (fig. 3.1), diodele fiind ultrarapide (timp de revenire de ordinul zecilor de ns).

Filtrajul curentului de ieșire se realizează prin intermediul unei inductivități de netezire, L_o , a cărei valoare este de ordinul zecilor de μH .

Toate sursele de putere, indiferent de tipul de schemă adoptat, sunt prevăzute cu reacție de curent și de tensiune, reglajul puterii la ieșire făcându-se prin tehnici specifice de modulare în lățime de puls (PWM - "Pulse Width Modulation").

3.2. Tehnici de comandă PWM utilizate la sursele de putere cu invertor în comutație

3.2.1. Principiul tehnicilor PWM

Principalul avantaj al convertoarelor în comutație este conferit de posibilitatea reglajului, care, în funcție de schema de comandă, poate fi, [7,77,78,91]:

- **reglajul sarcinii:** evaluat prin variația tensiunii de ieșire, determinată de o variație a curentului de sarcină de $1mA$;
- **reglajul liniei de alimentare:** evaluat prin variația tensiunii de ieșire, determinată de o variație a tensiunii de alimentare (rețea) de $1V$.

Astfel, modificând durata de conducție a tranzistoarelor de comutație ale unui convertor, se poate menține constant un parametru la ieșire (tensiune, curent), la variații ale tensiunii de alimentare, respectiv ale sarcinii.

Metoda cea mai uzuală de comandă a convertoarelor în comutație este cea de modulare în lățime de puls (PWM). La ora actuală, există o mulțime de circuite integrate (controlere) PWM sub aspectul ofertei comerciale și al diversității strategiilor PWM implementate.

Schema bloc a unui circuit integrat modulator PWM, reprezentată în fig. 3.5, iar diagramele formelor de undă asociate sunt prezentate în fig. 3.6, [91]. Amplificatorul de eroare AE compară tensiunea prescrisă drept referință, U_p , cu o tensiune de reacție U_r , proporțională cu tensiunea/curentul de la ieșirea sursei de putere. Tensiunea de eroare, U_e , se compară, în comparatorul C, cu o tensiune liniar-variabilă (dinte de fierăstrău, rampă) furnizată de un oscilator. Tensiunea de la ieșirea oscilatorului comandă și circuitul basculant bistabil CBB. Tensiunea dreptunghiulară dată de comparatorul C, împreună cu nivelele logice furnizate de CBB (U_q, \bar{U}_q), se aplică la intrarea porților logice ȘI/1, ȘI/2. La ieșirea porților logice rezultă tensiunile (semnalele) de comandă modulate în durată, U_A, U_B . Aceste semnale, trecute prin etaje tampon, se aplică apoi pentru comanda tranzistoarelor de putere, modulând durata de conducție a fiecărui tranzistor în funcție de abaterea dintre nivelul prescris și nivelul real al mărimii de ieșire.

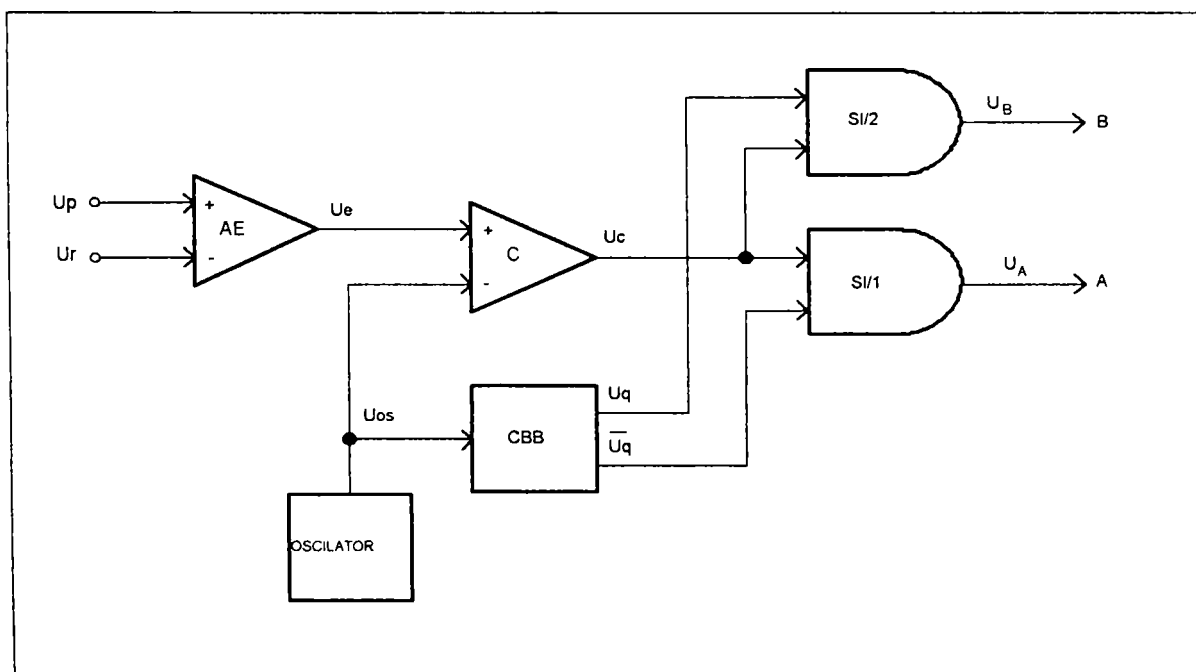


Fig. 3.5. Schema bloc a unui circuit integrat modulator PWM.

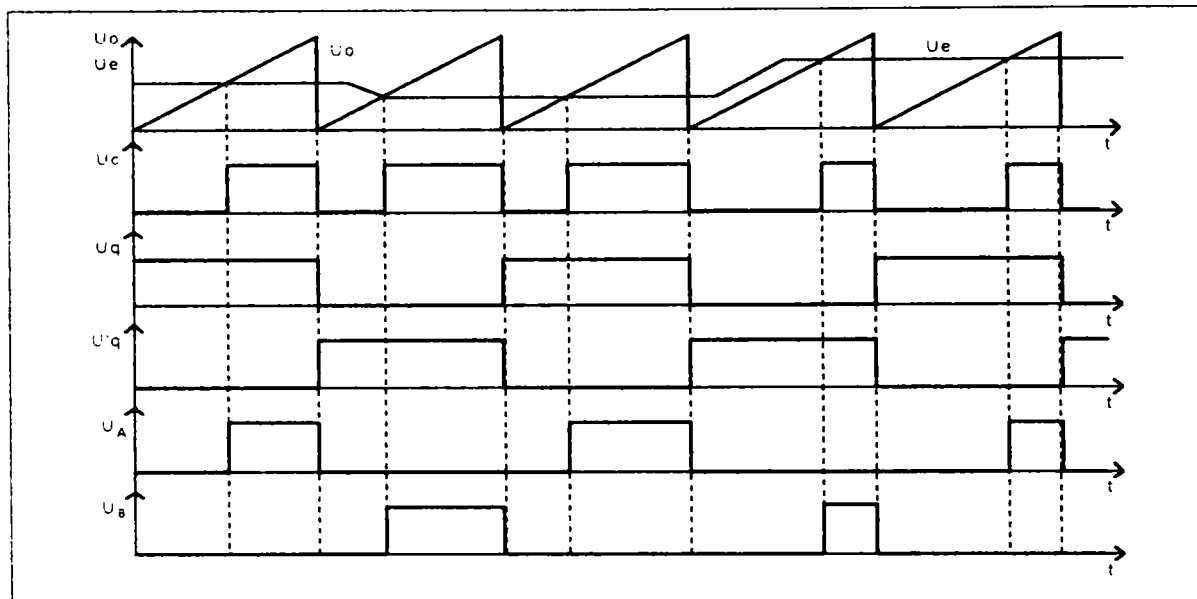


Fig. 3.6. Diagrama formelor de undă asociate modulatorului PWM.

Modulatoarele PWM pot opera fie la frecvență fixă, fie la frecvență variabilă, principalele caracteristici fiind prezentate succint în tabelul 3.2.

Tabelul 3.2

	Tip generic	Caracteristica	Observații
PWM	Frecvență fixă	t_c - variabil	- varianta cea mai utilizată; - ușor de implementat; - largă disponibilitate comercială; - EMI ușor controlabilă.
	Frecvență variabilă	t_c - constant; t_p - variabil	- implementare mai complicată; - mai puțin disponibilă comercial; - apare EMI neprevăzute datorate modificării frecvenței.
		t_c - variabil; t_p - constant	
t_c - variabil; t_p - variabil			

În tabelul 3.2, timpii t_c respectiv t_p reprezintă timpii de conducție, respectiv de pauză pentru tranzistoarele de putere cu rol de comutatoare comandate. Durata relativă de conducție sau factorul de umplere, D , se exprimă prin relația:

$$D = \frac{t_c}{t_c + t_p} = \frac{t_c}{T} = f \cdot t_c \quad (3.1)$$

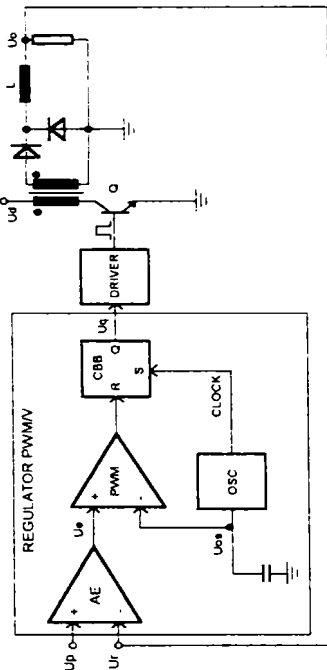
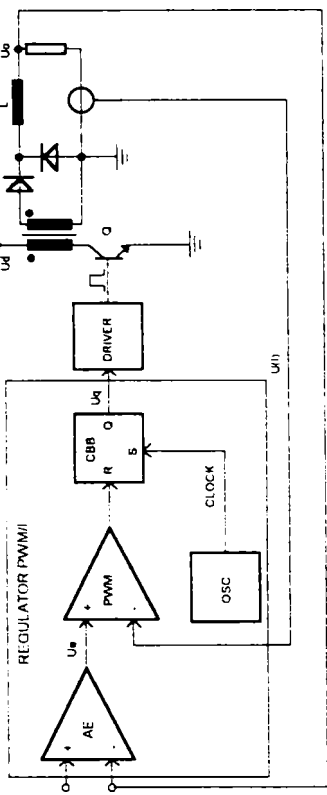
unde: T , reprezintă perioada, iar f , frecvența de comutație a tranzistoarelor.

În funcție de semnalul de reacție utilizat, tehnicile de modulare PWM pot fi de două feluri [7,20,68,77,78,91]:

- cu culegerea semnalului de reacție din tensiunea de ieșire (PWM/V);
- cu culegerea semnalului de reacție atât din tensiunea de ieșire cât și din curent (PWM/I).

O caracterizare sintetică a celor două tehnici de modulare PWM este prezentată în tabelul 3.3.

Tabelul 3.3

Tip tehnică PWM/ Caracteristică	PWMV	PWMI
<p>Schema de principiu</p>		
<p>Caracteristici funcționale</p>	<ul style="list-style-type: none"> - Prima tehnică PWM utilizată la surse de putere în comutație; - Conține o singură buclă de control (de tensiune); - Reglajul PWM se realizează prin compararea semnalului de tensiune de eroare (U_a), cu semnalul de tensiune rampă (U_{os}), furnizat de oscilator; - Limitarea curentului se realizează separat. - Prezența unei singure bucle de control, ceea ce favorizează o concepție și realizare mai simplă; - O tensiune U_{os} de amplitudine suficient de mare oferă o bună margine de zgomot, pentru realizarea unui proces de modulare stabil. 	<ul style="list-style-type: none"> - Există două bucle de control (de tensiune și de curent); - Oscilatorul se utilizează numai ca generator de semnal de ceas (clock), care furnizează o frecvență fixă; - Semnalul de tensiune în rampă este înlocuit cu un semnal de tensiune, $U(i)$, extras din curentul prin bobina de filtrare de la ieșiri a sursei.
<p>Avantaje</p>		<ul style="list-style-type: none"> - Răspuns rapid la variația tensiunii de alimentare (intrare); - Se elimină variația amplificării buclei cu variația tensiunii de intrare; - Limitarea inerentă a curentului (puls cu puls) realizată prin limitarea/tăierea comenzii din amplificatorul de eroare; - Este recomandabilă la sursele de putere cu invertor pentru sudare cu arc electric.

3.2.2. Tehnica PWM "Phase-Shifted Control"

O strategie PWM de control la frecvență de comutație constantă, aplicată la sursele cu inverter pentru sudare cu arc electric este controlul prin defazarea comenzilor tranzistoarelor ("Phase Shifted Control"), [5,19,20,32]. În cazul unei topologii de tip punte (fig. 3.4), această modalitate de control constă în aplicarea unei tensiuni dreptunghiulare înfășurării primare a transformatorului, rezultată prin procesul de conducție alternativă a tranzistoarelor punții, fig. 3.7. Semnalele de comandă ale tranzistoarelor de pe același braț al punții sunt în antifază (defazate cu 180°).

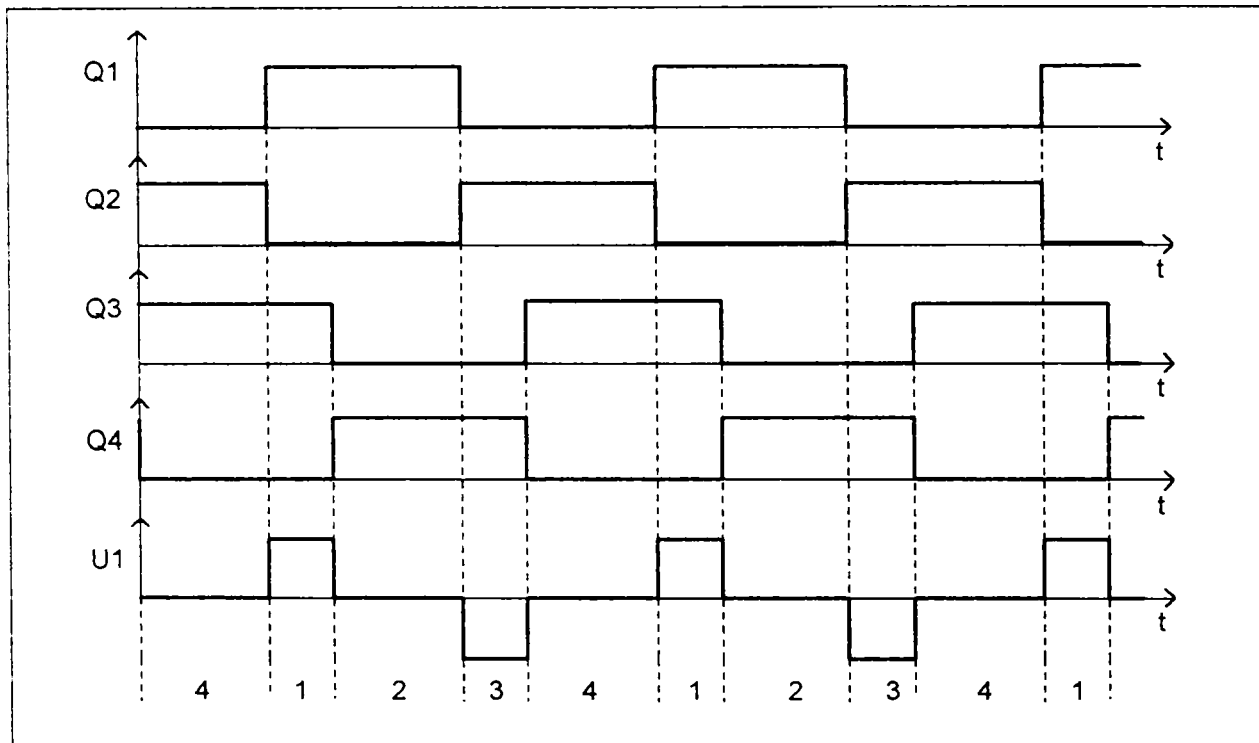


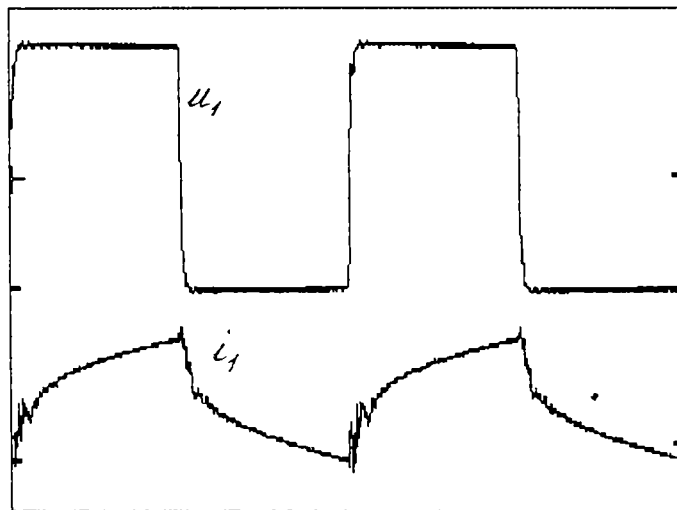
Fig. 3.7. Formele de undă asociate comenzii tranzistoarelor și tensiunii primare a transformatorului la controlul prin defazare.

Astfel, conform fig. 3.7, semnalele de comandă ale tranzistoarelor Q3, Q4, sunt defazate față de cele ale tranzistoarelor Q1, Q2, pentru a crea factorul de umplere (D) necesar producerii nivelului corespunzător de putere la ieșirea sursei. Se disting, în funcționare patru intervale distincte repetitive:

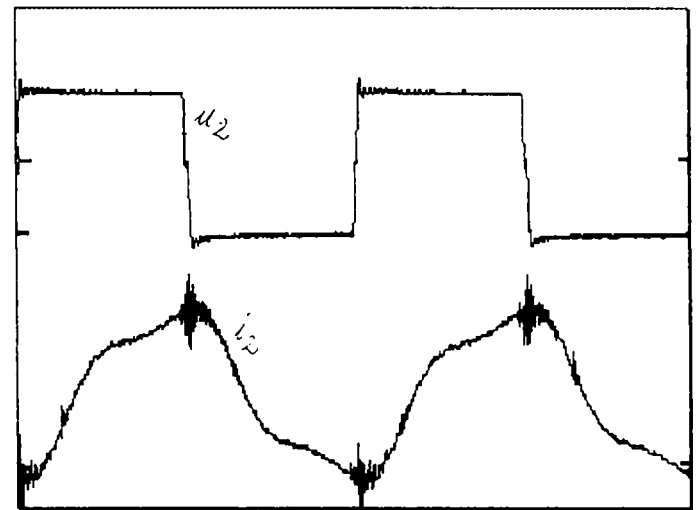
- 1 Q1=ON, Q3=ON, Q2=OFF, Q4=OFF: tensiunea, considerată pozitivă, se aplică primarului transformatorului, și are loc transferul de putere spre circuitul secundar (sarcină);
- 2 Q1=ON, Q4=ON, Q2=OFF, Q3=OFF: are loc scurtcircuitarea bornelor înfășurării primare, tensiunea primară fiind nulă; nu se transferă putere secundarului, puterea necesară sarcinii este furnizată de elementele reactive (de stocare) de la ieșirea sursei (L_o, C_o);
- 3 Q4=ON, Q2=ON, Q1=OFF, Q3=OFF: se aplică o tensiune negativă înfășurării primare a transformatorului, și se transferă din nou putere secundarului (sarcinii);
- 4 Q2=ON, Q3=ON, Q1=OFF, Q4=OFF: se scurtcircuitează din nou primarul transformatorului, neavând loc transfer de putere spre secundar, situație similară intervalului 2.

Circuitul funcționează astfel în regim de comutație grea ("hard switching"), rezultând pierderi de putere la comutația tranzistoarelor. Totodată, înfășurarea primară a transformatorului este periodic scurtcircuitată. Pentru a se evita scurtcircuitarea acesteia, se poate recurge la întârzierea intrării în conducție a unui tranzistor până ce tranzistorul de pe același braț al punții este blocat.

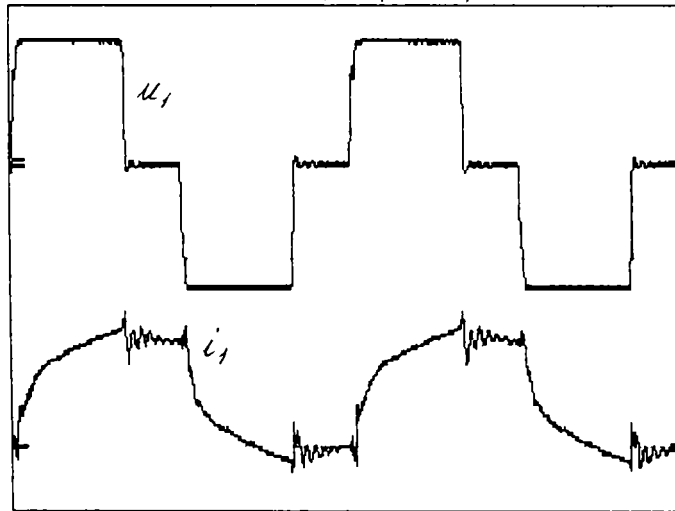
Pentru exemplificare, în fig. 3.8, se prezintă formele de undă asociate tensiunii/curentului din primar, iar în fig. 3.9, valorile corespunzătoare ale tensiunii/curentului din secundarul transformatorului, oscilografiate la o sursă cu inverter în punte, pentru sudare cu arc electric, încărcată la ieșire cu o rezistență ajustabilă. Schema electrică de principiu a sursei este prezentată în Anexa 3.1, [148].



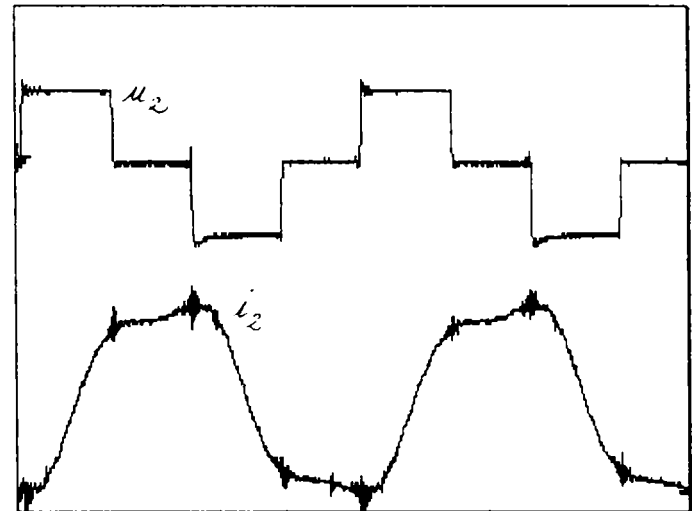
a. rezistența de sarcină R_1 (u : 200V/div.; i : 0,5A/div.; t : 2 μ s/div.)



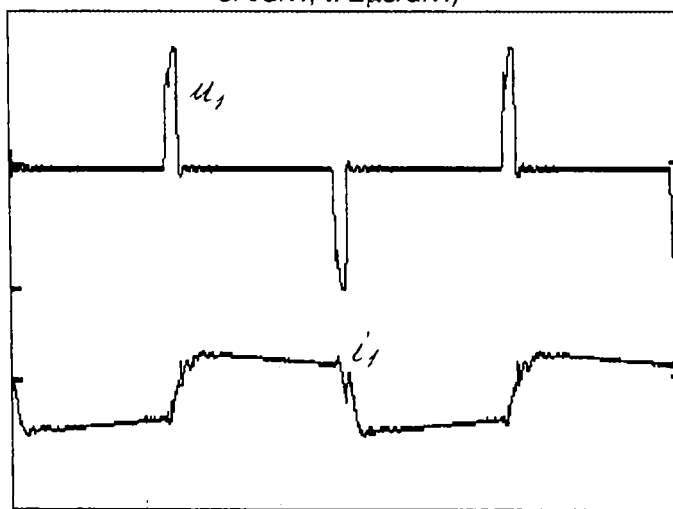
a. rezistența de sarcină R_1 (u : 200V/div.; i : 5A/div.; t : 2 μ s/div.)



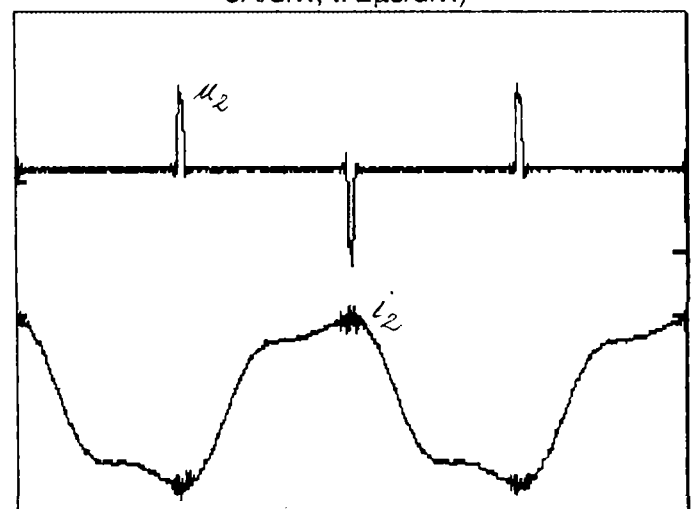
b. rezistența de sarcină $R_2 < R_1$ (u : 200V/div.; i : 5A/div.; t : 2 μ s/div.)



b. rezistența de sarcină $R_2 < R_1$ (u : 200V/div.; i : 5A/div.; t : 2 μ s/div.)



c. scurtcircuit (u : 200V/div.; i : 10A/div.; t : 2 μ s/div.)



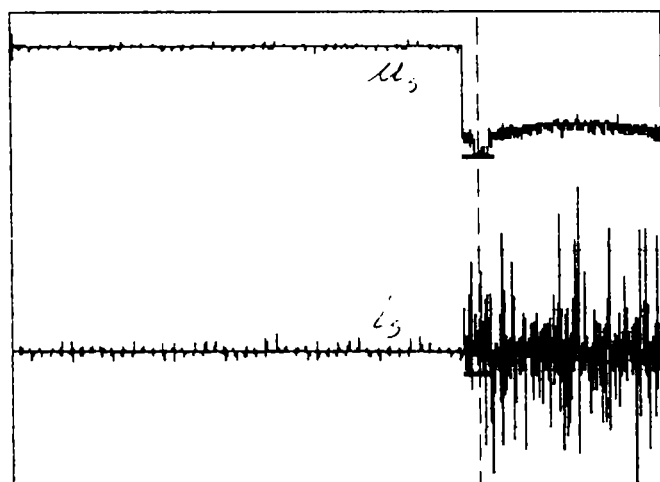
c. scurtcircuit (u : 200V/div.; i : 10A/div.; t : 2 μ s/div.)

Fig. 3.8. Formele de undă ale tensiunii/curentului din primar.

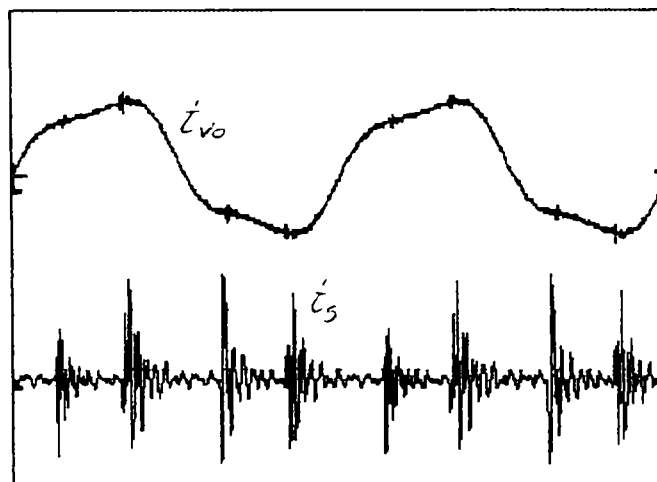
Fig. 3.9. Formele de undă ale tensiunii/curentului din secundar (corespunzătoare fig. 3.8,a,b,c).

Din figurile 3.8 și 3.9, se observă efectul controlului PWM prin defazare asupra tensiunii de alimentare a primarului transformatorului, pe măsură ce crește curentul de sarcină. Tensiunea este de formă dreptunghiulară, iar curentul este de formă triunghiulară, cu frecvența de comutație $f_c=100kHz$. Corespunzător caracteristicii externe căzătoare a sursei pentru sudare, pe măsura creșterii curentului de sarcină scade tensiunea la bornele de ieșire. În cazul scurtcircuitului, tensiunea și curentul sunt limitate prin controlul electronic al ieșirii sursei.

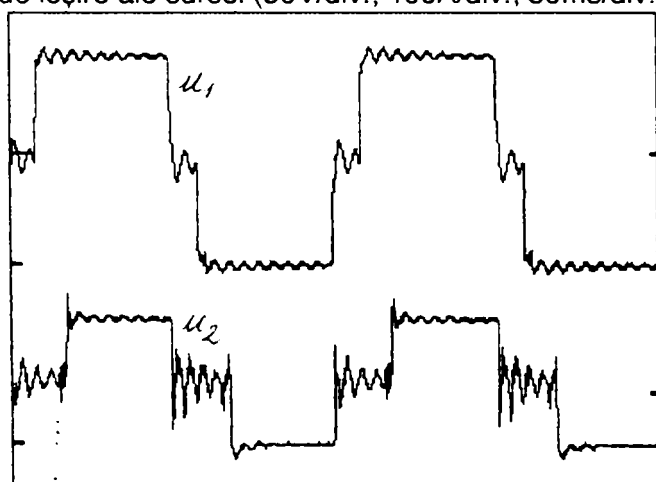
Pentru evidențierea comportării în sudare a elementelor componente ale sursei, se prezintă, în fig. 3.10, formele de undă ale tensiunilor și curenților principalelor elemente componente din etajul de procesare la înaltă frecvență al puterii. Oscilogrammele corespund unui proces de sudare manuală cu electrod cu diametrul de 2,4mm, cu un curent de lucru de 60A.



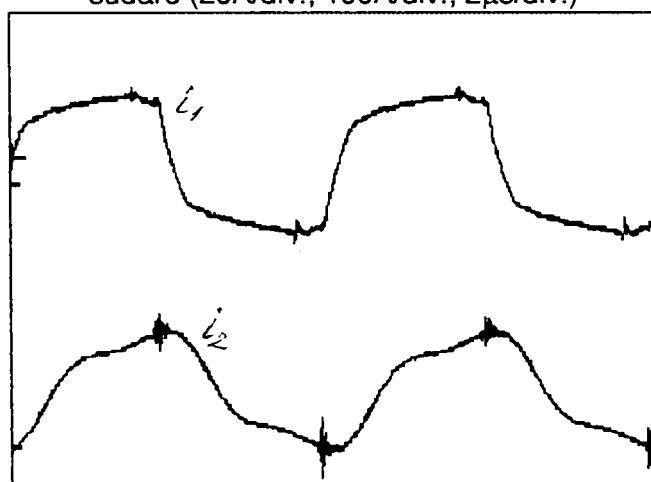
a. amorsare proces de sudare - tensiunea/curentul de ieșire ale sursei (50V/div.; 100A/div.; 50ms/div.)



b. curentul printr-o diodă secundară/curentul de sudare (20A/div.; 100A/div.; 2μs/div.)



c. tensiunea primară/tensiunea secundară (200V/div.; 50V/div.; 2μs/div.)



d. Curentul primar/curentul secundar (10A/div.; 20A/div.; 2μs/div.)

Fig. 3.10. Forme de undă ale tensiunilor și curenților în sudare.

Din fig. 3.10,a, se observă procesul dinamic de amorsare al arcului electric de sudare, reflectat în variațiile tensiunii și curentului de ieșire ale sursei. Tensiunea scade la zero, în momentul contactului electrod-piesă, apoi se stabilește la o valoare de 20...28V, în timpul sudării (în funcție de lungimea arcului). Curentul crește de la valoarea inițială zero, la valoarea prescrisă (de lucru). Oscilograma din fig. 3.10,a, fiind înregistrată la o constantă de timp mult mai mare decât perioada de comutație, ($50ms \gg T_c = 10\mu s$), în forma de undă a curentului se observă o succesiune de impulsuri datorate comutației elementelor comutatoare comandate ale inverterului. Acest fapt se poate observa și din fig. 3.10,b,c, unde se evidențiază mai clar oscilațiile tensiunilor și curenților, pe durata comutației tranzistoarelor inverterului.

3.3. Studiul aplicabilității convertoarelor statice de putere rezonante la realizarea surselor cu inverter pentru sudare cu arc electric

3.3.1. Convertoare rezonante utilizate la realizarea surselor pentru sudare

În majoritatea cazurilor, sursele de putere cu inverter produse la ora actuală încorporează diverse topologii (scheme) de convertoare statice de putere în comutație la înaltă frecvență, comanda blocului de comutație (inverterul) realizându-se prin diverse strategii de modulare în lățime de puls (PWM). Invertoarele din componența surselor de putere operează cu tensiune cu formă de undă dreptunghiulară, comutația realizându-se în regim "greu" ("*hard switching*"), prin întreruperea tensiunii/curentului prin dispozitivele semiconductoare de putere (tranzistoare). Funcționarea cu formă de undă dreptunghiulară a tensiunii, respectiv comutația, pe lângă disipația sporită de putere la comutație, produce armonici care perturbă funcționarea altor receptoare electrice, respectiv, datorită valorilor mari ale vitezelor de variație ale tensiunii (du/dt) sau/și ale curentului (di/dt), duce la fenomenul de interferență electromagnetică (EMI). Pentru reducerea acestor efecte nedorite, respectiv pentru încadrarea în limitele admise de normativele privind compatibilitatea electromagnetică, sunt necesare filtre care măresc complexitatea, greutatea și costul surselor de putere.

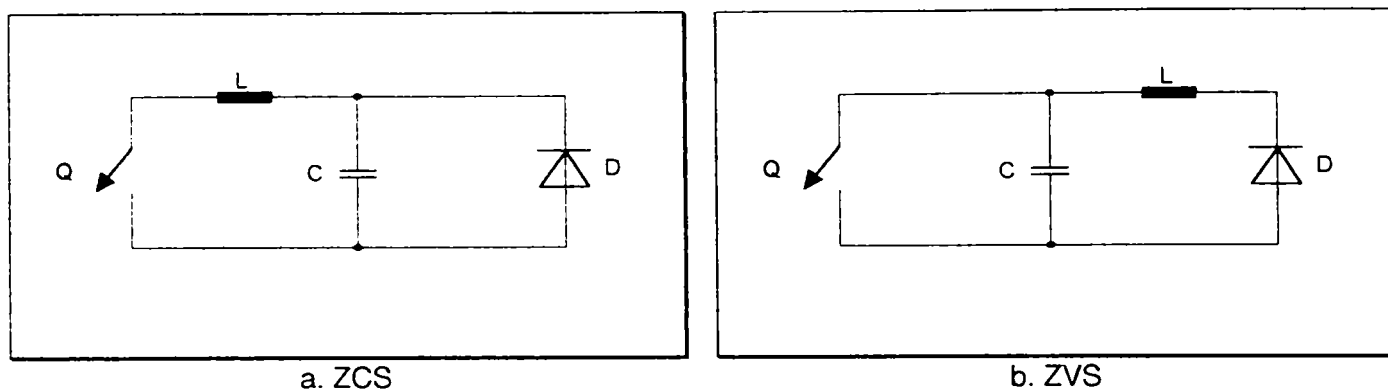
O alternativă la convertoarele de tip în comutație o constituie combinarea topologiilor de convertoare statice cu a strategiilor de comutație astfel încât să rezulte procese de comutație la curent zero (*ZCS*-"*zero-current switching*"), respectiv la tensiune zero (*ZVS*-"*zero-voltage switching*"). Deoarece majoritatea acestor topologii exploatează diverse forme de rezonanță LC, ele se denumesc convertoare rezonante. Tehnica de conversie rezonantă a puterii oferă o serie de avantaje față de conversia bazată pe comutație cu PWM:

- nivele mai reduse ale interferenței electromagnetice, ceea ce facilitează filtrarea;
- pierderi de comutație mai mici;
- randament mai bun;
- pierderi mai mici în diode la revenire (di/dt este mai mic la blocare);
- posibilitatea funcționării la frecvențe mai mari, ceea ce duce la reducerea și mai substanțială a dimensiunilor de gabarit și a masei nete ale componentelor magnetice.

Convertoarele rezonante care sunt de interes pentru realizarea surselor de putere pentru sudare cu arc electric sunt cele de tipul cu comutatoare rezonante ("*resonant-switch converters*"), respectiv cele cu sarcină rezonantă ("*load resonant converters*"), [77].

3.3.1.1. Convertoare cu comutatoare rezonante

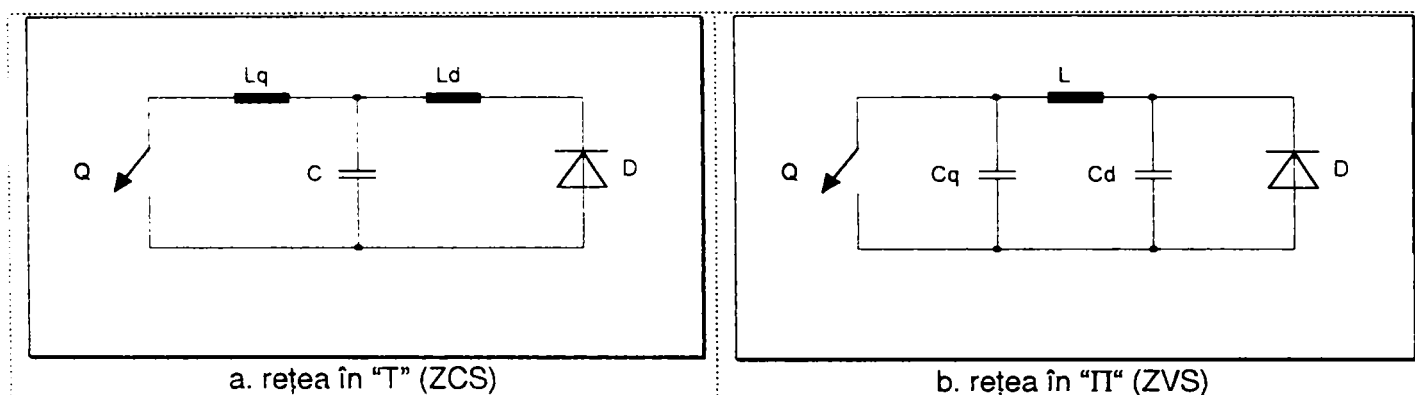
În cazul unor topologii de convertoare în comutație, se poate utiliza rezonanța LC pentru configurarea tensiunii sau curentului pe/prin comutator, astfel încât tensiunea sau curentul să treacă prin zero în momentul comutației. La un astfel de convertor cu comutatoare rezonante, pe durata unei perioade de comutație există atât intervale de funcționare rezonante cât și nerezonante, de unde și denumirea convertoarelor de "cvasi-rezonante", [19,20,32,51,77,85,120]. Topologiile de comutatoare rezonante sunt prezentate în fig. 3.11, ele reprezentând topologii duale, [38]. Conceptele de comutatoare rezonante au fost dezvoltate inițial pentru a produce condiții îmbunătățite de comutație pentru comutatoarele active (tranzistoare). Astfel, în fig. 3.11,a, comutatorul Q lucrează în serie cu inductanța L, iar dioda, D, în paralel cu capacitatea C, rezultând condiții de comutație de curent zero, pentru Q, respectiv de tensiune zero, pentru D. Conform schemei din fig. 3.11,b, comutatorul Q lucrează în paralel cu capacitatea C, respectiv dioda D, în serie cu inductanța L, rezultând condiții de comutație la tensiune zero, pentru Q, respectiv la curent zero, pentru D. Fiecare rețea cvasirezonantă creează condiții favorabile de comutație fie pentru comutatorul activ, fie pentru diodă, dar nu pentru ambele



a. ZCS b. ZVS

Fig. 3.11. Scheme de comutatoare cvasirezonante.

Pentru a extinde funcționarea rezonantă, de comutație la curent zero sau la tensiune zero, pentru ambele dispozitive (tranzistor și diodă), s-au dezvoltat conceptele de comutatoare multirezonante, reprezentate schematic în fig. 3.12, [120].



a. rețea în "T" (ZCS)

b. rețea în "II" (ZVS)

Fig. 3.12. Scheme de comutatoare multirezonante.

Pentru funcționarea la înaltă frecvență, topologia de comutație la tensiune nulă (ZVS) este avantajoasă, deoarece exploatează capacitatea parazită de ieșire a tranzistorului MOSFET (comutatorul activ), precum și capacitatea joncțiunii diodei, ca părți ale capacității rezonante, asigurându-se astfel comutația la tensiune zero a ambelor dispozitive semiconductoare de putere. Avantajele strategiei de comutație ZVS, sunt, [5,6,32,120]:

- asigurarea unor tranziții de comutație fără pierderi pentru tranzistoarele și diodele inverterului;
- posibilitatea incorporării și utilizării avantajoase a elementelor parazite de circuit;
- lipsa vârfurilor de curent la comutație;
- creșterea randamentului inverterului;
- nivelul mai mic al EMI față de convertoarele cu comutație "greă";
- aplicabilitatea la toate topologiile de convertoare statice (forward, flyback, semipunte, punte, push-pull).

3.3.1.2. Convertoare rezonante cu sarcina

Din categoria convertoarelor rezonante, convertoarele rezonante cu sarcina permit comanda cea mai simplă și mai flexibilă. Circuitele rezonante cu sarcina, în care sarcina conține componentele rezonante (reactive) conectate atât în serie cât și în paralel, prezintă un interes aparte în aplicații în care trebuie limitate tensiunea și curentul, atunci când ieșirea este în gol sau scurtcircuitată. Acesta este și cazul sudării cu arc electric. De aici derivă interesul și preocuparea pentru conceperea și implementarea unor topologii de circuite și tehnici de conversie rezonantă a puterii adecvate sudării cu arc electric.

În principiu, un convertor rezonant are o topologie generalizată, care conține următoarele blocuri, conform fig. 3.13, [7,9,77,78,103,106]:

- sursa (de tensiune sau de curent), implementată cu rețele de comutație de tip semipunte sau punte;
- blocul (tancul) rezonant, care constă dintr-o rețea selectivă de frecvență, al cărei rol este de stocare, respectiv de pompare a energiei de la sursă spre sarcină;
- sarcina, care constituie o ieșire în curent continuu de tensiune sau de curent, fiind implementată cu redresoare mono(bi)-alternanță care au rolul cuplării tancului rezonant cu circuitul de ieșire.

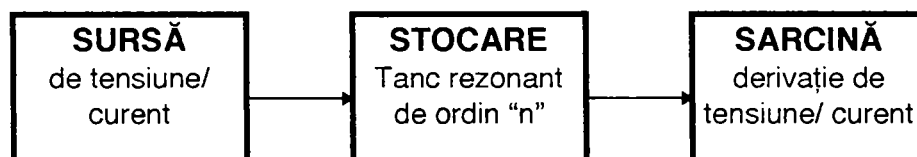


Fig. 3.13. Schema bloc a unui convertor rezonant.

În fig. 3.13, prin "SURSĂ" se înțelege rețeaua de comutație (invertorul propriu-zis), având topologia semipunte sau punte, blocul de "STOCARE" este constituit dintr-o rețea rezonantă, selectivă de frecvență (nedisipativă), iar prin blocul "SARCINĂ" este desemnată rețeaua de cuplare a tensiunii/curentului din tancul rezonant cu circuitul de ieșire (ansamblul transformator, redresor secundar, filtru de ieșire). Ordinul convertorului rezonant este dat de ordinul rețelei sale reactive rezonante. Astfel, un convertor cu circuit rezonant LC, constituit dintr-o singură inductivitate și o capacitate, constituie un convertor rezonant de ordinul doi, convertorul cu circuitul rezonant constituit din două capacități/inductivități și o inductivitate/capacitate, constituie un convertor rezonant de ordinul trei, etc. În [9] se prezintă o clasificare a convertoarelor rezonante de ordinul 2, 3 și 4, fiind făcută și o prezentare și analiză a topologiilor de astfel de convertoare.

Configurațiile de convertoare rezonante aplicabile la realizarea surselor de putere pentru sudare cu arc electric sunt de tipul serie-paralel, respectiv convertoare rezonante de ordinul 3 sau de ordinul 4.

În fig. 3.14 este prezentată schema de forță a unei surse de putere cu convertor serie-paralel, cu trei elemente reactive: capacitatea C_s , divizată, respectiv inductivitatea L_s și capacitatea paralel C_p . Blocurile componente ale convertorului sunt, [67]:

- Blocul de intrare este constituit dintr-un redresor necomandat cu filtru capacitiv (C_d).

Filtrul e dimensionat pentru un riplu relativ mare al tensiunii, (25...30)% din tensiunea U_d în sarcină nominală, în scopul lărgirii intervalului de conducție a diodelor redresorului, ceea ce duce la îmbunătățirea factorului de putere.

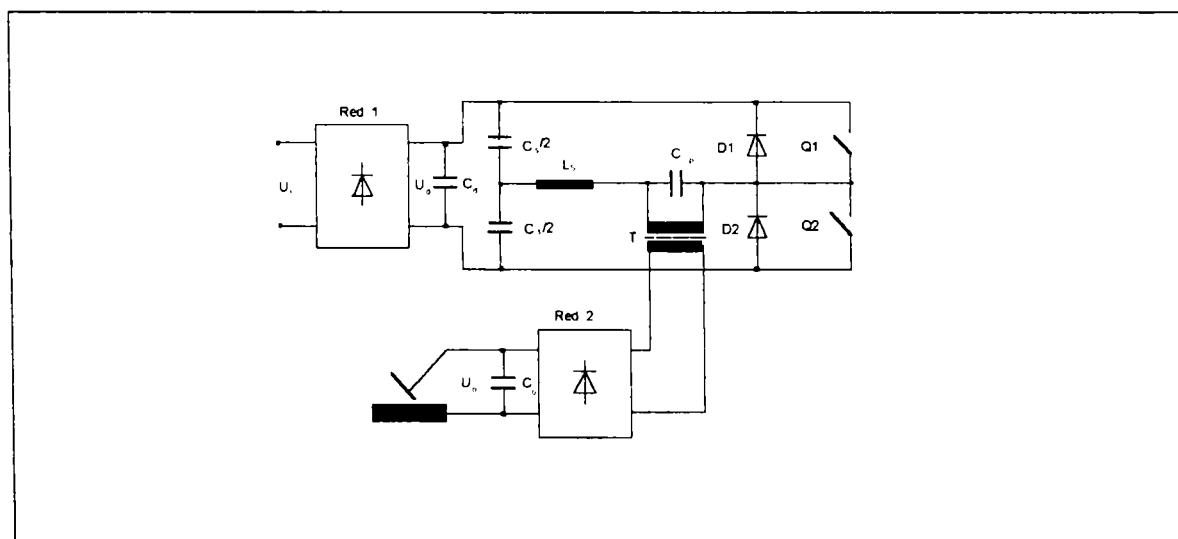


Fig. 3.14. Schema de forță a unei surse de putere pentru sudare cu convertor rezonant serie-paralel.

- **Blocul inverter**, este în montaj semipunte și furnizează o tensiune dreptunghiulară la ieșire, de frecvență mai mare decât frecvența de rezonanță, astfel încât circuitul rezonant dobândește un caracter inductiv. Aceasta asigură un transfer ușor al curentului de la diode la tranzistoarele inverterului. Diodele incorporate în tranzistoarele MOSFET pot fi folosite în locul diodelor D_1, D_2 ale inverterului chiar pentru frecvențe înalte de funcționare.

- **Blocul rezonant**, este de tip LC^2 și este compus din inductivitatea L_S și capacitățile C_p în paralel cu primarul transformatorului, respectiv C_s divizat în două ($C_s/2$). Soluția oferă câteva avantaje față de convertoarele rezonante obișnuite (serie sau paralel). Astfel, circuitul este mai selectiv, oferind o plajă mai largă de reglare a curentului de sarcină pentru un domeniu dat de variație a frecvenței inverterului.

- **Transformatorul de înaltă frecvență**, ca urmare a schemei adoptate pentru inverterul rezonant, realizează transferul puterii nominale la frecvența minimă de funcționare (pierderi mai mici), respectiv, puteri sub cea nominală, la frecvențe mai înalte. De asemenea, din cauza capacității serie, fluxul magnetic nu are componentă continuă. În plus, ca urmare a funcționării rezonante, tensiunile și curenții prin transformator sunt cvasi-sinusoidale, ceea ce duce la reducerea pierderilor și a solicitărilor electrice și termice.

- **Blocul de ieșire**, este compus dintr-un redresor care deși funcționează la înaltă frecvență, fiind alimentat cu tensiune sinusoidală, tensiunea anodică pe diode crește lent după blocarea acestora, rezultând pierderi mici la reversare. Capacitatea de filtrare, C_o , este de valoare mică, servind la reducerea zgomotului produs de sarcina reprezentată de arcul electric în serie cu inductanța conductoarelor de legătură.

În fig. 3.15 este prezentată schema electrică de forță a unei surse de putere pentru sudare cu arc electric care încorporează un convertor rezonant serie-paralel de ordinul 4, [88]. Elementele reactive de circuit, în acest caz, sunt: inductivitatea și capacitatea serie L_S, C_S inductivitatea și capacitatea paralel, L_P, C_P respectiv inductivitatea și capacitatea aferente circuitului de sarcină, L_L, C_L (în cazul în care acestea există). Celelalte blocuri sunt: filtrul de intrare, de tip LC , redresorul primar, circuitul corector al factorului de putere (PFC), transformatorul de adaptare, redresorul secundar și circuitul de sudare. Acest tip de convertor poate avea de la una la trei frecvențe de rezonanță, în funcție de valorile elementelor reactive de circuit.

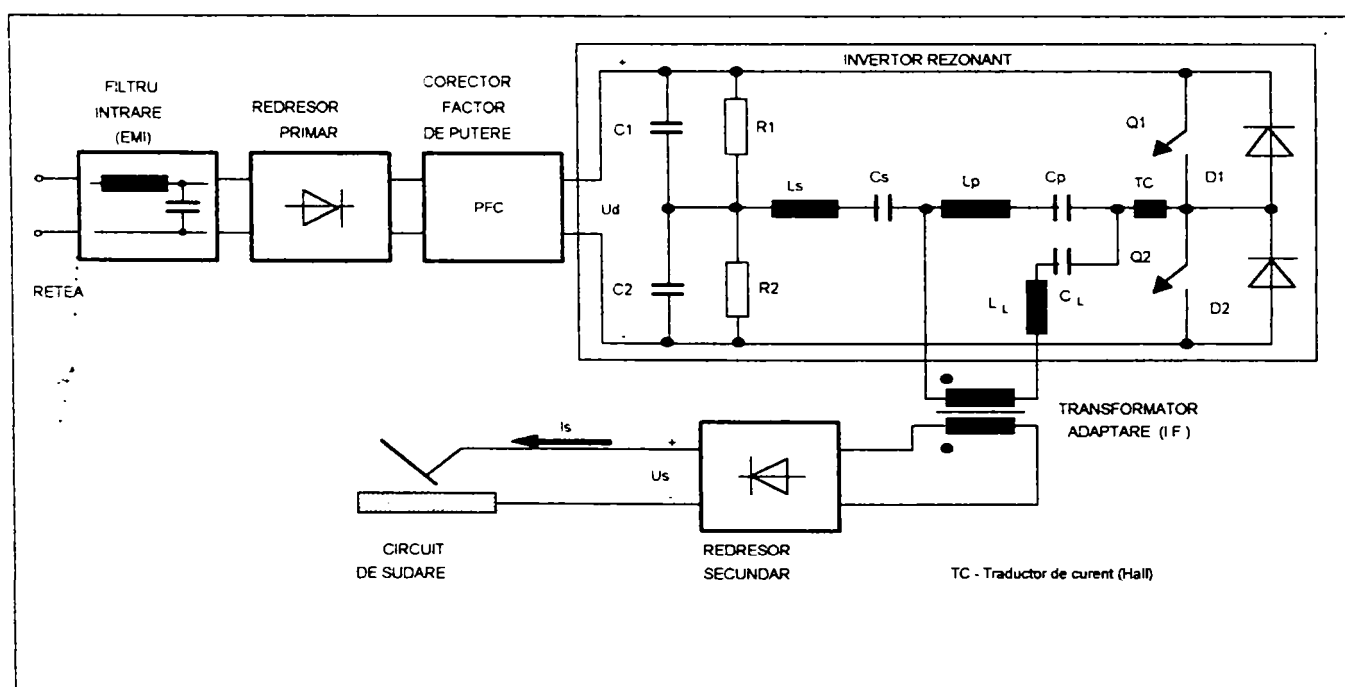


Fig. 3.15. Sursă de putere pentru sudare cu convertor rezonant serie-paralel de ordinul 4.

Dacă circuitul este excitat la una din frecvențele de rezonanță, prin comutarea alternativă a tranzistoarelor de putere, curentul prin latura serie a circuitului comută natural, la trecerea prin

zero. Comutarea (intrarea în conducție sau blocarea) la curent zero are drept consecință o reducere considerabilă a disipației de putere în dispozitivele semiconductoare de putere, ceea ce favorizează creșterea frecvenței de funcționare a acestora.

3.3.2. Tehnici de comandă ale convertoarelor rezonante cu sarcina utilizate la sursele pentru sudare

Un dezavantaj al convertoarelor rezonante cu sarcina îl reprezintă dificultatea realizării controlului efectiv al puterii, concomitent cu menținerea condițiilor de comutație la curent zero. Considerând drept circuit de sarcină circuitul de sudare cu arc electric (cu eventualele componente reactive ale conductoarelor de legătură), atunci puterea de ieșire trebuie controlată într-un domeniu larg de variație, cu condiția menținerii funcționării eficiente la înaltă frecvență a convertorului. Literatura de specialitate descrie trei metode uzuale de control al puterii la convertoarele rezonante cu sarcina, [7,13,28,67,88,103,106]:

- Modulare în lățime de puls (PWM) la frecvență constantă;
- Control la frecvență variabilă;
- Control prin modificarea timpului de pauză de conducție (timp mort).

Pentru convertorul rezonant serie-parallel prezentat în fig. 3.14, se descrie în continuare strategia de comandă, controlul puterii de ieșire realizându-se prin modificarea frecvenței de comutație a inverterului, aceasta menținându-se - în condiții normale - peste frecvența de rezonanță la scurtcircuit. Schema de comandă este dată în fig. 3.16, [67].

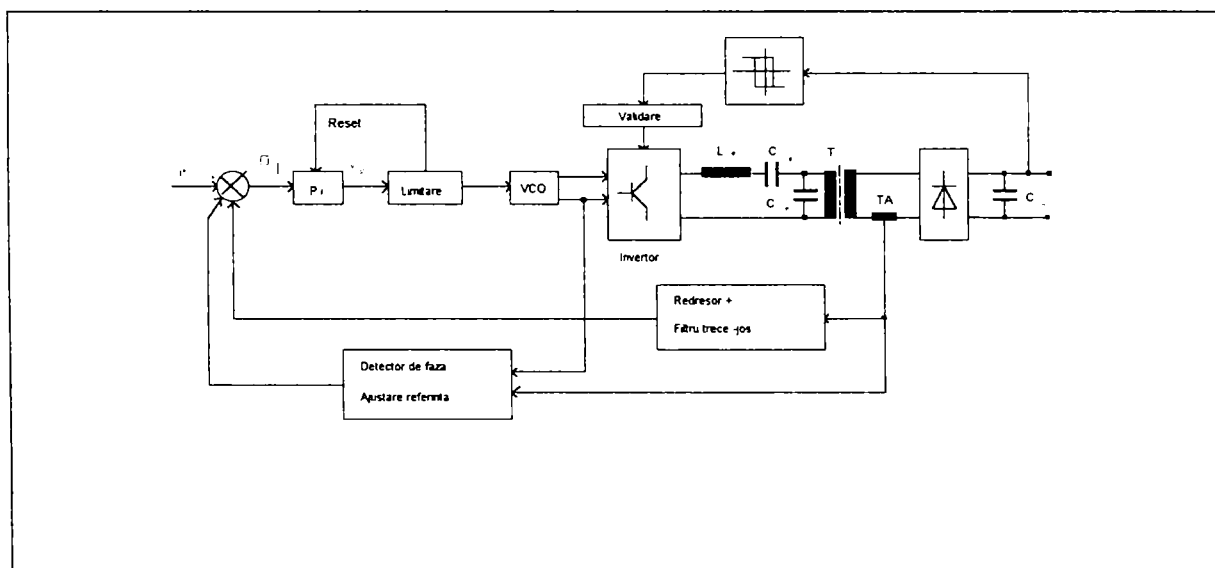


Fig. 3.16. Schema-bloc de comandă a unui convertor rezonant serie-parallel prin modificarea frecvenței.

Circuitul de comandă realizează funcțiunile necesare pentru comportarea corectă a sursei în toate condițiile de funcționare. Acestea sunt:

- Controlul curentului de sarcină, se realizează prin traductorul de curent TA din secundarul transformatorului de adaptare, semnalul de curent, după redresare și filtrare, fiind comparat cu semnalul referință de curent, I^* ; semnalul de eroare, e_1 , este apoi aplicat unui amplificator-regulator PI, a cărui ieșire controlează frecvența inverterului prin intermediul oscilatorului controlat în tensiune, VCO. Prin acest mod de control, dacă rezistența de sarcină scade, curentul prin circuitul rezonant tinde să crească și sistemul reacționează prin creșterea frecvenței inverterului, rezultând un câștig în tensiune mai mic, care va compensa variațiile de sarcină și va menține curentul de sarcină la valoarea impusă prin referință. În mod similar, dacă rezistența de sarcină crește, frecvența inverterului se reduce, rezultând o amplificare mai mare de tensiune.

- Limitarea frecvenței de funcționare a invertorului, se realizează prin limitarea valorii minime și maxime a semnalului amplificatorului de eroare, V_F ; astfel, V_{Fmax} corespunde frecvenței minime, respectiv, V_{Fmin} frecvenței maxime ale invertorului.
- Curentul minim de sarcină, este determinat de frecvența maximă, care trebuie aleasă în funcție de frecvența maximă a tranzistoarelor de putere.
- Revenirea automată, la căderea accidentală a tensiunii de alimentare, situație în care invertorul nu mai reușește să furnizeze sarcinii curentul necesar, se face prin reducerea frecvenței invertorului sub frecvența de rezonanță, ceea ce duce la resetarea amplificatorului PI de către blocul "*Limitare*", rezultând scăderea lui V_F sub valoarea limită V_{Fmin} urmată de bascularea frecvenței peste frecvența de rezonanță, controlul putând fi reluat, cu condiția ca invertorul să fie capabil să satisfacă necesarul de putere al sarcinii; pe de altă parte, procedura descrisă mai sus e repetată până la dispariția situației de defect.
- Evitarea funcționării sub frecvența de rezonanță, se realizează prin sesizarea defazajului dintre semnalul dreptunghiular de ieșire al VCO (care comandă tranzistoarele), și care reproduce ca formă de undă tensiunea de ieșire din invertor, și curentul din secundarul transformatorului; când acest defazaj este zero (condiție de rezonanță), blocul "*Detector de Fază și Ajustare Referință*" produce un impuls care reduce temporar referința curentului de sarcină; astfel, curentul de sarcină scade și frecvența invertorului crește până la stabilizare.
- Limitarea tensiunii de ieșire, la valoarea maxim admisibilă pe considerente de electrosecuritate, $U_{so\ max}=100V$, se realizează prin blocul "*Validare*", care, la depășirea valorii maxime, oprește funcționarea invertorului, respectiv, pentru tensiuni de ieșire $U_{so} < U_{so\ max}$ sesizate prin comparatorul cu histerezis, validează reluarea funcționării.
- Evitarea scurtcircuitului electrod-piesă, se efectuează printr-o prelucrare corespunzătoare a semnalului referință de curent, și anume, la scurtcircuit, sesizat de traductorul de tensiune, referința de curent crește brusc cu 20...30%, ceea ce provoacă topirea vârfului electrodului și eliberarea acestuia din baia de sudare. Acest efect este cunoscut sub denumirea de "control al forței arcului" ("*arc force control*").

Spre deosebire de controlul puterii prin modificarea frecvenței de lucru a invertorului, pentru controlul puterii furnizate de convertorul a cărei schemă este dată în fig. 3.15, în [88] se propune o metodă nouă. Principiul acestei metode noi constă în exploatarea funcționării convertorului la cele trei frecvențe de rezonanță ale sale. Astfel, prin dimensionarea corespunzătoare a elementelor reactive de circuit, acesta va avea trei valori diferite ale rezistenței reflectate a sarcinii la cele trei frecvențe de rezonanță. Pentru o tensiune de alimentare dată, circuitul poate deci furniza nivele de putere substanțial diferite atunci când este controlat corespunzător la fiecare frecvență de rezonanță, în condițiile menținerii comutației tranzistoarelor de putere la curent zero. Această metodă de control al puterii permite deci funcționarea la nivele diferite de putere prin menținerea condițiilor de comutație de curent zero, fără producerea de pierderi suplimentare de putere în comutatoare, astfel asigurându-se un randament maxim al convertorului, la fiecare nivel de putere.

Schēma-bloc de comandă este prezentată în fig. 3.17. Un semnal corespunzător curentului din comutatoare este prelevat printr-un traductor de curent TC , cu sondă Hall, fiind introdus într-un montaj de control logic. Acest bloc produce semnalele de comandă pe poartă necesare comutatoarelor (tranzistoarelor) invertorului tip semipunte. Un semnal intern de control este produs pentru anticiparea trecerii prin zero a curentului prin circuitul rezonant, semnal care ia în considerare întârzierile inerente circuitelor de comandă, asigurând astfel comutația tranzistoarelor de putere cât mai aproape de momentul trecerii curentului prin zero. Totodată, circuitul de comandă trebuie să asigure evitarea simultaneității în conducție a celor două tranzistoare de putere.

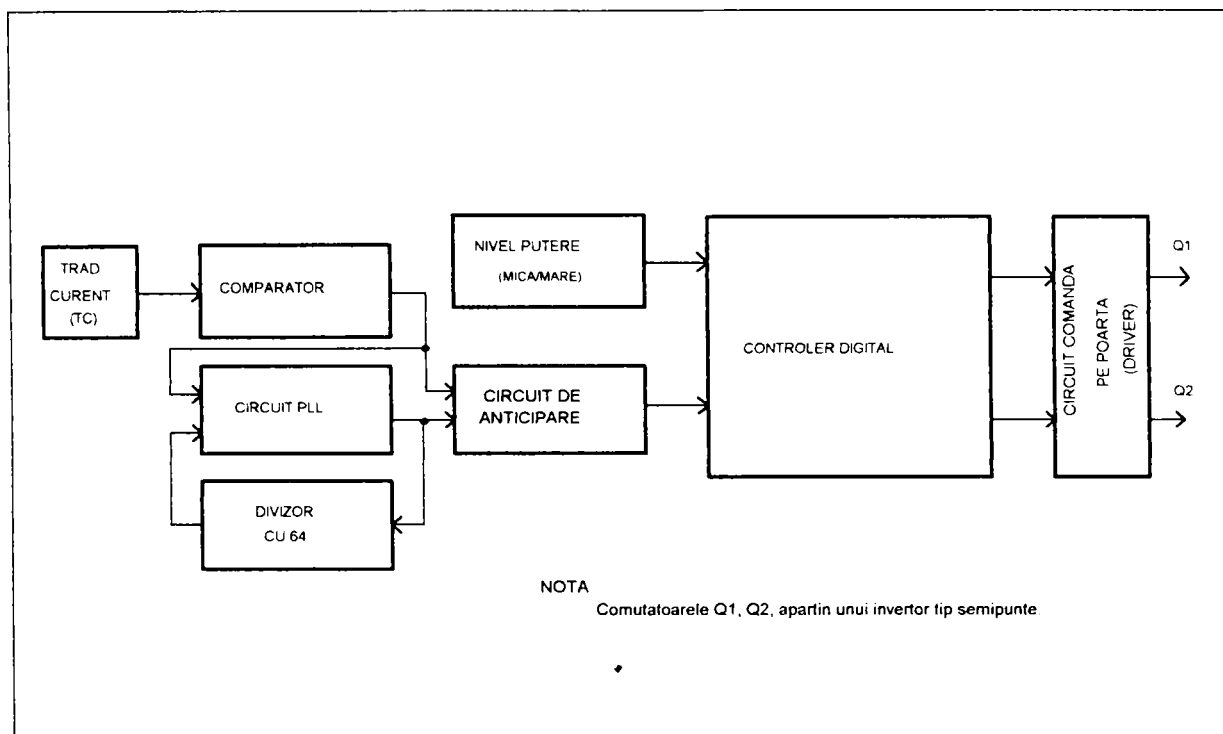


Fig. 3.17. Schema-bloc de comandă a convertorului din fig. 3.15

3.4. Analiza de circuit a convertoarelor rezonante serie-paralel utilizabile la surse pentru sudare cu arc electric

Analiza se efectuează pentru regimul stabilizat de funcționare al convertorului, considerând toate mărimile cu variație sinusoidală, ca urmare a selectivității circuitului rezonant. Notațiile utilizate la efectuarea analizelor, sunt prezentate sintetic în tabelul 3.4.

Tabelul 3.4

Circuit	Parametri	Notații
Arc de sudare	Tensiune, curent, rezistență	U_{ar}, I_s, R_{ar}, r_a
Ieșire sursă	Tensiune, curent, rezistență	U_s, I_s, R_s
Secundar transformator	Tensiune, curent	U_2, I_2
Primar transformator	Tensiune, curent	U_1, I_1
Parametri de sarcină raportați la primar	Rezistență, capacitate, inductivitate, tensiune	R_L, C_L, L_L, U_L
Sarcină echivalentă raportată la primar	Rezistență echivalentă sarcinii raportată la primar	R_T
Circuit rezonant serie	Rezistență, inductivitate, capacitate, curent	r_s, L_s, C_s, I_{rs}
Circuit rezonant paralel	Rezistență, inductivitate, capacitate, curent	r_D, L_D, C_D, I_{rD}
Intrare bloc rezonant (ieșire din invertor)	Tensiune, curent	U_p, I_i
Ieșire din redresorul primar	Tensiune, curent, rezistență	U_d, I_d
Rețea	Tensiune, curent	U_n, I_r

Sarcina, reprezentată de arcul electric de sudare, se consideră în termenii caracteristicii statice volt-ampmetrice convenționale, corespunzător procedurii de sudare, [76]. Aceasta exprimă legătura între tensiunea pe arc (U_{ar} [V]), și curentul de sudare (I_s [A]). Astfel, pentru procedeul manual cu electrod învelit, caracteristica convențională de lucru, pentru curenți de sudare mai mici de 600A, este dată de relația:

$$U_a = U_{a0} + r_a \cdot I_s = 20 + 0,04I_s \quad (3.2)$$

unde tensiunea U_{a0} , este componenta independentă de curent.

Pe baza relației (3.2), se poate exprima rezistența de sarcină la ieșirea sursei de putere astfel:

$$R_s = \frac{U_s}{I_s} = \frac{U_a}{I_s} = r_a + \frac{U_{a0}}{I_s} \quad (3.3)$$

unde r_a , reprezintă rezistența dinamică convențională a arcului de sudare. În relația (3.3) s-a considerat că tensiunea de ieșire a sursei $U_s = U_a$.

3.4.1. Analiza convertorului rezonant serie-parallel de ordinul 3

Schema electrică de calcul este prezentată în fig. 3.18, unde tensiunea de intrare u_i corespunde fundamentalei tensiunii dreptunghiulare de ieșire din inverter, de amplitudine $U_d/2$ (inverter semipunte).

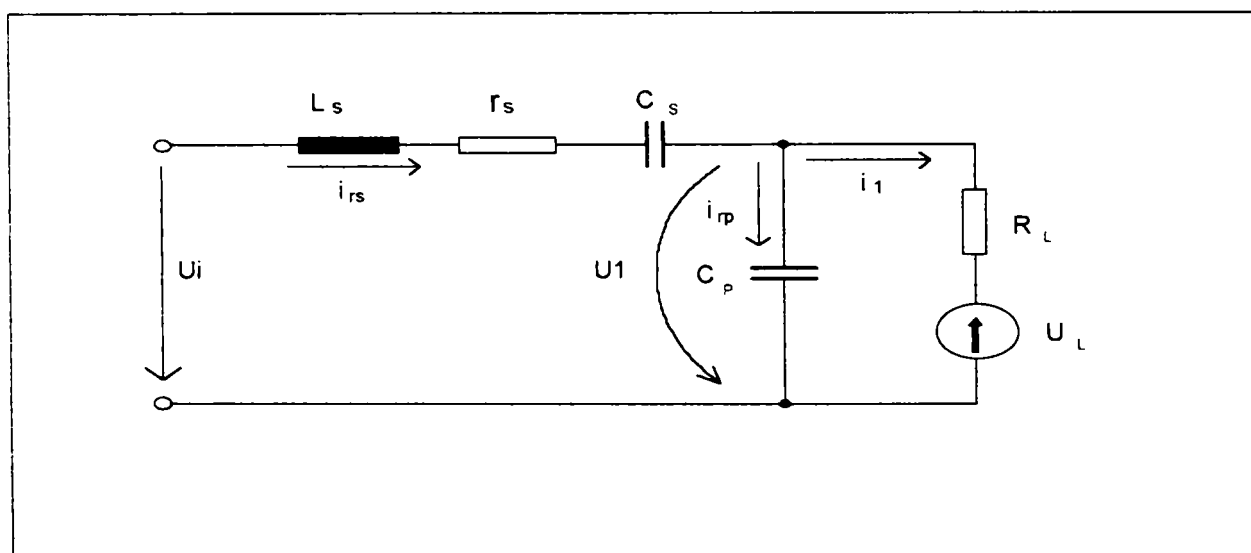


Fig. 3.18. Schema electrică echivalentă în curent alternativ a circuitului rezonant serie-parallel al convertorului.

Valoarea efectivă a tensiunii u_i de intrare în circuitul rezonant este:

$$U_i = \frac{\sqrt{2}U_d}{\pi} \quad (3.4)$$

Tensiunea de ieșire a convertorului (de sarcină), U_s , egalează căderea de tensiune pe arcul electric de sudare. Considerând un model electric simplu al arcului, dat de relația (3.2), se poate exprima tensiunea de ieșire a convertorului astfel, [106]:

$$U_s = U_{a0} + r_a I_s = \frac{2\sqrt{2}U_1}{\pi \cdot n} \quad (3.5)$$

unde: $n = N_1/N_2$ este raportul numărului de spire al transformatorului de adaptare, iar U_1 , este valoarea efectivă a tensiunii pe primarul transformatorului. Presupunând o formă de undă dreptunghiulară a curentului prin primarul transformatorului (ceea ce derivă din ipoteza unui curent de ieșire cu riplu redus, ca urmare a efectului de filtrare dat de inductanța

conductoarelor din circuitul de sudare), rezultă amplitudinea curentului primar în funcție de curentul de sarcină:

$$I_1 = \frac{2\sqrt{2}I_s}{\pi \cdot n} \quad (3.6)$$

Din ecuațiile (3.5) și (3.6) rezultă:

$$U_1 = \frac{\pi \cdot n}{2\sqrt{2}}U_{a0} + \frac{\pi^2 \cdot n^2}{8}r_a \cdot I_1 = U_L + R_L I_1 \quad (3.7)$$

Parametrii U_L și R_L sunt cei prezentați în fig. 3.18 și rezultă prin identificare:

$$U_L = \frac{\pi \cdot n}{2\sqrt{2}}U_{a0}; \quad R_L = \frac{\pi^2 \cdot n^2}{8} \cdot r_a \quad (3.8)$$

Deoarece în relațiile de mai sus tensiunea U_L și curentul I_1 sunt sinfazice, sarcina se poate reprezenta printr-o rezistență echivalentă, definită astfel:

$$R_T = \frac{U_1}{I_1} = R_L + \frac{\pi^2 \cdot n^2}{8} \cdot \frac{U_{a0}}{I_s} \quad (3.9)$$

În tabelul 3.5 sunt date expresiile obținute pentru principalii parametri în regimurile de funcționare ale convertorului: scurtcircuit, gol și sarcină. Funcționarea în sarcină este foarte apropiată de cea corespunzătoare scurtcircuitului deoarece, rezistența de sarcină fiind foarte mică, influența reactanței lui C_p este neglijabilă.

Tabelul 3.5

	Regim de scurtcircuit	Regim de gol	Regim de sarcină
Frecvența de oscilație	$f_{sc} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s \cdot C_s}}$	$f_G = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s \cdot \frac{C_s C_p}{C_s + C_p}}}$	$f_N \approx f_{sc}$
Impedanța caracteristică	$Z_{sc} = \sqrt{\frac{L_s}{C_s}}$	$Z_G = \sqrt{L_s \cdot \frac{C_s + C_p}{C_s C_p}}$	$Z_N \approx Z_{sc}$
Factorul de calitate	$Q_{sc} = \frac{Z_{sc}}{r_s}$	$Q_G = \frac{Z_G}{r_s}$	$Q_N = \frac{Z_N}{r_s + R_T}$

Introducând notațiile: $k=C_p/C_s$, $m=f/f_{sc}$, rezultă, pentru principalii parametri de funcționare ai convertorului, relații în funcție de parametrii de scurtcircuit, respectiv în funcție de raportul capacităților paralel și serie, pentru cele trei regimuri caracteristice de funcționare. Astfel, în cazul funcționării în scurtcircuit, curentul prin latura circuitului rezonant serie este:

$$I_{rs,sc} = \frac{U_i}{Z_{sc} \cdot \sqrt{\frac{1}{Q_{sc}^2} + \left(m - \frac{1}{m}\right)^2}} \cong \frac{U_i}{Z_{sc} \cdot \left(m - \frac{1}{m}\right)} \quad (3.10)$$

Relația aproximativă este valabilă în măsura în care se consideră $Q_{sc} \gg 1$. Parametrii de gol sunt dați de relațiile:

$$f_G = \sqrt{1 + \frac{1}{k}} \cdot f_{SC}; \quad Z_G = \sqrt{1 + \frac{1}{k}} \cdot Z_{SC}; \quad Q_G = \sqrt{1 + \frac{1}{k}} \cdot Q_{SC} \quad (3.11)$$

Curentul de gol prin latura rezonantă serie este dat de relația:

$$I_{rs,G} = \frac{U_i}{Z_{SC} \cdot \sqrt{Q_{SC}^2 + \left(m - \frac{k+1}{k \cdot m}\right)^2}} \cong \frac{U_i}{Z_{SC} \cdot \left(m - \frac{1+k}{k \cdot m}\right)} \quad (3.12)$$

Raportul curenților de gol și de scurtcircuit, prin latura rezonantă serie, este:

$$\frac{I_{rs,G}}{I_{rs,SC}} \cong \frac{1}{1 - \frac{1}{k \cdot (m^2 - 1)}} > 1 \quad (3.13)$$

Se remarcă din relația (3.13) că în regim de gol, curentul prin latura serie a circuitului rezonant este mai mare decât în regim de scurtcircuit, fapt evidențiat și în fig. 3.19,a.

În regim de sarcină nominală, se consideră că frecvența de rezonanță este practic egală cu cea de rezonanță la scurtcircuit: $f_N \cong f_{SC}$. Introducând notațiile din tabelul 3.6, pentru parametrii laturilor serie și paralel ale circuitelor rezonante, se pot exprima următoarele mărimi caracteristice funcționării în sarcină:

Tabelul 3.6

Parametru	Relație de definiție
Rezistența echivalentă a laturii serie	$R_{es} = r_s$
Reactanța echivalentă a laturii serie	$X_{es} = \omega \cdot L_s - \frac{1}{\omega \cdot C_s} = \left(m - \frac{1}{m}\right) \cdot \frac{Q_N}{R_T}$
Rezistența echivalentă a laturii paralel	$R_{ep} = \frac{R_T}{1 + (\omega \cdot C_p \cdot R_T)^2} = \frac{R_T}{1 + \left(k \cdot m \cdot \frac{1}{Q_N}\right)^2}$
Reactanța echivalentă a laturii paralel	$X_{ep} = \frac{\omega \cdot C_p \cdot R_T^2}{1 + (\omega \cdot C_p \cdot R_T)^2} = \frac{k \cdot m \cdot R_T}{\left[1 + \left(k \cdot m \cdot \frac{1}{Q_N}\right)^2\right]} \cdot Q_N$

- curentul prin latura serie a circuitului rezonant:

$$I_{rs,N} = \frac{U_i}{\sqrt{(R_{es} + R_{ep})^2 + (X_{es} - X_{ep})^2}} \quad (3.14)$$

- factorul de amplificarea al tensiunii:

$$G_u = \frac{U_1}{U_i} = \sqrt{\frac{R_{ep}^2 + X_{ep}^2}{(R_{es} + R_{ep})^2 + (X_{es} - X_{ep})^2}} \quad (3.15)$$

Variația cu frecvența normalizată (f/f_{SC}) a raportului dintre curentul de gol și curentul de scurtcircuit, prin latura serie a circuitului rezonant, în conformitate cu relația (3.13), pentru diferite valori ale raportului capacităților (k), este dată în fig. 3.19,a. În fig. 3.19,b,c este prezentată variația cu frecvența normalizată a curentului prin latura serie a circuitului rezonant în sarcină, pentru $k=0,5$ și $k=1$. În fig. 3.20 este reprezentată variația factorului de amplificare al tensiunii, în funcție de frecvența normalizată, pentru trei valori ale raportului capacităților, având drept parametru factorul de calitate în sarcină nominală, definit (în ipoteza neglijării rezistenței r_s):

$$Q_N = \frac{Z_{SC}}{R_T} \quad (3.16)$$

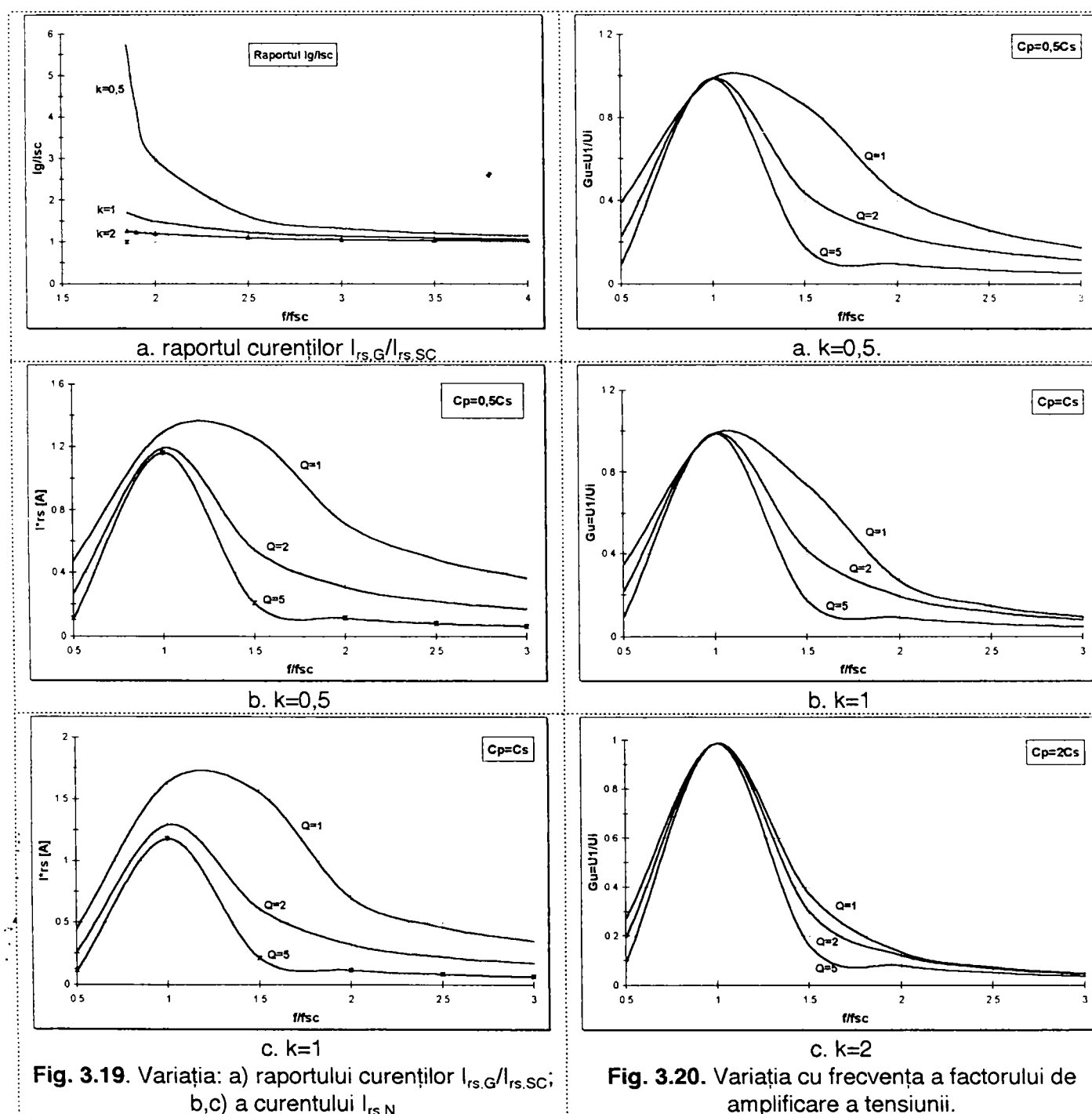


Fig. 3.19. Variația: a) raportului curenților $I_{rs,G}/I_{rs,SC}$; b,c) a curentului $I_{rs,N}$

Fig. 3.20. Variația cu frecvența a factorului de amplificare a tensiunii.

Din fig. 3.19,a, se observă că raportul curenților este dependent de frecvență și de raportul capacităților. Fig. 3.19,b și 3.19,c, evidențiază efectul frecvenței asupra curentului prin latura rezonantă serie: acest curent crește cu reducerea factorului de calitate în sarcină, precum și

cu creșterea raportului capacităților. Din fig. 3.20, se remarcă o caracteristică funcțională importantă a convertorului rezonant serie-parallel: cu creșterea rezistenței de sarcină, factorul de calitate în sarcină scade, iar amplificarea în tensiune crește, la o frecvență de lucru dată (peste frecvența de rezonanță f_{SC}). Totodată, cu scăderea frecvenței de lucru, crește amplificarea în tensiune. Aceste particularități comportamentale ale circuitului rezonant serie-parallel sunt deosebit de utile în cazul alimentării, în condiții controlate, a unei sarcini electrice, cum este arcul electric de sudare.

3.4.2. Analiza convertorului rezonant serie-parallel de ordinul 4

Schema electrică echivalentă este cea corespunzătoare circuitului rezonant de la ieșirea invertorului, ea incluzând și rezistența de sarcină reflectată în circuitul primar al transformatorului de adaptare, R_L , fig. 3.21. Analiza este efectuată în regim permanent, considerând numai fundamentala tensiunii dreptunghiulare de la ieșirea invertorului, U_i (valoare efectivă). Această ipoteză este valabilă ca urmare a selectivității circuitului rezonant, [9,88].

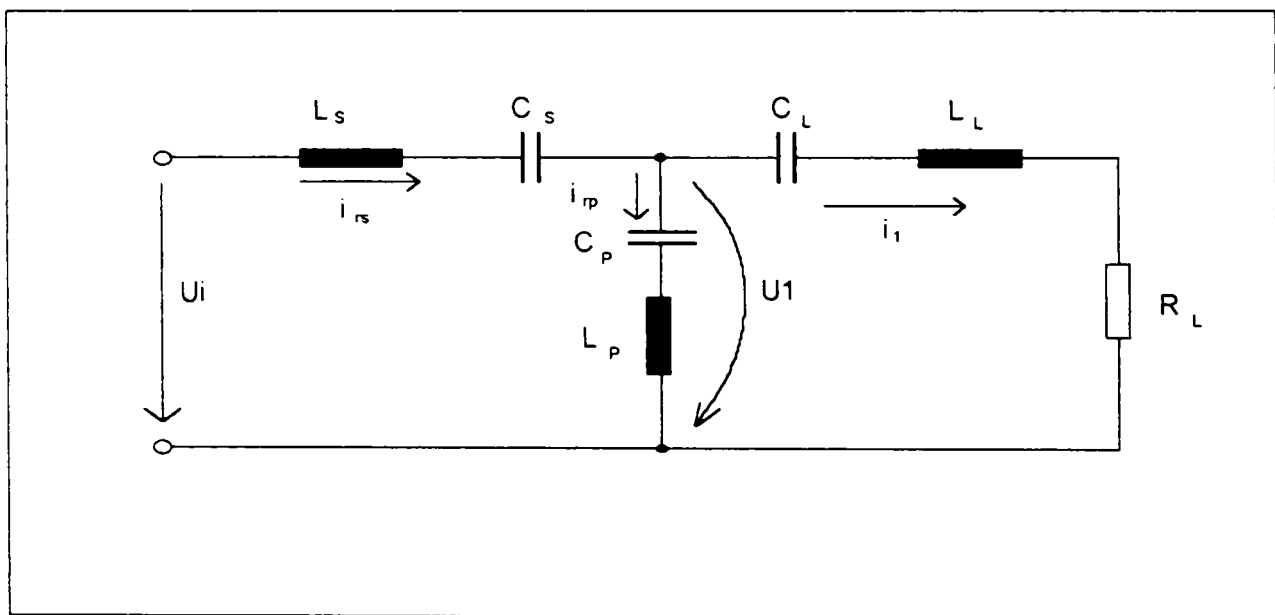


Fig. 3.21. Schema electrică echivalentă pentru analiza în curent alternativ a circuitului rezonant serie-parallel de ordinul 4.

Impedanța totală a circuitului rezonant serie-parallel este dată de relația:

$$\underline{Z} = \frac{(a_1 \cdot \omega^5 + a_2 \cdot \omega^3 + a_3 \cdot \omega) + j(b_1 \cdot \omega^6 + b_2 \cdot \omega^4 + b_3 \cdot \omega^2 + b_4)}{(c_1 \cdot \omega^5 + c_2 \cdot \omega^3 + c_3 \cdot \omega)} \quad (3.17)$$

unde coeficienții sunt dați de relațiile din tabelul 3.7, [88].

La rezonanță, partea imaginară a impedanței se anulează, ceea ce se poate exprima astfel:

$$\omega^6 + k_1 \cdot \omega^4 + k_2 \cdot \omega^2 + k_3 = 0 \quad (3.18)$$

unde coeficienții sunt:

$$k_1 = b_2/b_1; \quad k_2 = b_3/b_1; \quad k_3 = b_4/b_1 \quad (3.19)$$

Ecuția (3.18), scrisă în funcție de pulsația $\omega = 2\pi f$, admite trei perechi de rădăcini: $\omega = \pm \omega_1$, $\omega = \pm \omega_2$, $\omega = \pm \omega_3$. Rădăcinile pozitive reprezintă tocmai cele trei pulsații de rezonanță ale circuitului. Ecuția (3.18) poate fi rescrisă astfel, în funcție de pătratele rădăcinilor:

$$\omega^6 - \omega^4(\omega_1^2 + \omega_2^2 + \omega_3^2) + \omega^2(\omega_1^2\omega_2^2 + \omega_2^2\omega_3^2 + \omega_3^2\omega_1^2) - \omega_1^2\omega_2^2\omega_3^2 = 0 \quad (3.20)$$

Prin identificare, rezultă expresiile coeficienților k_1 , k_2 , k_3 :

$$\begin{aligned} k_1 &= -\omega_1^2 - \omega_2^2 - \omega_3^2 \\ k_2 &= \omega_1^2 \cdot \omega_2^2 + \omega_2^2 \cdot \omega_3^2 + \omega_3^2 \cdot \omega_1^2 \\ k_3 &= -\omega_1^2 \cdot \omega_2^2 \cdot \omega_3^2 \end{aligned} \quad (3.21)$$

La rezonanță, impedanța circuitului se reduce la componenta sa rezistivă:

$$\Re\{Z\} = R \quad (3.22)$$

unde prin R , s-a notat rezistența echivalentă a circuitului la rezonanță.

Tabelul 3.7

$a_1 = C_S C_P^2 I_p^2 C_L^2 R_L$
$a_2 = -2C_S C_P L_P C_L^2 R_L$
$a_3 = C_S C_L^2 R_L$
$b_1 = C_S C_P^2 C_L^2 (L_P I_L^2 + I_P^2 L_L + I_S I_L^2 + L_S I_P^2 + 2L_S L_P L_L)$
$b_2 = C_S C_P^2 C_L (-I_P^2 - 2L_S L_L - 2L_P L_L - 2L_S L_P) + C_S C_P C_L^2 (-I_L^2 - 2L_P L_L - 2L_S L_L - 2L_S L_P) + C_P^2 C_L^2 (-L_L^2 - 2L_P L_L - L_P^2) + C_S C_P^2 C_L^2 R_L^2 (L_P + L_S)$
$b_3 = C_S C_P (L_P C_P + L_S C_P + 2L_P C_L + 2L_L C_L + 2L_S C_L - C_L^2 R_L^2) + C_S C_L^2 (L_L + L_S) + C_P^2 C_L (-C_L R_L^2 + 2L_L + 2L_P) + 2C_P C_L^2 (L_L + L_P)$
$b_4 = -C_S C_P - C_S C_L - C_P^2 - 2C_P C_L - C_L^2$
$c_1 = C_S C_P^2 (C_L^2 I_L^2 + 2L_P C_L^2 L_L + I_P^2 C_L^2)$
$c_2 = C_S C_P^2 (C_L^2 R_L^2 - 2C_L L_L - 2L_P C_L) + C_S C_P (-2C_L^2 L_L - 2L_P C_L^2)$
$c_3 = C_S C_P^2 + 2C_S C_P C_L + C_S C_L^2$

Valoarea rezistenței R , pentru o anumită frecvență de rezonanță se poate determina prin impunerea unei anumite puteri furnizate de convertor sarcinii, la acea frecvență de rezonanță. Notând puterea de ieșire pe sarcină cu P_s și considerând valoarea efectivă U_i a fundamentalei tensiunii dreptunghiulare aplicate circuitului rezonant (U_d) pentru rezistența corespunzătoare frecvenței de rezonanță rezultă relația:

$$R = \frac{U_i^2}{P_s} \quad (3.23)$$

unde valoarea efectivă a tensiunii este:

$$U_i = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot U_d \quad (3.24)$$

Relația (3.23) este dedusă în ipoteza neglijării pierderilor de putere în circuitele de la ieșirea inverterului. Valoarea reflectată în primarul transformatorului de adaptare a rezistenței de sarcină, considerând și efectul redresorului secundar, este dată de relația:

$$R_L = \frac{\pi^2}{8} \cdot n^2 \cdot R_S \quad (3.25)$$

unde $n=N_1/N_2$, este raportul numărului de spire al transformatorului.

În fig. 3.22,a este reprezentată variația cu frecvența a modulului impedanței echivalente circuitului reprezentat în fig. 3.21, iar în fig. 3.22,b, variația cu frecvența a curentului prin rezistența echivalentă sarcinii, reflectată în primar. Diagramele sunt obținute prin simularea în PSpice a circuitului din fig. 3.21, cu ajutorul analizei de curent alternativ, considerând o tensiune de intrare în circuit $U_i=1$ V. Valorile elementelor de circuit, obținute printr-o procedură de dimensionare dată în [88], sunt: $L_s=135\mu H$, $L_p=14\mu H$, $L_L=80\mu H$, $C_s=45nF$, $C_p=45nF$, $R_L=18,66\Omega$. După cum se poate observa din fig. 3.22, există trei frecvențe de rezonanță ale circuitului ($f_{01} = 46,86kHz$, $f_{02} = 73,3kHz$, $f_{03} = 100,69kHz$). Curentul echivalent de sarcină are trei valori extreme: două maxime și una minimă. Dacă frecvența de lucru este modificată de la frecvența superioară de rezonanță serie (f_{03}), corespunzătoare unei funcționări cu o valoare mică a rezistenței de sarcină, la o frecvență de rezonanță inferioară, cu o valoare mai mare a rezistenței de sarcină, curentul va descrește automat, deoarece rezistența echivalentă a circuitului crește. Curentul prin rezistența echivalentă sarcinii, în valori raportate la valoarea maximă a curentului corespunzătoare frecvenței f_{03} , este de 62,07% - la frecvența f_{02} , respectiv de 43,1% - la frecvența f_{01} . Comutația la curent zero este menținută, în regim stabilizat de funcționare, la nivele diferite de putere. Puterea furnizată sarcinii, la fiecare din aceste frecvențe de rezonanță, este funcție de tensiunea de alimentare a inverterului (rețelei), și de rezistența totală a circuitului la frecvența de rezonanță respectivă (R).

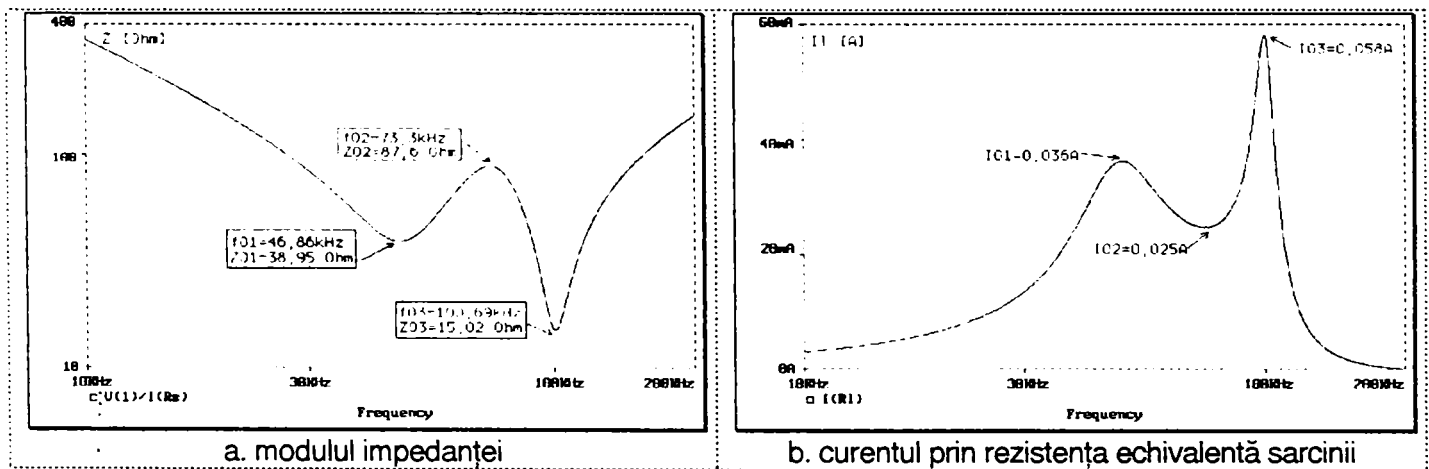


Fig. 3.22. Diagramele de variație cu frecvența ale unor parametri ai circuitului rezonant serie-paralel de ordinul 4.

3.5. Analiza în PSpice a schemei circuitului rezonant serie-paralel de ordinul 3 cuplată cu modelul cuadripolar al transformatorului de adaptare

3.5.1. Considerații preliminare

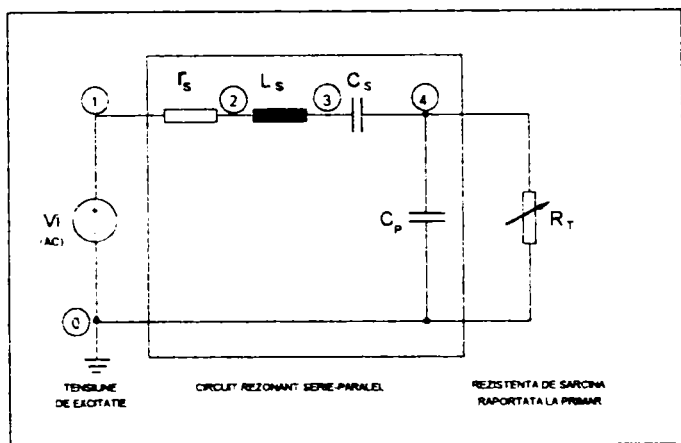
În analiza efectuată mai sus nu au fost luați în considerare parametrii reactivi ai transformatorului: inductanța de magnetizare (gol), $L_m \approx L_o$, inductanța de scurtcircuit, L_{sc} , precum și capacitățile parazite (care se manifestă în cazul funcționării transformatorului la înaltă frecvență, după cum s-a arătat în capitolul 2). În cele ce urmează, se va analiza circuitul rezonant serie-paralel de la ieșirea inverterului, în conjuncție cu transformatorul de adaptare. Evaluarea influenței parametrilor transformatorului de adaptare asupra frecvențelor de rezonanță ale circuitului în ansamblu, se efectuează prin analiza de curent alternativ a simulatorului PSpice, în scopul determinării răspunsului în frecvență al circuitului. Valorile parametrilor circuitului rezonant serie-paralel, au fost determinate printr-o procedură de dimensionare, indicată în [67], și corespund unei frecvențe de rezonanță la scurtcircuit, $f_{sc}=36,53kHz$. Valoarea rezistenței de sarcină, determinată pe baza relațiilor (3.2) și (3.3), corespunde unui curent nominal de sudare de 150A., respectiv de 15A (sarcina de 10% din cea nominală). Rezistența echivalentă sarcinii, reflectată în primarul transformatorului s-a calculat cu relația (3.9), considerând un raport de transformare $n=2$. Valorile parametrilor transformatorului sunt cele determinate prin procedura experimentală descrisă în capitolul 2, și corespund unui transformator realizat cu două perechi de miezuri de ferită tip E80/20, care are numerele de spire $N_1/N_2=12/6$ ($n=2$). Tabelul 3.8. prezintă sintetic valorile parametrilor de circuit luați în considerare la simulare.

Tabelul 3.8

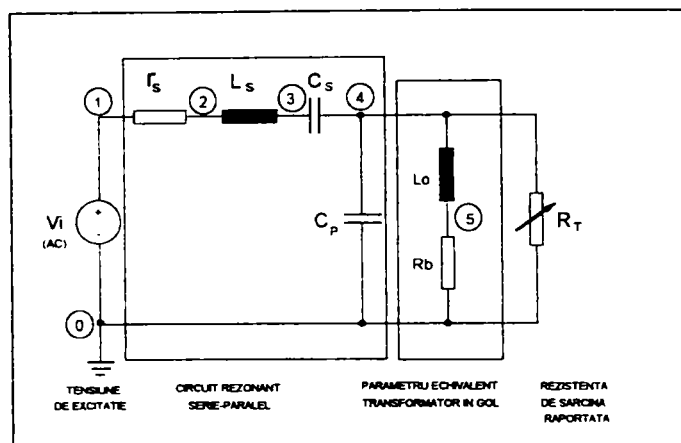
Parametru	Valoare
Rezistența serie, r_s	5m Ω
Capacitatea serie, C_s	2x0,2177 μ F
Capacitatea paralel, C_p	0,446 μ F
Inductivitatea serie, L_s	43,6 μ H
Rezistența de sarcină nominală, R_{SN}	0,1733 Ω
Rezistența de sarcină redusă, $R_{S0,1}$	1,3733 Ω
Rezistența primară echivalentă sarcinii nominale, R_{TN}	0,8552 Ω
Rezistența primară echivalentă sarcinii reduse, $R_{T0,1}$	6,7769 Ω
Inductanța de gol a transformatorului, $L_o \approx L_m$	0,776mH
Inductanța de scurtcircuit a transformatorului, L_{sc}	17,8 μ H
Rezistența totală de scurtcircuit a transformatorului, $R_{sc}=R_1 + R'_2$ (valoare în curent continuu)	60m Ω
Capacitățile parazite ale transformatorului	$C_1 = 460pF$; $C_2 = 83pF$; $C_3 = 2,1pF$
Tensiunea de intrare în circuit, U_i	1V

Se consideră următoarele regimuri de funcționare: scurtcircuit, sarcină nominală (I_{SN}), sarcină redusă (1/10 din cea nominală, adică $0,1I_{SN}$), și regimul de gol. Analiza este efectuată în următoarele situații, conform fig. 3.23:

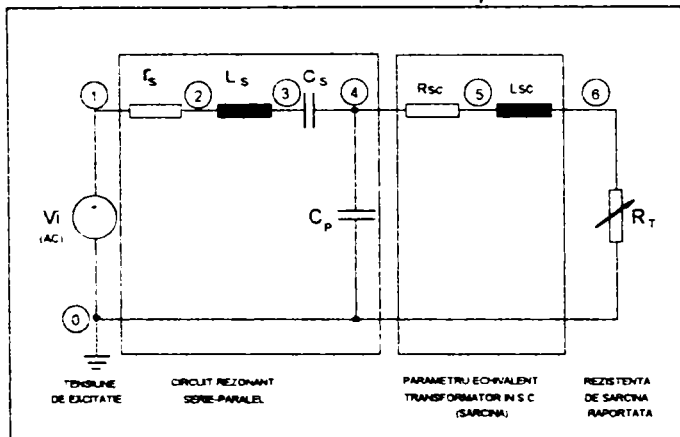
- circuit rezonant simplu, fără transformator, fig. 3.23,a;
- circuit rezonant cuplat cu parametrii reactivi de gol și de scurtcircuit ai transformatorului, fig. 3.23,b (gol), 3.23,c (scurtcircuit și sarcină nominală), respectiv 3.23,d (sarcină redusă);
- circuit rezonant cuplat cu modelul transformatorului, fără capacități, fig. 3.23,e;
- circuit rezonant, cuplat cu modelul cuadripolar complet al transformatorului, fig. 3.23,f.
- circuit cu schema conform fig. 3.23,e, cu parametrii L_o , L_{sc} ai transformatorului variabili.



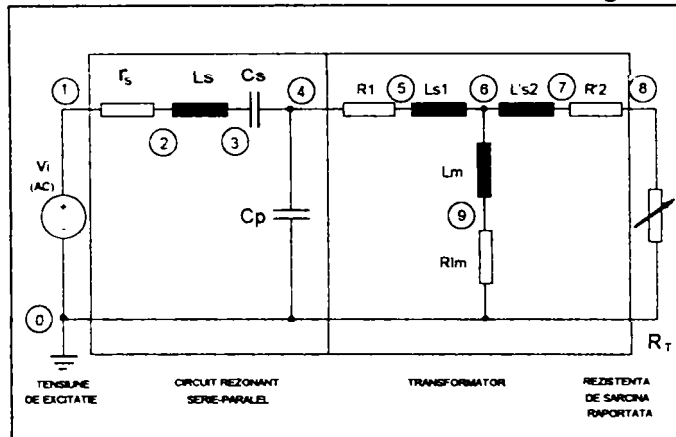
a. circuitul rezonant simplu



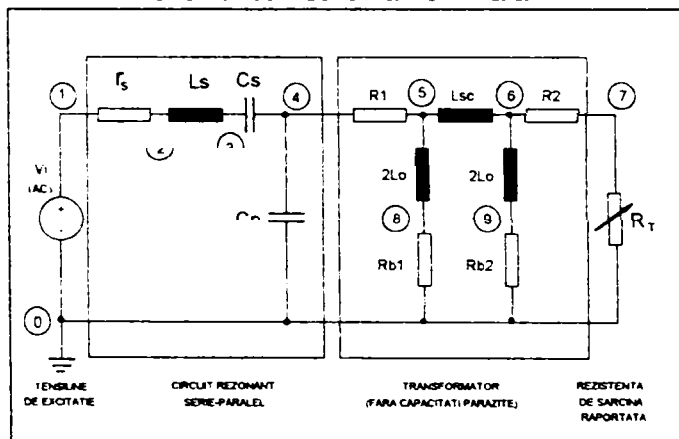
b. circuitul rezonant cu transformatorul în gol



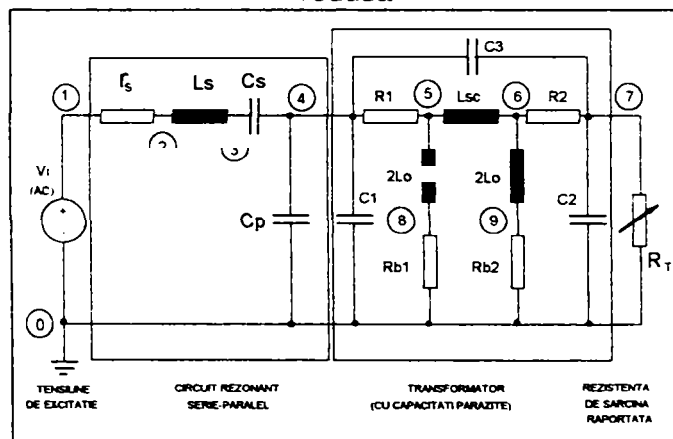
c. circuitul rezonant cu transformatorul în scurtcircuit/sarcină nominală



d. circuitul rezonant cu transformatorul la sarcină redusă



e. circuitul rezonant cu transformatorul fără capacități

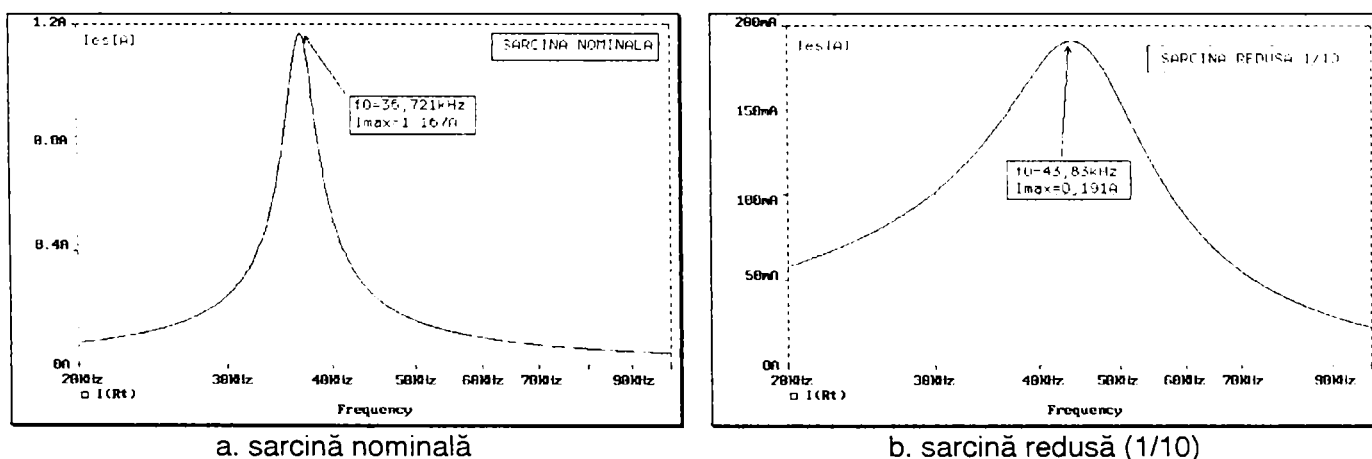
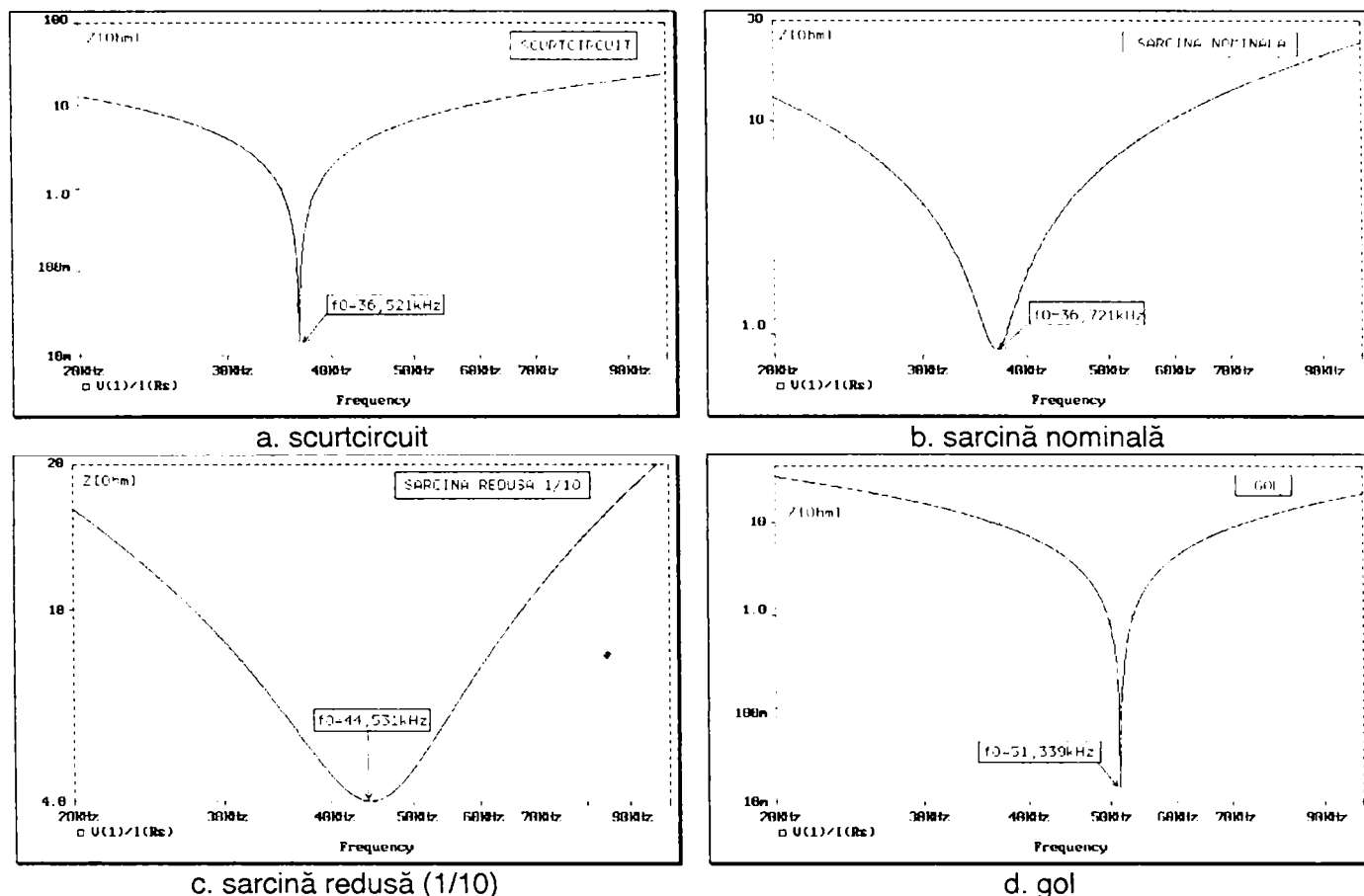


f. circuitul rezonant cu transformatorul cu capacități

Fig. 3.23. Schemele simulate în PSpice ale circuitului rezonant serie-parallel de ordinul 3.

3.5.2. Circuitul rezonant serie-parallel simplu

Rezultatele simulării sunt prezentate în fig. 3.24 și fig. 3.25. În fig. 3.24, este prezentată variația cu frecvența a modulului impedanței echivalente la bornele circuitului rezonant, în regimurile caracteristice de lucru, inclusiv la sarcină redusă la 1/10 din sarcina nominală. Circuitul prezintă o singură frecvență de rezonanță (serie). Se observă o creștere a frecvenței de rezonanță cu creșterea rezistenței de sarcină. Impedanțele sunt reprezentate în scară logaritmică.



În fig. 3.25 este reprezentată variația cu frecvența a curentului prin rezistența echivalentă sarcinii, reflectată în primar, la două nivele de sarcină: nominală, respectiv 1/10 din nominal. Se poate remarca influența modificării valorii factorului de calitate al circuitului rezonant asupra selectivității sale. Frecvența de rezonanță la sarcină nominală este cu puțin mai mare față de frecvența de rezonanță la scurtcircuit. Ecartul între frecvențele de rezonanță, la sarcină nominală, față de 1/10 din sarcina nominală, este de circa 7kHz.

3.5.3. Circuitul rezonant cuplat cu inductanțele de gol și de scurtcircuit ale transformatorului

Rezultatele simulării schemelor din fig. 3.23,b, 3.23,c, 3.23,d, sunt prezentate în fig. 3.26. Impedanțele sunt reprezentate în scară logaritmică. Pentru simularea la sarcină redusă, s-a optat pentru schema echivalentă în "T" a transformatorului (schema 3.23,d),

pentru o mai corectă descriere a acestuia. Variația cu frecvența a curentului prin rezistența echivalentă sarcinii este dată în fig. 3.27.

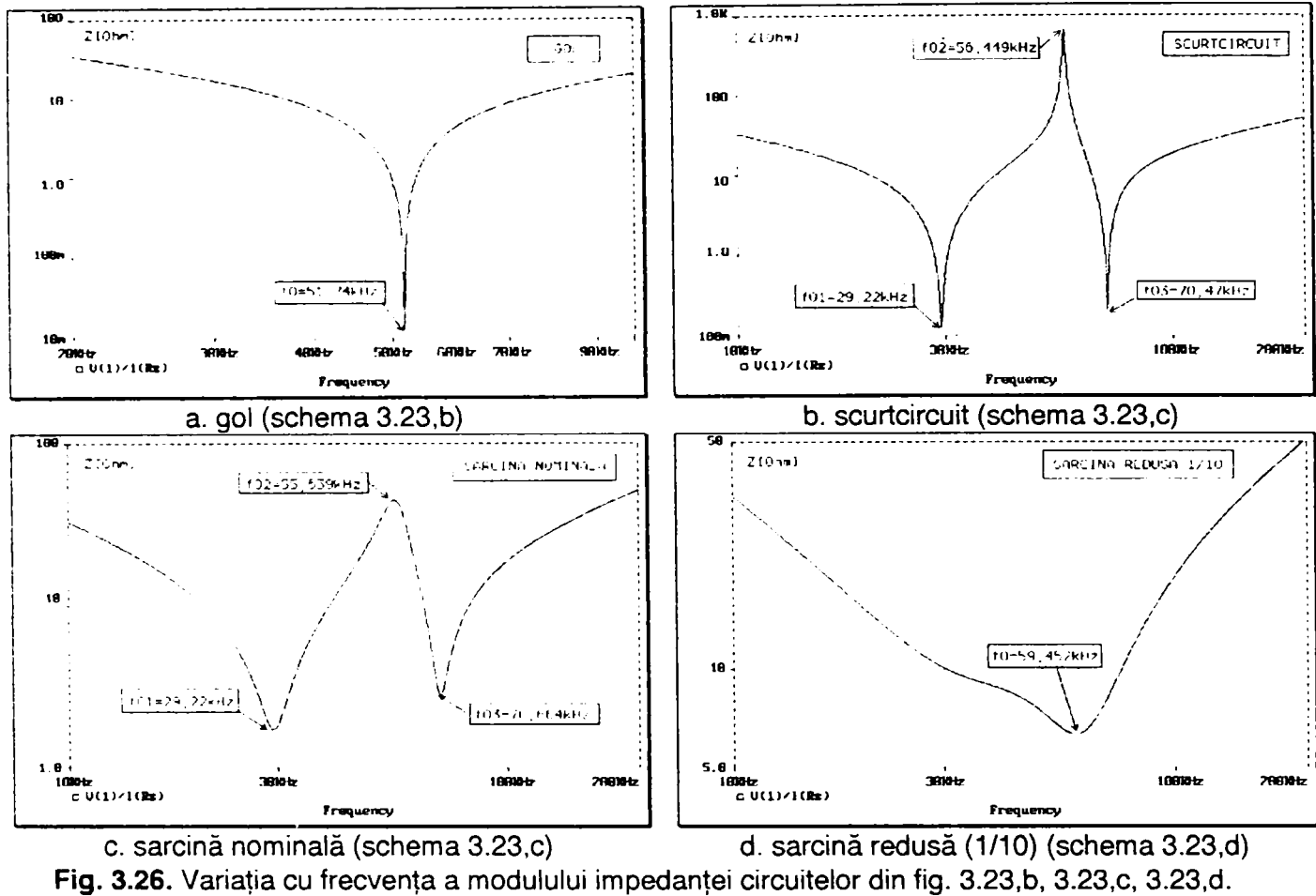


Fig. 3.26. Variația cu frecvența a modului impedanței circuitelor din fig. 3.23,b, 3.23,c, 3.23,d.

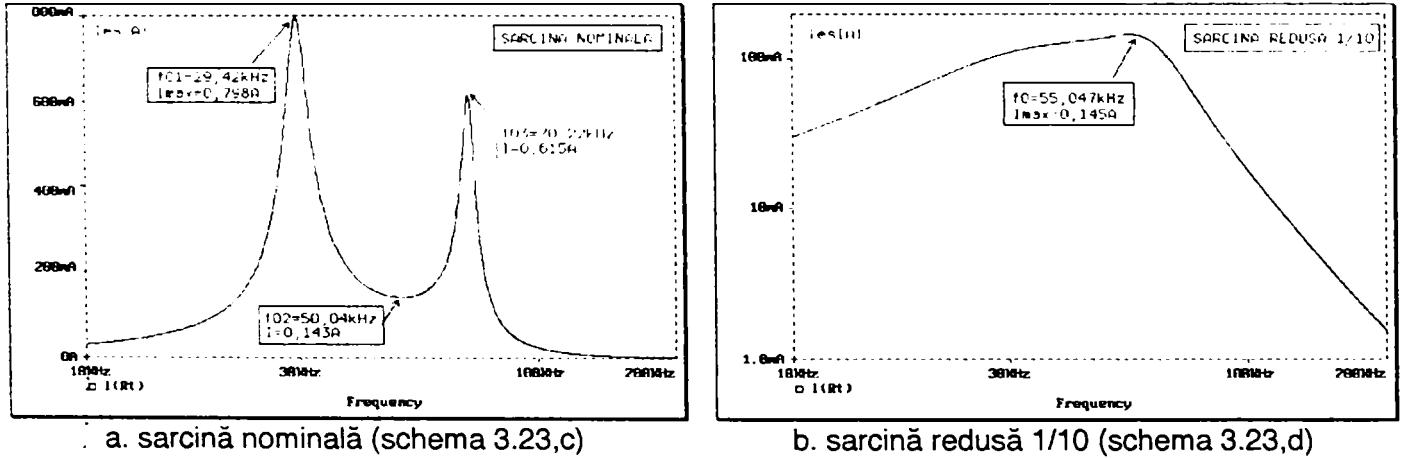


Fig. 3.27. Variația cu frecvența a curentului prin rezistența echivalentă sarcinii.

Din fig. 3.26,a, se observă că practic, inductivitatea de gol a transformatorului nu influențează comportamentul rezonant al circuitului, în gol. Comportamentul circuitului însă se modifică radical în regim de scurtcircuit și în sarcină. Se observă că, spre deosebire de cazul precedent, în scurtcircuit și în sarcină nominală există trei frecvențe de rezonanță: două de rezonanță serie (f_{01} , f_{03}) și una de rezonanță paralel (f_{02}). La sarcină redusă, există o singură frecvență de rezonanță, mai mare ca valoare decât în cazul circuitului rezonant simplu. Din analiza diagramei corespunzătoare regimului de scurtcircuit, fig. 3.26,b, se poate evidenția efectul inductivității de scurtcircuit (dispersie) a transformatorului asupra comportamentului rezonant al circuitului. Prin urmare, în cazul dimensionării componentelor reactive ale circuitului rezonant, trebuie luate în considerare și valorile inductivităților transformatorului. Din fig. 3.27,a se remarcă faptul că maximul curentului prin rezistența

echivalentă sarcinii survine la prima frecvență de rezonanță serie. În cazul sarcinii reduse, fig. 3.27,b, maximul curentului survine la o frecvență mai mare decât cea de rezonanță serie în gol (fig. 3.26,a), în acest caz cele două inductivități ale transformatorului (L_m și L_{s2}) fiind "văzute" în paralel (L_{s1} , L_{s2} sunt notațiile folosite în programul de simulare a scheme 3.23,d, pentru inductivitățile de dispersie, primară și secundară raportată, ale transformatorului).

3.5.4.Circuitul rezonant cuplat cu transformator fără considerarea capacităților parazite ale transformatorului

Rezultatele simulării schemei din fig. 3.23,e, sunt prezentate în fig. 3.28 și 3.29. În fig. 3.28 este reprezentată variația impedanței (în scară logaritmică) cu frecvența, în cele patru regimuri analizate. În fig. 3.29, este prezentată variația curentului prin rezistența echivalentă sarcinii, reflectată în primar, la cele două nivele de încărcare: sarcină nominală, respectiv la 1/10 din sarcina nominală.

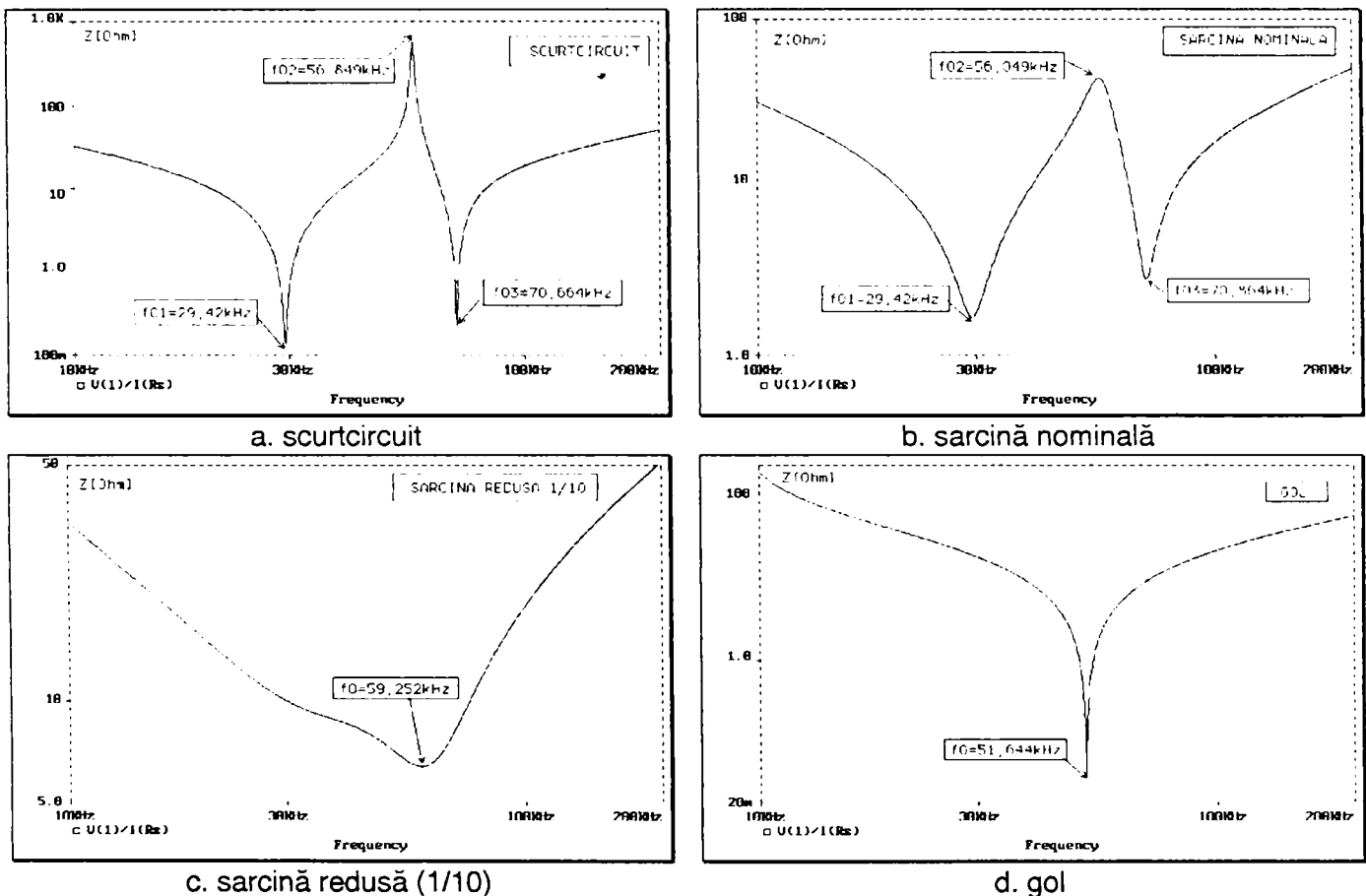


Fig. 3.28. Variația cu frecvența a modului impedanței circuitului din fig. 3.23,e.

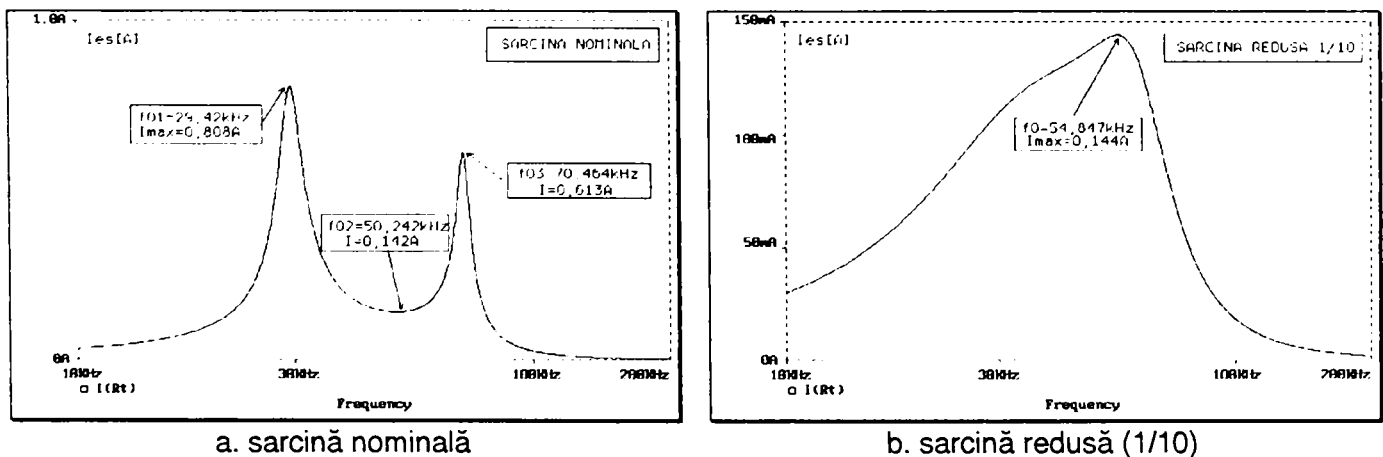


Fig. 3.29. Variația cu frecvența a curentului prin rezistența echivalentă sarcinii.

Din fig. 3.28 se observă că, față de situația precedentă, comportamentul rezonant al circuitului nu se modifică semnificativ. Prin urmare, studiul circuitului pe baza schemelor simplificate ale transformatorului, în regimurile sale de funcționare, reprezintă o aproximație satisfăcătoare, din punctul de vedere al comportamentului în frecvență al circuitului rezonant serie-parallel.

3.5.5. Circuitul rezonant cuplat cu transformator cu considerarea capacităților parazite ale transformatorului

În prezenta analiză, se consideră un model de transformator la înaltă frecvență cu trei capacități parazite, fig. 3.23,f. Rezultatele simulării sunt prezentate în fig. 3.30, și fig. 3.31. În fig. 3.30, este dată variația modului impedanței (în scară logaritmică), iar în fig. 3.31, variația curentului prin rezistența echivalentă sarcinii, reflectată în primar.

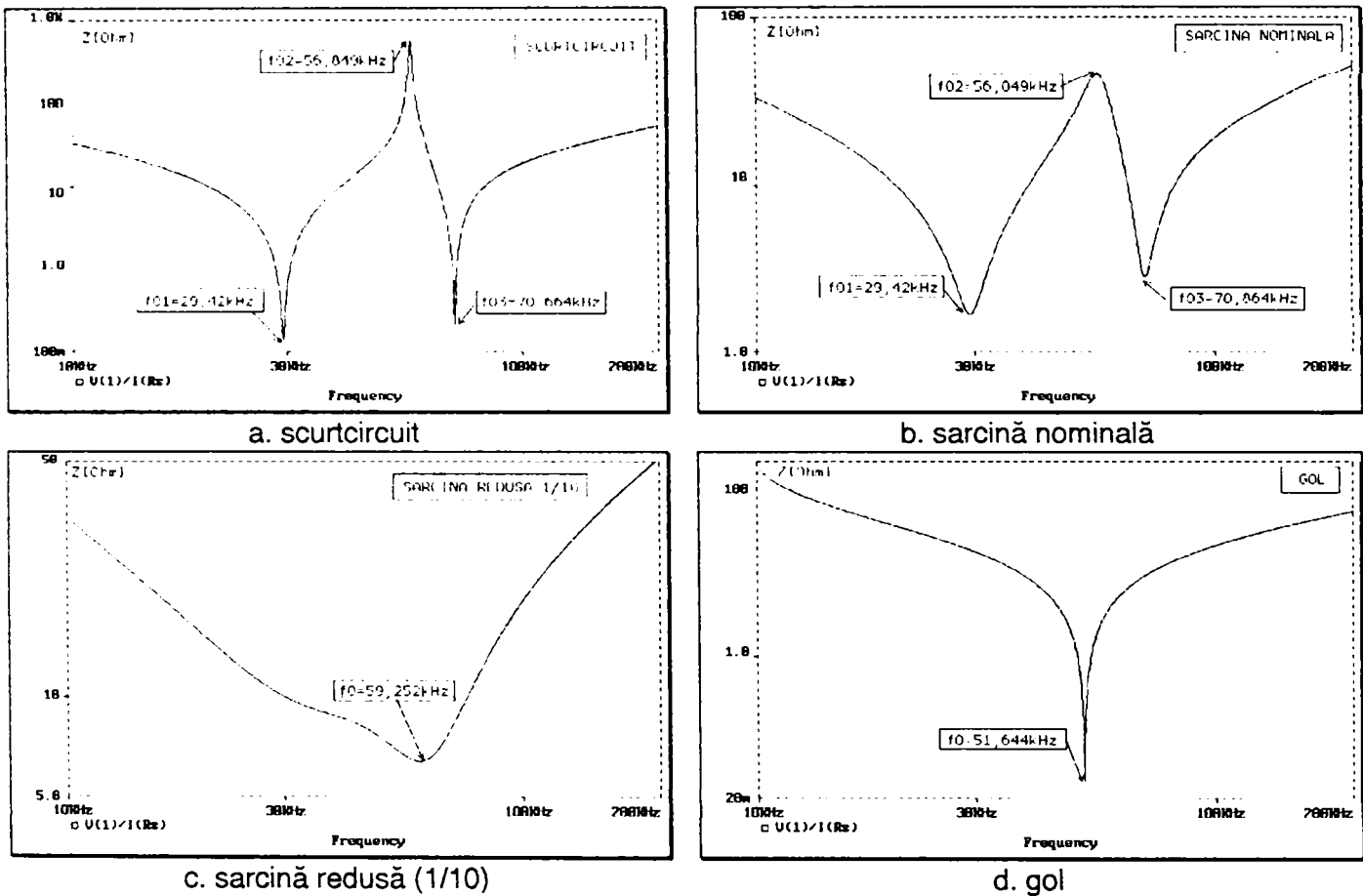


Fig. 3.30. Variația cu frecvența a modului impedanței circuitului din fig. 3.23,f.

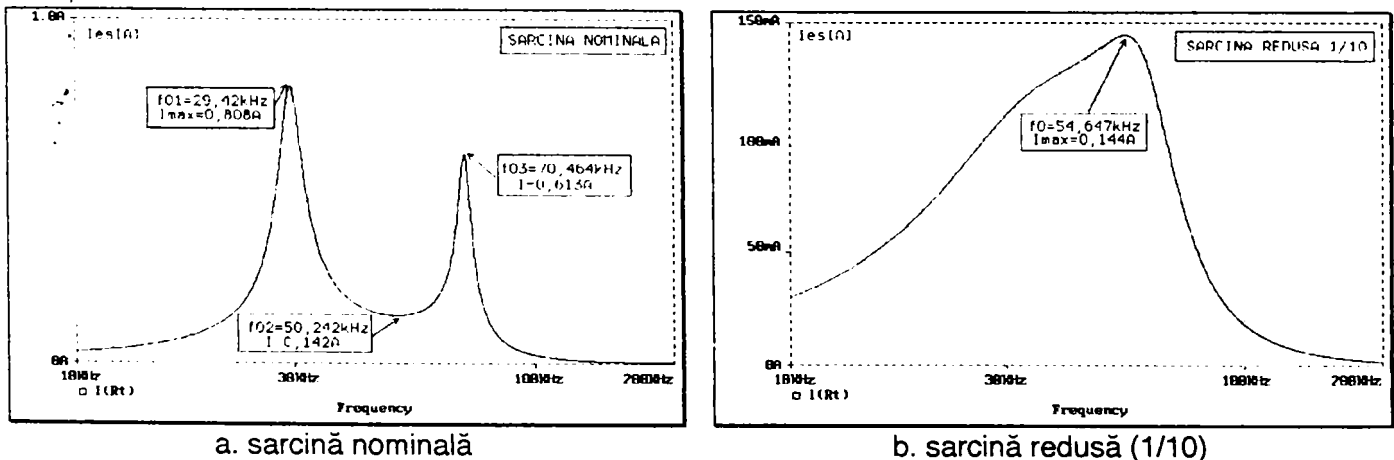


Fig. 3.31. Variația cu frecvența a curentului prin rezistența echivalentă sarcinii.

Se observă că prezența capacităților parazite ale transformatorului nu influențează practic comportamentul rezonant al circuitului.

Rezultatele simulărilor comportamentului circuitului rezonant, cuplat cu diferite scheme de modelare ale transformatorului de adaptare, sunt prezentate sintetic în tabelul 3.9. Sunt prezentate frecvențele de rezonanță ale ansamblului circuit rezonant-transformator, pentru regimurile de funcționare analizate. Din tabel, se observă abateri ale frecvențelor de rezonanță ale circuitului cuplat cu transformatorul, față de cele rezultate din analiza circuitului rezonant considerat singular, în regimurile de scurtcircuit și sarcină. În gol, influența transformatorului este practic neglijabilă asupra comportamentului rezonant.

Tabelul 3.9

Proba\Schema		Fig. 3.23,a	Fig. 3.23,b; 3.23,c;3.23,d			Fig. 3.23,e			Fig. 3.23,f		
f ₀ [kHz]	Scurt.	36,52	29,22	56,45	70,47	29,42	56,85	70,66	29,42	56,85	70,66
	Sarcină nominală	36,72	29,22	55,64	70,66	29,42	56,05	70,86	29,42	56,05	70,86
	Sarcină 1/10	44,53	55,05			59,25			59,26		
	Gol	51,34	51,74			51,64			51,64		

3.5.6. Influența parametrilor inductivi ai transformatorului asupra comportamentului circuitului rezonant

Pentru evidențierea influenței specifice a inductivității de gol, respectiv de scurtcircuit, s-au repetat simulările în PSpice cu schema din fig. 3.23,e, menținând una din inductivități la o valoare constantă și modificând-o pe cealaltă în raportul: 1/10;1;10. Ceilalți parametri ai schemei de simulare rămân nemodificați. Valorile considerate ale inductivităților sunt cele din tabelul 3.10.

Tabelul 3.10

L ₀ , [μH]	77,6	776	7760	L _{sc} =17,8 μH
L _{sc} , [μH]	1,78	17,8	178	L ₀ =776 μH

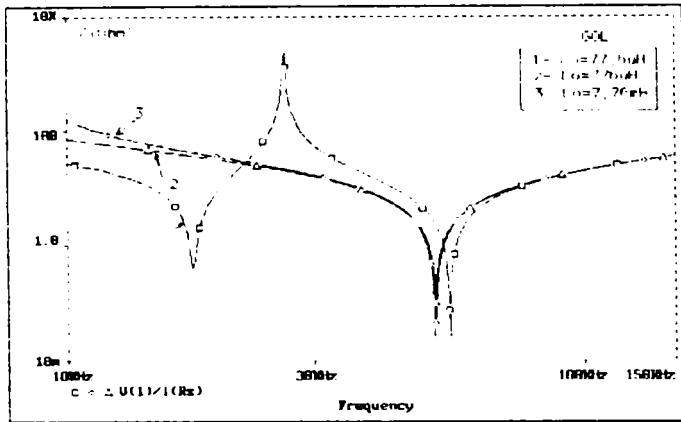
Simularea s-a efectuat pentru regimurile de lucru în gol, în scurtcircuit și la sarcină nominală. Rezultatele simulărilor sunt prezentate, sub forma diagramelor de variație cu frecvența a modulului impedanței circuitului în fig. 3.32, pentru cazul variației inductivității de gol, respectiv în fig. 3.33, pentru cazul modificării inductivității de scurtcircuit., Variația curentului prin rezistența echivalentă sarcinii reflectată în primar, pentru ambele situații, se prezintă în fig. 3.34. Valorile frecvențelor de rezonanță obținute prin simularea cazurilor de studiu de mai sus, sunt date în tabelul 3.11.

Tabelul 3.11

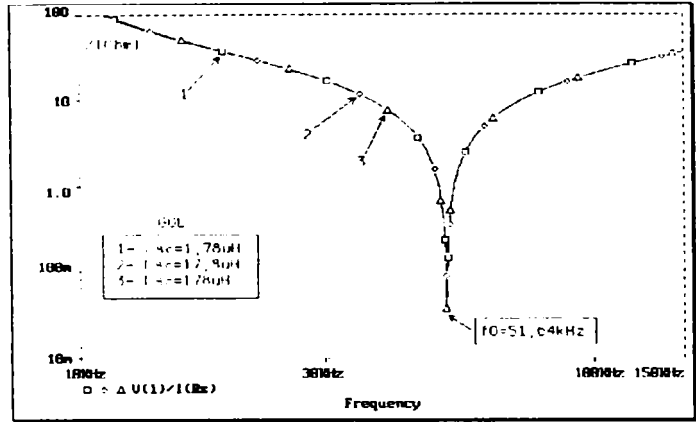
		GOL			SCURTCIRCUIT			SARCINĂ NOMINALĂ		
f ₀ [kHz]	L ₀₁	17,41	26,42	55,05	30,02	59,65	72,87	29,82	58,85	72,87
	L ₀₂	51,64			29,42	56,85	70,66	29,42	56,05	70,86
	L ₀₃	51,44			29,22	56,45	70,46	29,22	55,85	70,66
f ₀ [kHz]	L _{sc1}	51,64			35,83	177,38	183,58	36,03		
	L _{sc2}	51,64			29,42	56,85	70,66	29,42	56,05	70,86
	L _{sc3}	51,64			13,00	18,81	53,25	13,00	18,81	53,25

Din analiza efectuată mai sus, rezultă următoarele concluzii referitoare la influența parametrilor reactivi ai transformatorului de adaptare asupra comportamentului circuitului rezonant serie-paralel de ordinul 3:

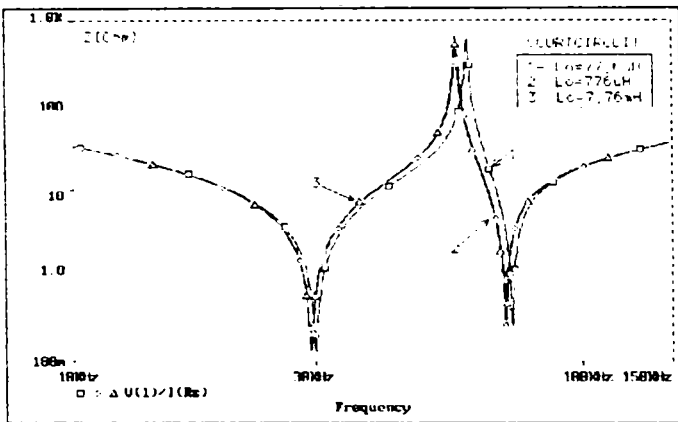
a) Considerarea parametrilor inductivi ai transformatorului modifică substanțial comportamentul circuitului rezonant serie-paralel, în sensul determinării a trei frecvențe de rezonanță, față de o singură frecvență de rezonanță, obținabilă cu structura de bază CLC, pe domeniul de interes (20kHz...200kHz).



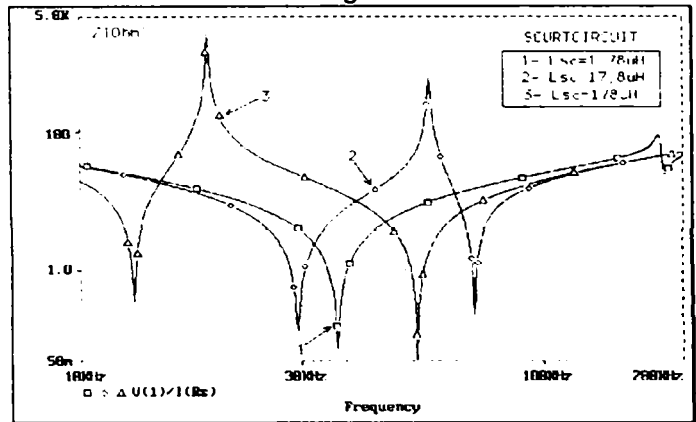
a. ol



a. gol



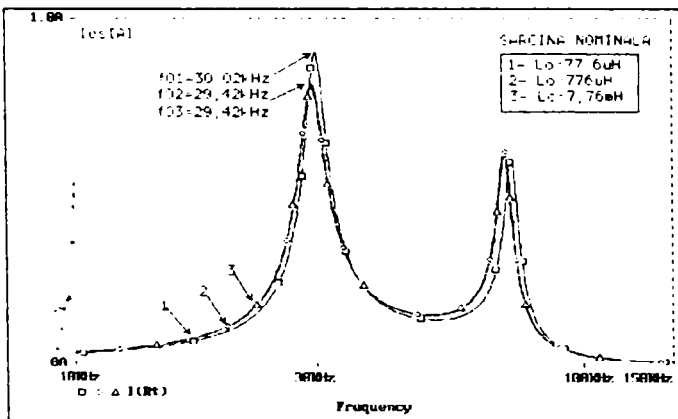
b. scurtcircuit



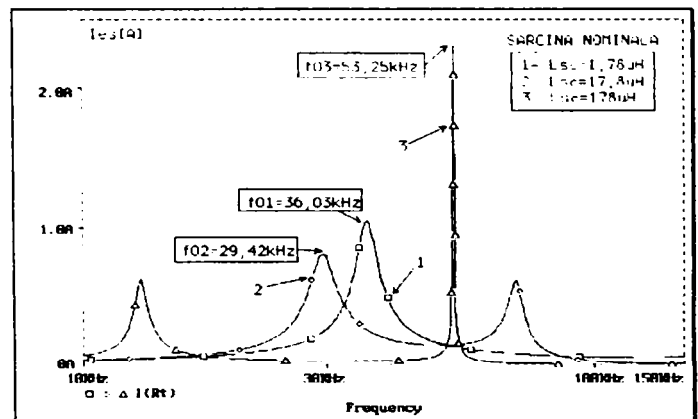
b. scurtcircuit

Fig. 3.32. Diagrame de variație a impedanței cu frecvența la L_0 variabil.

Fig. 3.33. Diagrame de variație a impedanței cu frecvența la L_{sc} variabil.



a. L_0 variabil



b. L_{sc} variabil.

Fig. 3.34. Diagramele de variație cu frecvența ale curentului prin rezistența echivalentă sarcinii.

b) Parametrii transformatorului, cu excepția inductivității de gol, nu afectează funcționarea în gol a ansamblului circuit rezonant-transformator.

c) Inductivitatea de scurtcircuit influențează puternic comportamentul circuitului, mai ales în regim de scurtcircuit și de sarcină.

d) Capacitățile parazite ale modelului transformatorului la înaltă frecvență nu modifică frecvențele de rezonanță ale ansamblului circuit rezonant-transformator, în domeniul de frecvență investigat (10kHz...150kHz).

e) La dimensionarea unui circuit rezonant serie-parallel trebuie luate în considerare și influențele pe care le pot avea componentele reactive de circuit ale transformatorului de adaptare. Cu o aproximație satisfăcătoare, pot fi considerate doar inductivitatea de gol sau de magnetizare, respectiv de scurtcircuit sau de dispersie.

3.6. Rezultate experimentale

3.6.1. Model experimental de convertor rezonant serie-parallel

Modelul de laborator de convertor rezonant serie-parallel a fost realizat conform schemei din fig. 3.35. Valorile componentelor de circuit sunt date în tabelul 3.12.

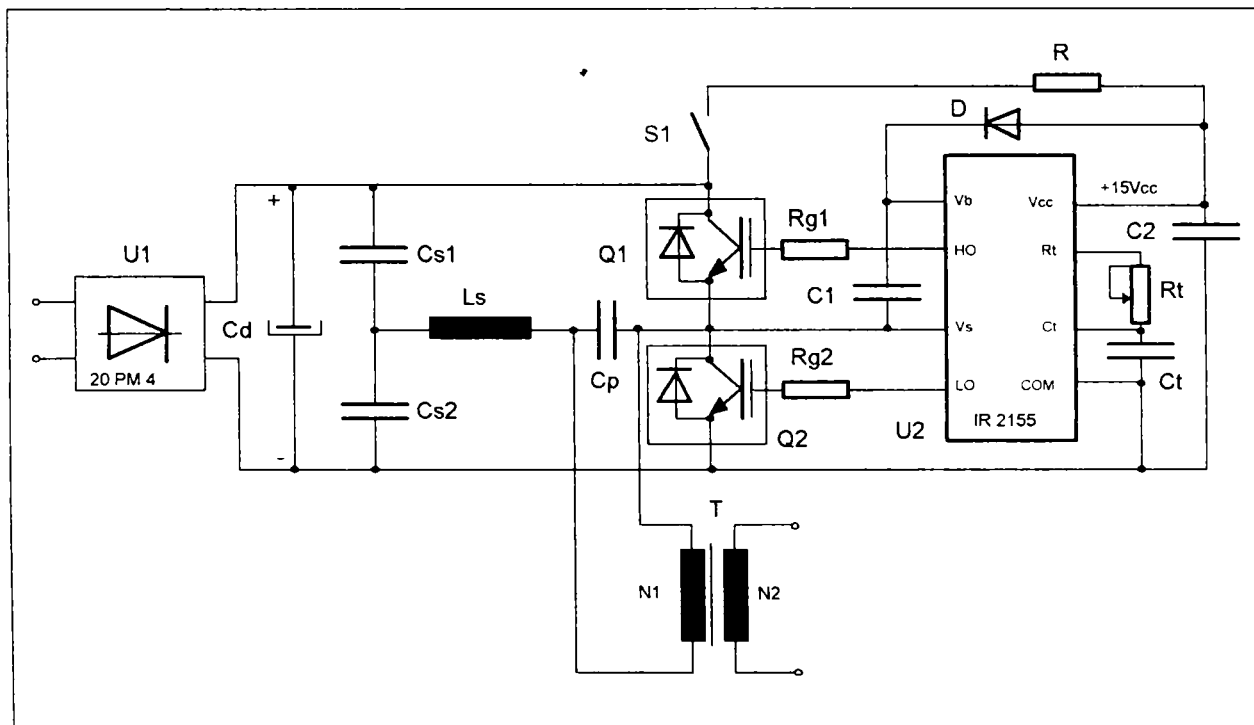


Fig. 3.35. Schema electrică a modelului experimental realizat de convertor rezonant serie-parallel.

Tabelul 3.12

Simbol	Denumirea	Caracteristici tehnice	Simbol	Denumirea	Caracteristici tehnice
U1	Punte redresoare	20PM 4 20A; 400V	R	Rezistor	500k Ω ; 0,5W
C _d	Condensator electrolitic	2X330 μ F; 350V _{cc}	D	Diodă ultrarapidă	11DF 4 400V; 1A
C _{s1} , C _{s2}	Condensator MKV/SIEMENS	B 25834 0,22 μ F; 990V _{ca}	C ₁	Condensator ceramic	100nF
C _p	Condensator MKV/SIEMENS	B 25834 0,47 μ F; 990V _{ca}	C ₂	Condensator electrolitic	47 μ F
L _s	Bobină î.f.	L=44 μ H, miez ferită 2xE40/12	C _t	Condensator ceramic	10nF
Q ₁ , Q ₂	Tranzistor IGBT	IRGPH50KD2 1200V; 36A	R _t	Potențiometru semireglabil	5k Ω ; 0,25W; liniar
U ₂	Circuit integrat (driver)	IR 2155	T	Transformator de adaptare	miez: 2xE70/32; înfăș.: 12/6 spire
R _{q1} , R _{q2}	Rezistor	10 Ω	S ₁	Comutator	

Modelul experimental a fost dimensionat pentru o frecvență de rezonanță la scurtcircuit de $36,17\text{kHz}$, respectiv o frecvență de rezonanță în gol de $52,02\text{kHz}$ (în absența transformatorului). Circuitul integrat de comandă al tranzistoarelor de putere (U_2), de tip IR 2155, este prevăzut cu oscilator intern, frecvența de oscilație fiind dată de valorile componentelor R_f, C_f conform relației, [164]:

$$f = \frac{1}{1,4(R_f + 150) \cdot C_f} \quad (3.26)$$

Pentru a avea posibilitatea modificării frecvenței de oscilație și implicit a celei de comutație, s-a optat pentru o rezistență R_f variabilă (potențiomtru), astfel încât, cu valorile alese ale componentelor în cauză, rezultă teoretic un domeniu de frecvență de $13,87...476\text{kHz}$.

Comutatorul S_1 a fost introdus pentru a avea posibilitatea alimentării separate (cu $15V_{cc}$) a circuitului de comandă, atunci când se lucrează cu tensiuni de rețea mai mici decât cea nominală ($220V$).

În fig. 3.36, sunt prezentate formele de undă ale unor mărimi electrice caracteristice funcționării convertorului. Astfel, în fig. 3.36,a, sunt date formele de undă ale tensiunilor pe tranzistoarele Q_1, Q_2 (U_{CEQ1}, U_{CEQ2} - tensiunea U_{CEQ2} este înregistrată răsturnată, datorită necesității masei comune a sondelor osciloscopului). În fig. 3.36,b, sunt prezentate tensiunile de intrare în circuitul rezonant (U_i), și din primarul transformatorului (U_1), în gol. Se observă că tensiunea din primar este practic sinusoidală, datorită selectivității circuitului rezonant.

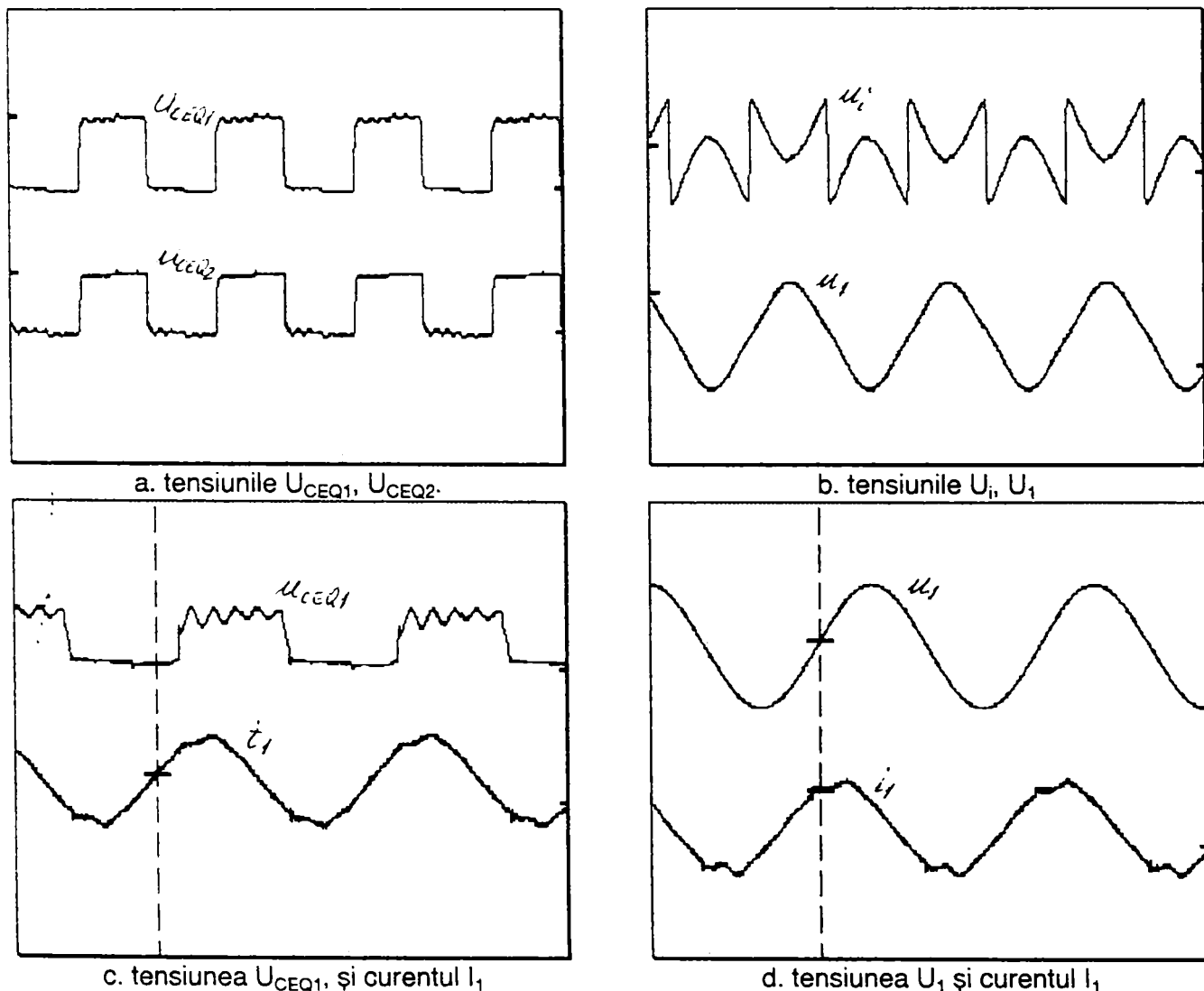
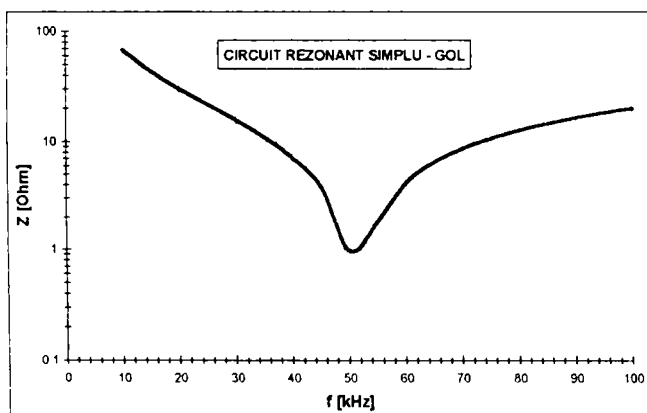


Fig. 3.36. Forme de undă înregistrate la convertorul rezonant serie-paralel.

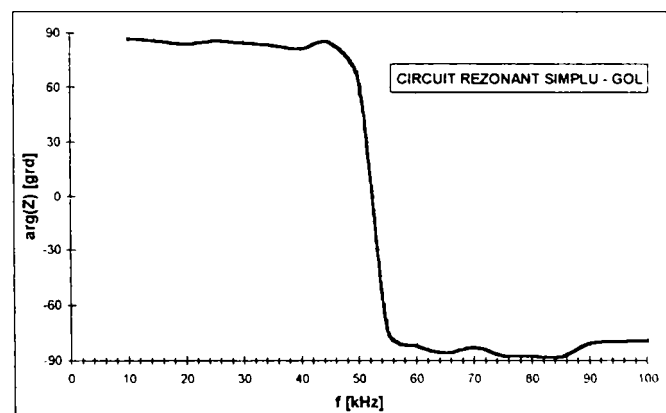
În fig. 3.36,c, sunt prezentate împreună tensiunea pe tranzistorul Q_1 și curentul prin primarul transformatorului (I_1). Se observă că tensiunea este practic dreptunghiulară, iar curentul sinusoidal. În fig. 3.36,d, sunt reprezentate foremele de undă ale tensiunii primare (U_1) și a curentului prin pimarul transformatorului (I_1), în regim de gol. Acestea sunt practic sinusoidale. De asemenea, se observă că tensiunea în primar este defazată în urma curentului, circuitul funcționând sub frecvența de rezonanță în gol, deci având caracter capacitiv.

3.6.2. Determinarea comportamentului în frecvență al circuitului rezonant

Determinările experimentale s-au efectuat cu circuitul rezonant atașat invertorului rezonat serie-paralel, descris mai sus, în două situații: circuit rezonant simplu, respectiv circuit rezonant cuplat cu transformatorul de adaptare. S-au studiat regimurile de gol și de scurtcircuit în ambele situații. Măsurările au fost efectuate cu un montaj care utilizează un generator de semnal de tensiune sinusoidală, cu frecvență variabilă, tip *G4-153* (URSS, an fabricație 1987), pentru alimentarea circuitului de testat, respectiv un analizor de putere tip *LEM-NORMA D4010S*, pentru măsurarea directă a modulului și argumentului impedanței circuitului. Domeniul de frecvență investigat a fost de $10\text{kHz} \dots 100\text{kHz}$. Rezultatele determinărilor sunt prezentate în fig. 3.37, 3.38, 3.39, 3.40.

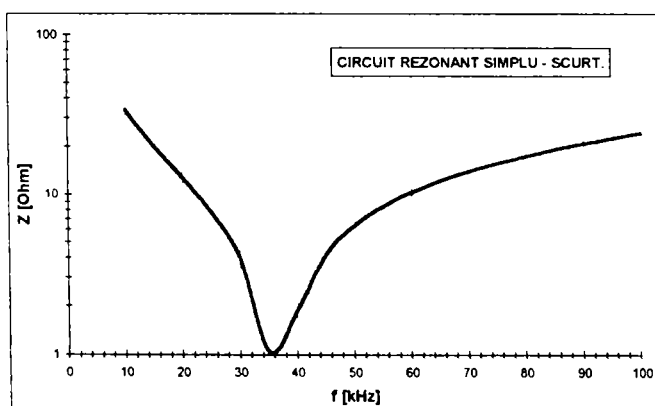


a. modulul impedanței

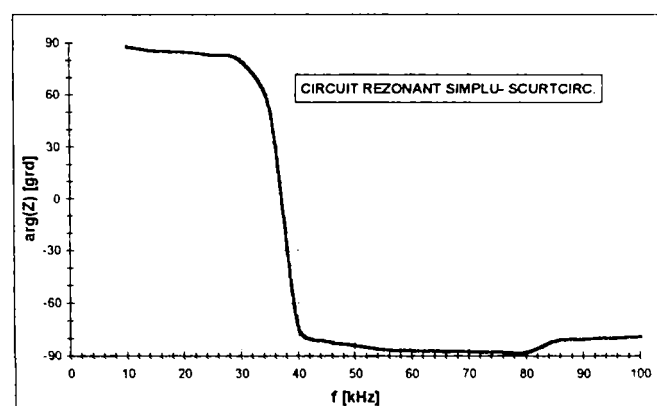


b. argumentul impedanței

Fig. 3.37. Diagramele determinate pentru circuitul rezonant simplu în gol.

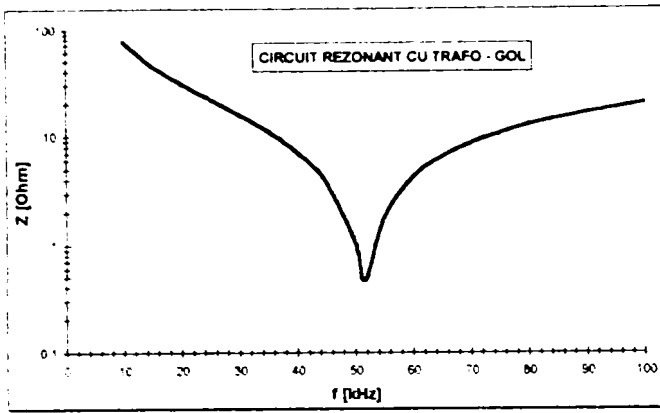


a. modulul impedanței

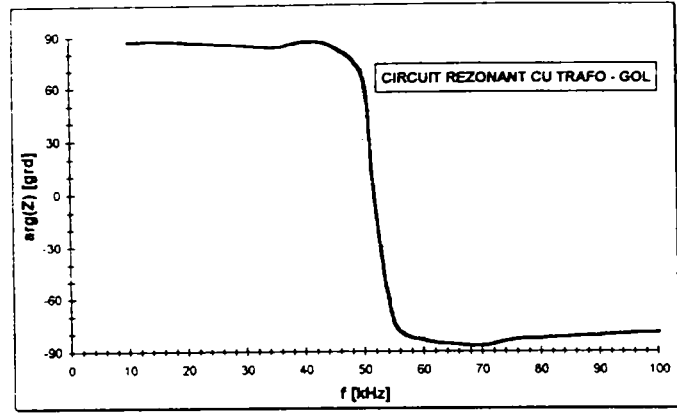


b. argumentul impedanței

Fig. 3.38. Diagramele determinate pentru circuitul rezonant simplu în scurtcircuit.

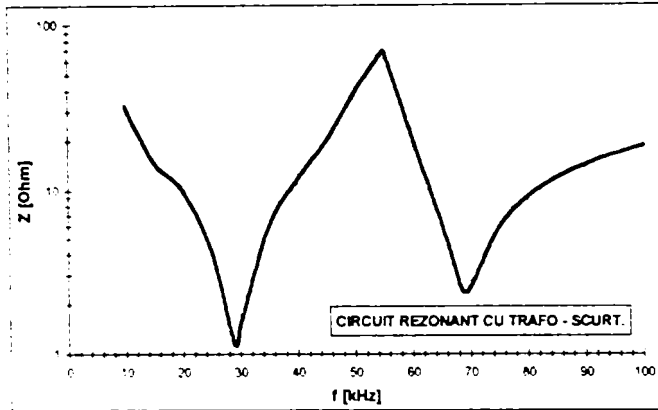


a. modulul impedanței

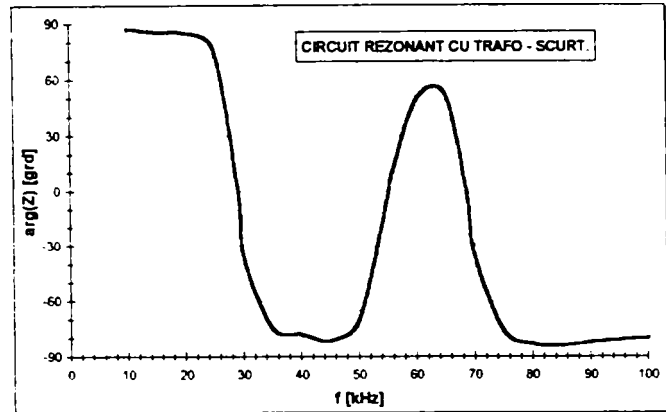


b. argumentul impedanței

Fig. 3.39. Diagramele determinate pentru circuitul rezonant cuplat cu transformator în gol.



a. modulul impedanței



b. argumentul impedanței

Fig. 3.40. Diagramele determinate pentru circuitul rezonant cuplat cu transformator în scurtcircuit.

Rezultatele determinărilor experimentale se prezintă centralizat în tabelul 3.13, unde, pentru comparație, sunt prezentate și frecvențele de rezonanță, rezultate în cazurile similare simulate. Din analiza diagramelor prezentate mai sus, și a datelor din tabelul 3.13, se poate evidenția efectul inductivităților transformatorului de adaptare asupra comportamentului rezonant al circuitului. Dacă frecvența de rezonanță în gol practic nu se modifică, în regim de scurtcircuit influența inductivităților transformatorului este puternică. Astfel, în domeniul de frecvență investigat experimental (10kHz...100kHz), în cazul circuitului rezonant simplu, există o singură frecvență de rezonanță, pe când în cazul circuitului rezonant cuplat cu transformatorul, trei frecvențe de rezonanță.

Se observă că, în cazul circuitului rezonant simplu, frecvențele de rezonanță sunt foarte apropiate de cele calculate (estimate) la dimensionarea circuitului.

De asemenea, se observă o bună concordanță a rezultatelor simulate, prezentate în subcapitolul 3.4, cu cele determinate experimental.

Tabelul 3.13

Proba	GOL		SCURTCIRCUIT						
	SIMUL.	MĂS.	SIMULAT			MĂSURAT			
			f ₀₁	f ₀₂	f ₀₃	f ₀₁	f ₀₂	f ₀₃	
f ₀ [kHz]									
Circuit simplu	51,34	51,78	36,52			36,68			
Circuit cu transf.	51,64	51,65	29,42	56,85	70,66	29,04	55,2	68,63	

În concluzie, la dimensionarea unui circuit rezonant din componența unui convertor rezonant, trebuie luate în considerare și valorile inductivităților transformatorului de adaptare.

4. INTERFAȚA CU REȚEAUA ELECTRICĂ DE ALIMENTARE A SURSEI MONOFAZATE CU INVERTOR PENTRU SUDARE CU ARC ELECTRIC

4.1. Considerații generale

Sursa cu inverter face parte din categoria convertoarelor statice de putere care, din punct de vedere electroenergetic, constituie receptoare neliniare, respectiv surse de putere deformantă. Chiar dacă sursele de tensiune din sistemul electroenergetic sunt perfect sinusoidale, datorită caracterului neliniar al convertoarelor statice de putere, se generează în circuitele de alimentare ale acestora curenți nesinusoidali. Totodată, datorită comutației la frecvențe tot mai ridicate, sursele cu inverter devin și surse de perturbații radioelectrice care se propagă atât prin rețea (conducție) cât și prin câmp (radiație). Prin urmare, sursele cu inverter pentru sudare cu arc electric contribuie la producerea de perturbații în rețelele electrice atât prin distorsionarea formei de undă a curentului, prin armonicile de curent injectate în rețea (poluare armonică), precum și prin fenomenul de interferență electromagnetică ("Electromagnetic Interference" - EMI), [8,71,77,78,91,104].

Datorită impedanței interne finite, nenule a rețelei de alimentare, curenții nesinusoidali produc căderi de tensiune care, suprapuse peste tensiunile sinusoidale ale generatoarelor, distorsionează și forma de undă a tensiunii în diferite puncte ale rețelei de transport și distribuție a energiei electrice.

Proliferarea sistemelor cu electronică de putere are astfel un potențial impact negativ atât asupra rețelei electrice cât și asupra altor receptoare, prin efectele produse de armonicile de curent injectate, [8,9,18,41,77,104]:

- distorsionarea formei de undă a tensiunii în rețelele de alimentare și distribuție;
- încălziri suplimentare datorate creșterii valorii efective a curentului;
- rezonanțe de tensiune și/sau curent, având ca efecte apariția de supratensiuni (străpungeri), respectiv supracurenți (supraîncălziri);
- erori ale aparatelor de măsurat;
- funcționarea necorespunzătoare a releelor de protecție de pe rețea;
- interferențe nedorite cu semnalele de telecomandă și de telecomunicații.

Sursa cu inverter se alimentează de la rețea printr-un redresor necomandat (mono/trifazat) cu filtru capacitiv, având configurația de circuit și formele de undă asociate tensiunii și curentului de alimentare prezentate în fig. 4.1, care corespund redresorului tip punte necomandată.

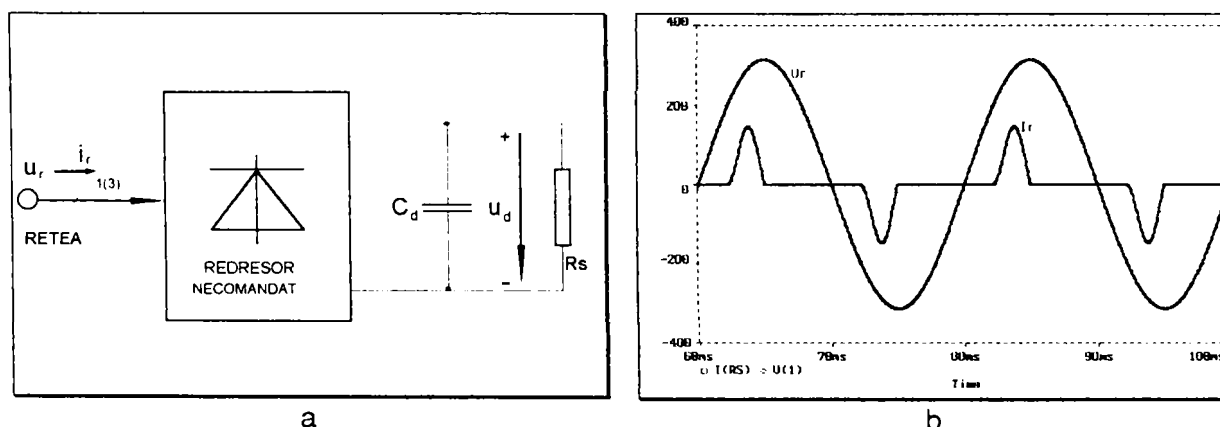


Fig. 4.1. a) Schema de principiu a unui redresor cu filtru capacitiv; b) formele de undă ale tensiunii și curentului de rețea (simulate).

După cum se observă din fig. 4.1,b, deși tensiunea rețelei u_r este sinusoidală, curentul absorbit de la rețea i_r este nesinusoidal, sursa cu inverter injectând astfel în punctul de cuplare la rețea un regim deformant de tip ID (curent deformat), conform clasificării prezentate în [8]. În lipsa componentei continue a curentului, în spectrul de armonici al curentului predomină armonicile impare.

Ponderile tipice ale armonicilor de curent, pentru un redresor necomandat de tip punte monofazată, fără filtru de rețea, cu sarcină rezistivă, sunt date în tabelul 4.1. În tabel, n reprezintă ordinul armonicii iar I_n/I_1 , raportul dintre valoarea efectivă a curentului armonică de ordinul n , respectiv a fundamentalei (*nivelul armonicii*, vezi tabel 4.2). Se observă dependența curentului absorbit, respectiv a *coeficientului de distorsiune al curentului* k'_{di} (vezi tabel 4.2) de valoarea capacității de filtrare (C_d). Totodată, la aceeași valoare a capacității ($C_d=1500\mu F$), se observă dependența de valoarea sarcinii (R_s), a coeficientului de distorsiune al curentului, precum și a nivelului armonicilor de curent.

Tabelul 4.1

Parametru	$R_s=11,9 \Omega$				$R_s=23,8 \Omega$
	1000	1500	2000	3000	1500
$C_d [\mu F]$					
$U_r [V]$	220				
$I_{r,max} [A]$	148,27	149,36	144,58	139,4	86,64
$I_1 [A]$	44,88	49,13	49,81	49,6	25,37
$k'_{di} [\%]$	124,72	117,1	112,83	108,28	128,85
n	$I_n/I_1 [\%]$				
3	88,77	86,87	85,63	84,17	89,56
5	69,23	64,59	61,67	58,31	71,22
7	46,21	39,54	35,6	31,32	49,23
9	24,79	18,1	14,69	11,66	28,28
11	8,94	5,48	5,42	6,38	12,44
13	2,81	5,3	6,15	6,49	5,67
15	4,58	5,01	4,66	4,06	6,24
17	3,63	2,82	2,52	2,66	5,46

Pe lângă efectele menționate mai sus asupra calității puterii în rețea, regimul nesinusoidal de curent afectează chiar echipamentul în cauză prin următoarele efecte [77]:

- creșterea solicitării condensatorului de filtrare C_d , datorită vârfurilor mari de curent;
- creșterea pierderilor în diodele punții redresoare ca urmare a creșterii căderii de tensiune directe (în conducție), pe seama creșterii curentului condus;
- necesitatea supradimensionării în curent a componentelor filtrului EMI, în cazul utilizării lui la intrarea punții redresoare.

4.2. Elemente de bază pentru caracterizarea mărimilor periodice nesinusoidale și a regimului deformant

Pentru determinarea spectrelor de armonici ale mărimilor electrice cu variație periodică nesinusoidală în timp, în regim permanent, se operează cu un aparat matematic bazat pe reprezentarea funcțiilor periodice nesinusoidale în domeniul frecvență, prin intermediul seriei Fourier. O funcție periodică de timp, cu perioada T , dată de expresia:

$$f(t) = f(t \pm n \cdot T) \quad (4.1)$$

unde, $n=1,2,3,\dots$, care îndeplinește condițiile lui Dirichlet, [8,97,104,108] poate fi exprimată în domeniul frecvență prin seriile Fourier:

a). forma dezvoltată:

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t) \quad (4.2,a)$$

b). forma restrânsă:

$$f(t) = c_0 + \sum_{n=1}^{\infty} c_n \sin(n\omega t + \varphi_n) \quad (4.2,b)$$

unde: a_0, a_n, b_n, c_0, c_n sunt coeficienții Fourier și sunt dați de relațiile:

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cos(n\omega t) dt; \quad b_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \sin(n\omega t) dt; \quad a_0 = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) dt; \quad (4.3)$$

$$c_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \quad \varphi_n = \arctg \frac{a_n}{b_n} \quad c_0 = \frac{a_0}{2}$$

Coeficienții din relația (4.2,b) au următoarele semnificații:

c_0 - componenta continuă;

c_n - amplitudinea armonicii de ordinul "n";

φ_n - faza inițială (defazajul) armonicii de ordinul "n".

Pentru mărimile periodice nesinusoidale se definesc următoarele valori:

- valoarea medie:

$$F_{med} = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt = F_0 = c_0 \quad (4.4)$$

- valoarea efectivă:

$$F = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T f^2(t) dt} = \sqrt{F_0^2 + F_1^2 + F_2^2 + \dots + F_n^2} = \sqrt{\sum_{n=0}^{\infty} F_n^2} \quad (4.5)$$

unde:

$$F_n = \frac{F_{m,n}}{\sqrt{2}} = \frac{c_n}{\sqrt{2}} \quad (4.6)$$

pentru $n = 1, 2, 3, \dots$; $F_{m,n}$ reprezentând amplitudinea armonicii de ordinul "n".

Evaluarea cantitativă a regimului deformant se face pe baza mărimilor caracteristice și a indicatorilor specifici prezentați sintetic în tabelul 4.2, pentru circuite monofazate, [8,29,41,77,97,108,109,116,159].

În scopul unei mai profunde înțelegeri a efectelor regimului deformant, în contextul preocupărilor pentru îmbunătățirea calității puterii, în [159] se face o definiție mai nuanțată a puterilor electrice în regim nesinusoidal, pentru circuite monofazate și trifazate. Astfel, în cazul circuitelor monofazate se definesc următoarele puteri:

- *puterea aparentă:*

$$S^2 = (U \cdot I)^2 = (U_1 \cdot I_1)^2 + (U_1 \cdot I_d)^2 + (U_d \cdot I_1)^2 + (U_d \cdot I_d)^2 = S_1^2 + D^2 \quad (4.7)$$

unde: U_1, I_1 , sunt valori efective ale fundamentalei tensiunii/curentului; U_d, I_d valorile rezidului deformant ale tensiunii/curentului. Puterile S_1 , și D , sunt definite ca:

- *putere aparentă pe fundamentală:*

$$S_1^2 = P_1^2 + Q_1^2 = (U_1 \cdot I_1 \cdot \cos \varphi_1)^2 + (U_1 \cdot I_1 \cdot \sin \varphi_1)^2 \quad (4.8)$$

Tabelul 4.2

Nr. crt	Denumire mărime/indicator	Simbol [u.m.]	Relația de definiție
1	Putere activă	P [W]	$P = U_0 I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} U_n I_n \cos \varphi_n$
2	Putere reactivă	Q [VAR]	$Q = \sum_{n=1}^{\infty} U_n I_n \sin \varphi_n$
3	Putere deformantă	D [VAd]	$D = \sum_{k,l=1, k \neq l}^{\infty} (U_k^2 I_l^2 + U_l^2 I_k^2 - 2U_k I_l \cos \varphi_{kl})$
4	Putere aparentă	S [VA]	$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} = UI$
5	Factor de putere	k	$k = \frac{P}{S}$
6	Reziduu deformant	F_d	$F_d = \sqrt{F^2 - F_1^2} = \sqrt{F_0^2 + \sum_{n=2}^{\infty} F_n^2}$
7	Coeficient de formă	k_f	$k_f = \frac{F}{F_{med.T.2}} = \frac{F}{\frac{2}{T} \int_0^T f(t) dt}$
8	Coeficient de vârf	k_v	$k_v = \frac{F_m}{F}$
9	Coeficient de distorsiune	k_d	$k_d = \frac{F_d}{F}$
		k'_d	$k'_d = \frac{F_d}{F_1} = THD$
		k''_d	$k''_d = \frac{F_d}{\sqrt{F^2 - F_0^2}}$
10	Nivelul armonicii	γ_n	$\gamma_n = \frac{F_n}{F_1}$

- *putere deformantă totală (aparentă nefundamentală):*

$$D^2 = D_i^2 + D_u^2 + S_n^2 = (U_1 \cdot I_d)^2 + (U_d \cdot I_1)^2 + (U_d \cdot I_d)^2 \quad (4.9)$$

unde:

- P_1, Q_1 - *putere activă/reactivă pe fundamentală;*
- D_n, D_u - *putere deformantă de regim ID, respectiv UD [1];*
- S_n - *putere aparentă armonică:*

$$S_n^2 = \sum_{n>1}^{\infty} U_n^2 \cdot \sum_{n>1}^{\infty} I_n^2 = \sum_{n>1}^{\infty} (U_n \cdot I_n)^2 + \sum_{\substack{l,k>1 \\ l \neq k}}^{\infty} (U_l \cdot I_k)^2 = \sum_{n>1}^{\infty} P_n^2 + \sum_{n>1}^{\infty} Q_n^2 + \sum_{n>1}^{\infty} D_{Ul}^2 \quad (4.10)$$

unde:

- P_n, Q_n - *putere armonică activă/reactivă;*
- D_{un} - *putere deformantă de regim UI.*

Prin urmare, puterea aparentă totală poate fi exprimată astfel:

$$S^2 = S_1^2 + S_n^2 = P_1^2 + Q_1^2 + D_1^2 + P_n^2 + Q_n^2 + D_{U1}^2 \quad (4.11)$$

unde:

$$D_1^2 = D_i^2 + D_{U1}^2 \quad (4.12)$$

reprezintă puterea deformantă dată de interacțiunea curenților armonici, respectiv a tensiunilor armonice cu fundamentala tensiunii respectiv a curentului.

Relativ la relațiile de definiție de mai sus, trebuie precizat că numai pentru puterea activă și reactivă corespunzătoare fundamentalei se poate stabili un sens de circulație, celelalte componente reprezentând doar produse formale, fără un sens fizic bine definit. Totuși aceste componente formale pot servi drept indicatori utili pentru analiza funcționării rețelelor electrice de utilizare. De exemplu, pătratul raportului dintre puterea deformantă și puterea aparentă pe fundamentală poate fi definit ca *factor al puterii deformante* (k_{pd}). Acesta se poate exprima în termenii coeficienților de distorsiune ai curentului și ai tensiunii (variante k'_{di} conform tabel 4.2) astfel:

$$k_{pd} = \left(\frac{D}{S_1}\right)^2 = \left(\frac{I_d}{I_1}\right)^2 + \left(\frac{U_d}{U_1}\right)^2 + \left(\frac{U_d \cdot I_d}{U_1 \cdot I_1}\right)^2 = k_{di}^2 + k_{du}^2 + (k'_{di} \cdot k'_{du})^2 \quad (4.13)$$

În rețelele electrice de joasă tensiune valorile tipice pentru coeficientul de distorsiune al tensiunii sunt: $0,01 < k'_{du} < 0,03$, astfel încât, în general, $k'_{di} \gg k'_{du}$. Pentru valori $k'_{di} > 0,2$ și $k'_{du} < 0,05$, rezultă:

$$k_{pd} = \left(\frac{D}{S_1}\right) \cong k'_{di} \quad (4.14)$$

cea ce reprezintă o relație suficient de precisă (pentru $k'_{di} > 0,4$, eroarea de aproximare este de sub 1%, [10]). O aproximație mai bună (sub 0,15%, pentru valori $k'_{du} < 0,05$) oferă relația:

$$k_{pd} = \left(\frac{D}{S_1}\right) \cong \sqrt{k_{di}^2 + k_{du}^2} \quad (4.15)$$

În mod similar, raportul dintre puterea deformantă armonică și puterea aparentă pe fundamentală poate fi definit drept *factor al puterii deformante armonice* (k_{pdh}), fiind dat de relația:

$$k_{pdh} = \frac{D_{ui}}{S_1} = \frac{U_d \cdot I_d}{U_1 \cdot I_1} = k'_{du} \cdot k'_{di} \quad (4.16)$$

pentru valori ale coeficienților de distorsiune: $k'_{du} < 0,05$, $k'_{di} \geq 0,4$, are valori $k_{pdh} \leq 0,02$. Puterea D_{ui} nu oferă o informație suficientă privind comportarea unui receptor neliniar. De asemenea, măsurarea puterii ΣP_n nu reprezintă o cale eficientă de a evalua circulația puterii, deoarece unele ordine de armonici pot genera putere iar altele pot disipa putere în receptorul respectiv sau în gruparea de receptoare conectată la o rețea comună, realizându-se astfel o anulare mutuală a unor termeni ai puterii ΣP_n . Numai o descriere fazorială completă (amplitudine și fază) a armonicilor de tensiune/curent poate conduce la o înțelegere clară a contribuției aduse de fiecare armonică la vehicularea puterii electrice. În general, termenul D și raportul $k_{pd} = D/S_1$, reprezintă indicatori mai buni ai nivelului de poluare armonică decât termenul ΣP_n . Un receptor neliniar este în general caracterizat de o valoare mică a raportului D/S_1 . Creșterea distorsionării curentului nu va duce neapărat la

creșterea valorii puterii ΣP_n însă va cauza creșterea valorii raportului D/S_1 . Cel mai eficace indicator al vehiculării puterii într-un sistem este totuși factorul de putere total:

$$k = \frac{P}{S} = \frac{P_1 + \sum_{n=2}^{\infty} P_n}{S} \tag{4.17}$$

Totuși, prin separarea termenilor puterii fundamentale de cei ai puterii nefundamentale se facilitează investigarea circulației puterii fundamentale în sistem, simplificându-se astfel procedurile de aplicare a tehnicilor de îmbunătățire a calității puterii. Din acest motiv, factorul de putere pe fundamentală ($\cos\varphi_1$) rămâne un parametru semnificativ acolo unde puterile pe fundamentală sunt monitorizate separat de cele nefundamentale.

Astfel, considerând un regim deformant de tip ID (tensiunea sinusoidală), relația de legătură între factorul de putere k , și factorul de putere corespunzător fundamentalei $\cos\varphi_1$, și coeficientul de distorsiune al curentului k'_{di} este, [77,96]:

$$k = \frac{P}{S} = \frac{U_1 \cdot I_1 \cdot \cos\varphi_1}{U_1 \cdot I} = \frac{I_1}{I} \cdot \cos\varphi_1 = \frac{\cos\varphi_1}{\sqrt{1 + k'^2_{di}}} \tag{4.18}$$

Considerând un curent de formă cvasidreptunghiulară, conform fig. 4.2.a, care aproximează într-o oarecare măsură forma de undă a curentului de rețea absorbit de un redresor cu filtru capacitiv, se deduce expresia coeficienților Fourier, respectiv variația factorului de putere și a coeficienților de distorsiune ai curentului. Forma de undă corespunde unei funcții care se dezvoltă în serie de armonici impare în cosinus, [97]. Amplitudinea armonicii de ordin "n" ($n = 1, 3, 5, \dots$), este dată de relația:

$$I_n = \frac{4}{n \cdot \pi} \cdot \left| \cos\left(\frac{n \cdot \alpha}{2}\right) \right| \tag{4.19}$$

unde α este unghiul corespunzător pauzei de curent. În fig. 4.2.b, este reprezentată variația factorului de putere cu unghiul α , pentru un factor de putere pe fundamentală $\cos\varphi_1 = 0,99$ (caracteristic redresoarelor cu sarcină de tip rezistiv). În fig. 4.3 sunt reprezentate variațiile cu unghiul α ale coeficienților de distorsiune ai curentului k_{di} (fig. 4.3,a), respectiv k'_{di} (fig. 4.3,b), definiți conform tabelului 4.2. În tabelul 4.3 se prezintă câteva valori caracteristice pentru factorul de putere și coeficienții de distorsiune ai curentului. Se observă că valorile cele mai favorabile din punct de vedere electroenergetic survin pentru $\alpha = \pi/4$. Valori tipice pentru o sursă de putere sunt cele corespunzătoare lui $\alpha = 13\pi/16$, [103].

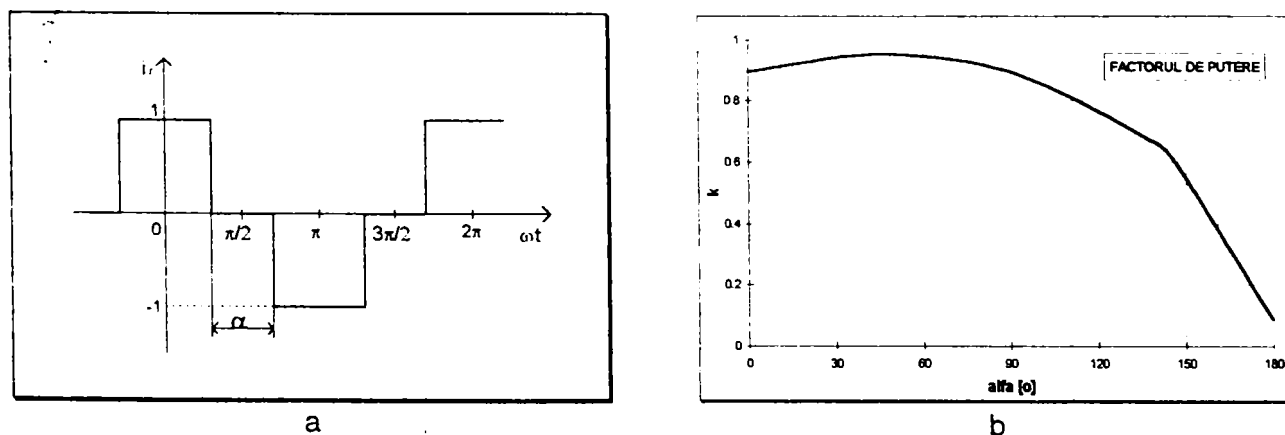


Fig. 4.2. a) Forma de undă ipotetic-dreptunghiulară a curentului de rețea; b) variația factorului de putere cu unghiul de pauză de curent.

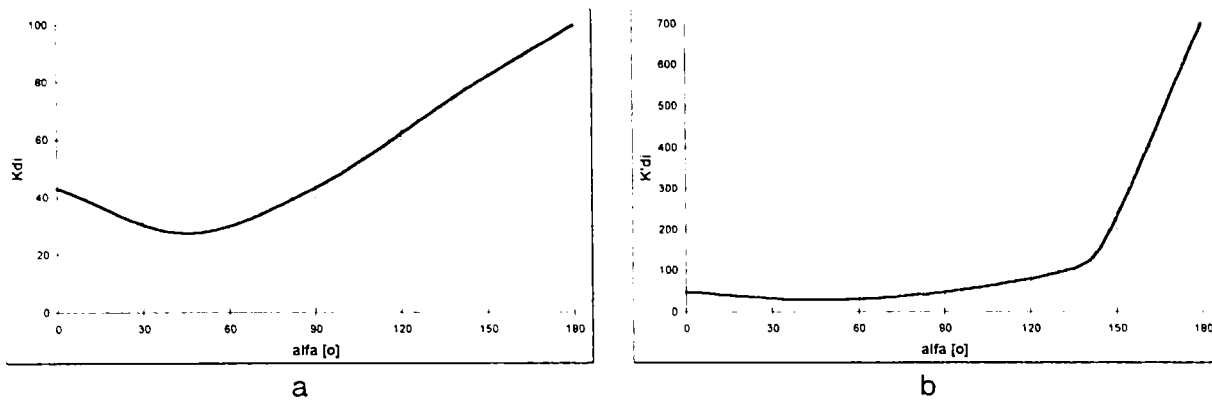


Fig. 4.3. Variația coeficientului de distorsiune k_{di} , k'_{di} .

Tabelul 4.3

α [rad]	k	k'_d [%]	k_d [%]	Observații
0	0,893	47,82	43,14	undă dreptunghiulară plină
$\pi/4$	0,952	28,48	27,39	valori extreme
$\pi/2$	0,893	47,82	43,14	
$3\pi/4$	0,685	104,35	72,20	
$13\pi/16$	0,601	130,96	79,48	valori tipice surselor de putere
$0,999\pi$	0,140	699,99	98,99	

Se observă că domeniul de variație al coeficientului k'_{di} de distorsiune al curentului este mult mai mare decât al coeficientului k_{di} .

4.3. Reglementări privind reducerea poluării armonice a rețelelor electrice și a regimului deformant

Pentru limitarea poluării armonice a rețelelor electrice s-au elaborat sau sunt în curs de elaborare o serie de documente normative de către organisme internaționale abilitate cum sunt *Comisia Internațională de Electrotehnică* (CEI/IEC), *Comitetul European de Normalizare în Electrotehnică* (Comité Européen de Normalisation Electrotechnique - CENELEC). Documentele se pot grupa ierarhic în *norme*, cu caracter de directive, care sunt de trei tipuri: *fundamentale*, *generice și pe familii de produse sau produse*, respectiv în *rapoarte tehnice* (ghiduri), care au un caracter informativ, fiind la rândul lor, grupate în trei tipuri, [41]. Documentele referitoare la reducerea poluării armonice stabilesc următoarele:

- tensiuni armonice admisibile pe barele de alimentare cu energie electrică;
- nivele admisibile de armonici de curent;
- puteri perturbatoare admisibile;
- limite admisibile ale perturbării funcționării sistemelor de telefonie.

Principalele reglementări internaționale în acest sens au evoluat astfel:

EN 50006. Elaborat în 1975 de către CENELEC reprezintă primul standard (EN 50006), cu referire la "Limitarea perturbațiilor în rețele electrice de alimentare cauzate de aparate electrocasnice și similare, echipate cu dispozitive electronice".

EN 60555-2. Este în vigoare, în Europa, din 1 ianuarie 1996. Începând cu 1982, Germania inițiază o acțiune de înlocuire a normei EN 50006 printr-un document mai cuprinzător, și anume IEC 555. În decembrie 1991, CENELEC aprobă normele IEC-555-2 ca standard european (EN 60555-2). Documentul IEC 555, partea 2^a, limitează distorsiunile produse de

echipamente cu un curent absorbit sub 16A, iar documentul IEEE 555, partea 4^a, pe cele produse de echipamente cu un curent absorbit mai mare de 16A. Norma IEC 555-2 acoperă patru clase de echipamente cu tensiunea de alimentare de 220...415V și curentul absorbit pe fază $\leq 16A$:

- **clasa A:** echipamente trifazate echilibrate și alte echipamente, cu excepția celor din clasele B, C, D;
- **clasa B:** unelte portabile;
- **clasa C:** echipamente pentru iluminat, inclusiv variatoare electronice de flux luminos;
- **clasa D:** echipamente cu un curent de intrare cu formă de undă "specială", caracteristică redresoarelor cu circuite de filtrare utilizate în majoritatea produselor cu electronică de putere (surse de alimentare a computerelor, surse pentru încărcarea bateriilor de acumulare, surse de putere pentru aplicații electrotehnologice).

CEI 1000-3-2 (NF EN 61000-3-2) "Limite pentru emisiile de curenți armonici (echipamentele cu curenți $\leq 16A$ pe fază). Norma pentru familie de produse.

Este un document normativ apărut ulterior normei EN 60555-2 și este în vigoare cu începere de la 1 iunie 1998 pentru produsele noi, respectiv va intra în vigoare de la 1 ianuarie 2001 pentru produsele intrate pe piață anterior datei de 1 iunie 1998. În Europa se poate aplica fie normativul EN 60555-2, fie EN 1000-3-2, cu mențiunea că ultimul normativ se aplică la toate aparatele electrice racordate la rețeaua publică de joasă tensiune. Conform acestui normativ, se disting patru clase de echipamente: A, B, C, D, cu aceeași componentă și specificitate ca în cazul normativului EN 60555-2. Curenții armonici maxim admisibili (limitele de emisie) corespunzător fiecărei clase sunt dați în tabelul 4.4, [41].

Tabelul 4.4

Ordin armonică	CLASA A	CLASA B	CLASA C	CLASA D	
n	$I_{n, ad}$ [A]	$I_{n, ad}$ [A]	$I_{n, max}/I_1 \times 100$ [%]	$I_{n, max}/P_N$ [mA/W]	$I_{n, ad}$ [A]
Armonici impare					
3	2,3	3,45	30*k	3,4	2,3
5	1,14	1,71	10	1,9	1,14
7	0,77	1,155	7	1,0	0,77
9	0,4	0,6	5	0,5	0,4
11	0,33	0,495	3	0,35	0,33
13	0,21	0,315	3	3,85/n	0,21
13 ≤ n ≤ 39	0,15•15/n	0,225•15/n	3	3,85/n	0,21
Armonici pare					
2	1,08	1,62	2	-	-
4	0,43	0,645	-	-	-
6	0,3	0,45	-	-	-
8 ≤ n ≤ 40	0,23•8/n	0,345•8/n	-	-	-

4.4. Soluții tehnice pentru reducerea regimului deformant

Măsurile tehnice pentru atenuarea efectelor perturbatorii ale poluării armonice produse de convertoarele statice de putere vizează, în esență, reducerea conținutului de armonici de curent, cel puțin până la nivelele admisibile precizate în norme. Reducerea regimului deformant de curent, în principiu, se poate aborda pe două căi posibile de urmat, [8,10,18,41,54,77,109,117]]:

- filtrarea armonicilor de curent cu filtre pasive sau active;
- concepția echipamentelor astfel încât armonicile de curent de rețea (și nivelul EMI) să fie prevenite/minimizate.

În fig. 4.4, respectiv fig. 4.5, sunt prezentate schemele electrice de principiu ale principalelor soluții de filtrare a armonicilor de curent, utilizând filtre pasive, respectiv filtre active, expmplificate pentru o sursă cu inverter pentru sudare. În tabelul 4.5 sunt prezentate sintetic măsurile tehnice pentru reducerea regimului deformant de tip ID, aplicabile la interfața cu rețeaua a convertoarelor statice de putere.

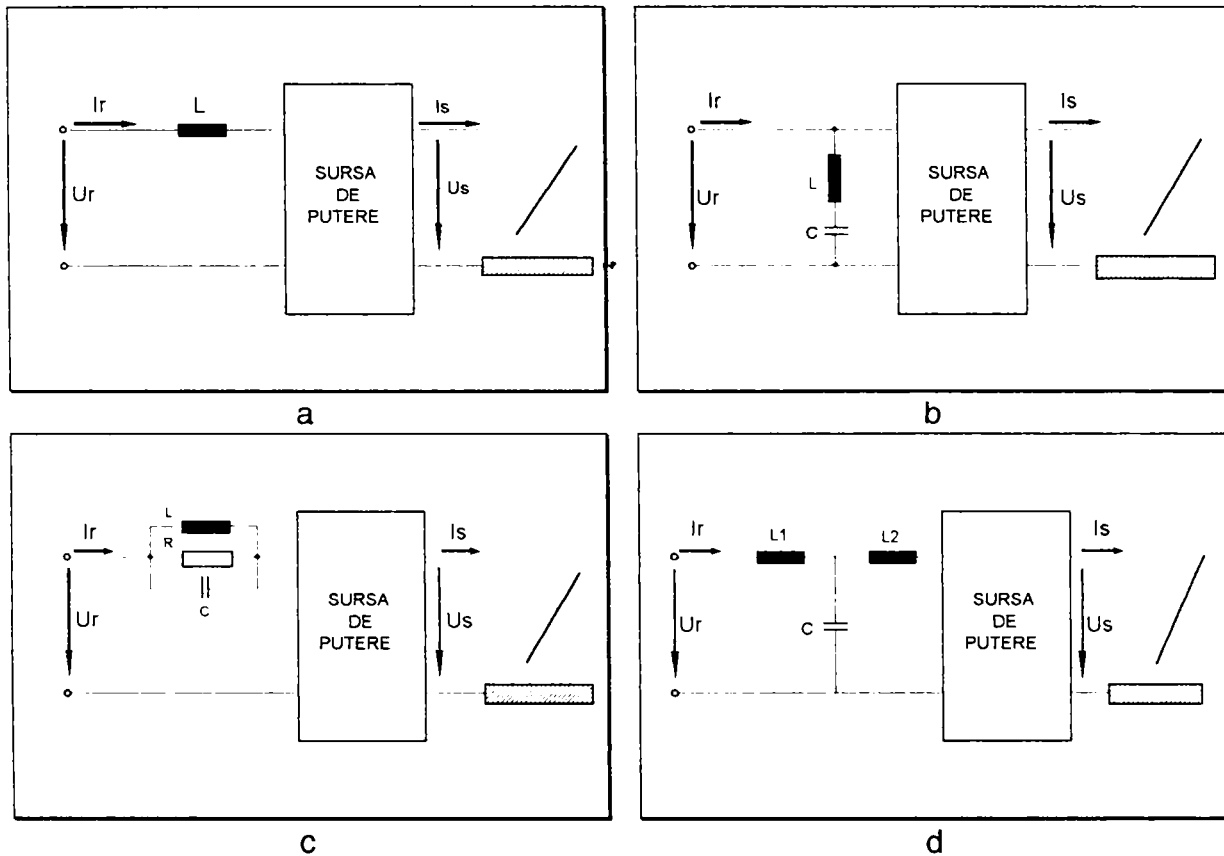


Fig. 4.4. Scheme principale de filtre pasive: a) filtrul "L"; b) filtrul "LC"; c) filtrul "RLC"; d) filtrul "LCL".

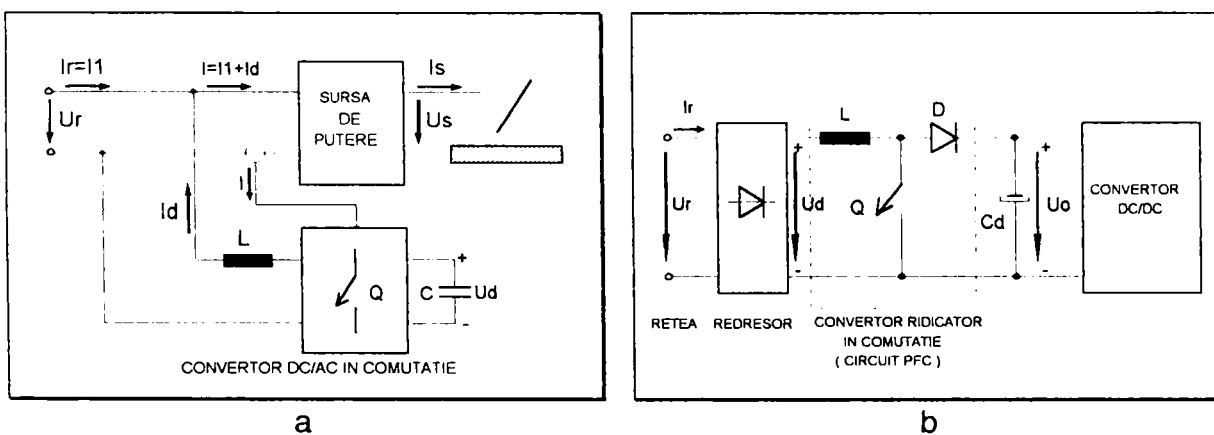


Fig. 4.5. Scheme principale de filtre active: a) filtru activ de tip derivație; b) circuit de configurare activă a curentului (PFC).

Tabelul 4.5

Denumirea măsurii		Caracteristici
Filtre pasive	Filtrul "L" (fig. 4.4,a)	- soluție simplă, relativ ieftină; - ondulații (riplu) reduse ale tensiunii continue; - eficiență bună a filtrării;
	Filtrul "LC" paralel (absorbant) (fig. 4.4,b)	- filtrul este acordat pe armonica "n=3,5,7,..."; - inductanța L' se conectează opțional, pentru dezacordarea filtrului față de armonica de tensiune n=5, posibilă în punctul de racord; - eficiență redusă a filtrării globale; - pierderi, gabarit, costuri mărite.
	Filtrul "RLC" paralel în serie cu sursa (refulant) (fig. 4.4,c)	- circuitul LC acordat pe armonica n=3; - R - de valoare mare, e folosit pentru amortizarea oscilațiilor; - filtrare satisfăcătoare, mai ales la armonici joase (n=3,5); - gabarit și cost ridicate.
	Filtrul "LCL" (fig. 4.4,d)	- circuitul L (o latură) cu C acordat pe armonica n=3; - eficacitate bună a filtrării pentru n>5; - filtrare nesatisfăcătoare pentru n=3,5; - produce tensiune mărită la ieșirea spre receptorul neliniar în gol; - gabarit și cost ridicate.
Filtre active (fig. 4.5,a)	- convertorul DC-AC, în comutație, prin sesizarea curentului i , și extragerea din el a unui semnal proporțional cu curentul i_d , furnizează la ieșire curentul deformant i_d ; - de la rețea se absoarbe doar fundamentală I_f ; - răspuns lent la variații i_f ; - putere, gabarit, cost ridicate.	
Circuite de configurare a formei de undă a curentului (PFC) (fig. 4.5,b)	- prin sesizarea curentului prin L, pe baza unei tehnici PWM/CMC ("current mode control") se comandă ON-OFF comutatorul Q (MOSFET, IGBT) la o frecvență de comutație mult mai mare decât frecvența rețelei; - se realizează astfel o configurare a formei de undă a curentului de rețea aproape de sinusoidă, și aproape în fază cu unda tensiunii rețelei. - pierderi mici; - gabarit, costuri reduse.	

4.5. Studiul experimental al regimului deformant produs de o sursă monofazăată cu invertor pentru sudare cu arc electric

4.5.1. Metode și montaje experimentale utilizate

Caracterizarea unei surse de putere pentru sudare, din punct de vedere al comportamentului la interfața cu rețeaua electrică de alimentare, trebuie făcută în conjuncție cu evaluarea mărimilor la ieșirea acesteia, esențiale pentru asigurarea condițiilor de amorsare și menținere ale arcului electric de sudare. Prin urmare, pentru a avea o imagine corectă și completă a comportamentului electroenergetic al unei surse pentru sudare, este necesar să fie cunoscute în prealabil caracteristicile V-A statice de ieșire ale acesteia precum și modul de variație al parametrilor electroenergetici globali (randament, factor de putere) în funcție de încărcare (curentul de sarcină). Metoda uzuală de determinare a caracteristicilor statice externe se bazează pe încărcarea sursei cu o rezistență de sarcină

ajustabilă, astfel încât să se obțină punctele statice aferente unei caracteristici externe, $U_s(I_s)$, corespunzătoare unui anumit curent prescris I_{SP} .

Pentru investigarea sursei cu inverter ca receptor deformant de tip ID, s-a efectuat un studiu experimental de determinare a principalilor indicatori ai regimului electroenergetic deformant, pentru diferite regimuri de funcționare ale sursei:

- spectrele armonice ale curentului de rețea;
- spectrele armonice ale puterii active;
- coeficienții de distorsiune și de vârf ai curentului de rețea;
- puterile aparentă pe fundamentală și deformante, S_1 , D , D_{Uj} .

Determinarea armonicilor de curent s-a efectuat prin mai multe metode:

a) o metodă de determinare directă a armonicilor de curent, cu ajutorul unui *analizor de putere tip D4010S*, fabricat de firma LEM-NORMA, Austria, cu următoarele caracteristici principale, [160]:

- domeniu de tensiuni/curenți: 600V/30(500)A;
- capabilități de măsurare: tensiune, curent, frecvență, puteri (aparentă, activă, reactivă), factor de putere, coeficienți de distorsiune (tensiune/curent), coeficient de vârf (tensiune/curent), armonici (de tensiune, curent, putere activă) de la $n=1$ la $n=99$, modulul și argumentul impedanței la frecvența fundamentalei și la frecvențele armonice $n=2...99$.
- posibilitate de interfațare cu calculatorul pentru transmiterea serială a datelor măsurate (interfață RS 232).

Valorile corespunzătoare unui ciclu de măsurare sunt calculate din valorile instantanee achiziționate ale tensiunii și curentului, cu considerarea defazajului dintre acestea. Lungimea intervalului (duratei) ciclului de măsurare s-a selectat la valoarea de 250ms, ceea ce reprezintă o valoare convenabilă a timpului de mediere, astfel încât să se asigure citiri stabile ale rezultatelor. Analiza armonică (pentru curent, tensiune și putere activă) se efectuează prin intermediul transformatei Fourier rapide, începând cu componenta continuă până la armonica 99. Valorile puterilor sunt obținute pe o bandă largă de frecvențe, ele incluzând și armonici.

Metoda bazată pe utilizarea analizorului de putere prezintă, pe lângă avantajul determinării directe a valorii efective a armonicilor, posibilitatea măsurării simultane a tuturor mărimilor electroenergetice menționate mai sus. Schema montajului de măsurare este reprezentată în fig. 4.6.a, [12,160].

b) metode indirecte, în care măsurătorile s-au efectuat cu un *osciloscop tip HAMEG*, digital cu memorie și interfață, cu două canale. Datele achiziționate în calculator (pentru curentul de rețea) au fost ulterior prelucrate în scopul determinării armonicilor. Utilizarea osciloscopului permite și înregistrarea formelor de undă ale tensiunii și curentului de alimentare a sursei de putere. Pentru măsurarea curentului s-a utilizat un traductor de curent de tip *LEM-Flex AC Current Probe*, model *RR 300-SD/24*, domeniu de curent 30/300A, ieșire 3V (efectiv), scară: $1V = 10A/100A$, (în funcție de domeniul de curent utilizat). Schema montajului experimental de măsurare este dată în fig. 4.6.b. Pentru determinarea armonicilor de curent s-au utilizat două metode indirecte:

- **b.1) metodă numerică de determinare a coeficienților Fourier c_0 , c_n** , (relația 4.2,b). Această metodă este prezentată în literatură [97,108]. Metoda prezintă inconvenientul legat de necesitatea împărțirii intervalului de timp aferent unei perioade într-un număr mare de subintervale, pentru a descrie cât mai fidel forma de undă a curentului, care are o lățime de puls relativ mică raportat la o semiperioadă. Dacă " m " este numărul de intervale elementare, prin această metodă se pot determina maximum $n=m/2$ armonici. Un alt inconvenient al metodei este acela că lățimea intervalelor elementare este constantă, deși curentul este practic zero pe multe din intervale. Pentru calculul coeficienților Fourier s-a folosit programul MATHCAD 6.0, [158].

- **b.2) metodă originală de determinare a armonicilor de curent cu ajutorul simulatorului PSpice**, cu instrucțiunea ".FOUR" Această metodă constă în

introducerea în programul de simulare a unei surse independente de curent "ISURSA", al cărei curent este chiar curentul absorbit de sursa cu invertor, achiziționat numeric cu ajutorul osciloscopului digital. Valorile curentului, la diverse momente de timp, pe durata unei perioade, se introduc cu ajutorul funcției PSpice "PWL(t_i, I_i)", care permite descrierea prin puncte a formei de undă a curentului I_i la momentele de timp t_i , valorile între două puncte consecutive fiind determinate prin interpolare liniară. Repetarea semnalului pe mai multe perioade se obține cu ajutorul instrucției "REPEAT FOR ...", respectiv "ENDREPEAT". Această metodă are avantajul, față de metoda precedentă, că se poate adapta pasul de timp și anume se poate micșora acolo unde există puls de curent, respectiv se poate mări pe durata cât curentul este zero. Simulatorul PSpice prezintă în programul de ieșire ("...".out) atât componenta continuă cât și amplitudinile și fazele aferente armonicilor cerute, [155,156,157].

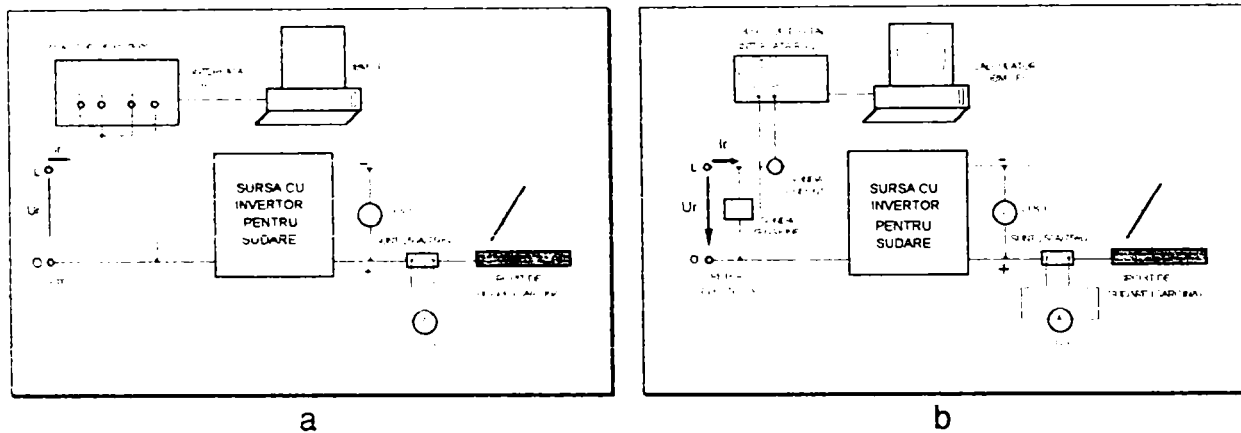


Fig. 4.6. Schemele montajelor experimentale utilizate: a) cu analizor de putere; b) cu osciloscop digital.

Studiul experimental s-a efectuat pe o sursă de putere monofazăată cu invertor pentru sudare, de tip *BOOSTER 150/REHM*, destinată sudării prin procedeele manual, cu electrod învelit (MMA) și WIG, având schema de principiu prezentată în ANEXA 3.1, respectiv principalele caracteristici tehnice date în Tabelul 4.6, [148]. Pentru fiecare procedeu de sudare deservit, sunt precizate valorile mărimilor de ieșire ale sursei, precum și curentul și puterea aparentă absorbite de la rețea, corespunzător la două valori ale duratei relative de acționare DA (60%, 100%).

Tabelul 4.6

Caracteristica	Procedeu de sudare			
	MMA		WIG	
Domeniul de lucru, I_s/U_s [A/V]	5A/20,6...150A/26V		5A/10,2V...160A/16,4V	
Tensiunea de gol, U_{sp} [V]	95		75	
Durata relativă, DA [%]	60	100	60	100
Putere aparentă rețea [kVA]	5,9	5,1	4,8	3,9
Curent rețea, I_r [A] ($U_{rN}=230V$)	26	22,5	21	17
Factor de putere nominal, k	0,7			

4.5.2. Sursa în regim de gol, scurtcircuit și încărcare statică

a. Caracteristici statice externe și parametri electroenergetici globali

Pentru determinarea caracteristicilor statice externe s-a utilizat montajul prezentat în Fig. 4.6,a, la ieșirea sursei fiind conectată o rezistență ajustabilă de sarcină. Măsurările s-au efectuat pentru următoarele valori ale curenților prescriși de sarcină: $I_{SP} = 30; 50; 70; 100; 120; 140; 150A$. Prescrierea corespunde sudării manuale MMA. Rezultatele complete ale măsurărilor sunt prezentate în ANEXA 4.1. În fig. 4.7 sunt prezentate caracteristicile statice externe precum și caracteristicile randamentului și factorului de putere în funcție de încărcare, pentru curenții prescriși de : $30; 50; 100; 120; 150A$. Se remarcă alura coborâtoare a caracteristicilor externe, mai pronunțată în zona curenților de sudare prescriși. Din punct de vedere al capabilității statice, sursa asigură punctele statice de funcționare la intersecția caracteristicilor externe cu caracteristicile statice convenționale ale arcului electric de sudare, corespunzător procedeelelor deservite. Astfel, pentru sudare MMA,, respectiv WIG/TIG, caracteristicile statice convenționale sunt de forma, [148]:

$$\begin{array}{l} U_a = 20 + 0,04 I_s \\ \text{MMA} \end{array} \quad \cdot \quad \begin{array}{l} U_a = 10 + 0,04 I_s \\ \text{WIG} \end{array} \quad (4.20)$$

unde U_a , reprezintă tensiunea pe arc, în V, curentul de sudare fiind dat în A.

Din examinarea caracteristicilor externe corespunzătoare curenților de lucru de valori mici, se poate observa efectul de forțare al curentului prin arc, care survine la valori relativ mici ale lungimii arcului (tensiunii pe arc), efect cunoscut sub denumirea de "*Arc force control*" (controlul forței arcului). Acesta constă în forțarea unui curent mai mare, la lungimi mici ale arcului (tensiuni mici pe arc), pentru evitarea contactului și lipirii electrodului de piesă.

Randamentul sursei scade cu creșterea curentului prescriș, de la valori de 0,9 la valori de 0,8. Factorul de putere, k , crește ușor cu curentul de lucru prescriș de la 0,55 la 0,6.

b. Regimul de gol

În acest regim, s-a menținut în gol ieșirea sursei de putere. Formele de undă asociate tensiunii și curentului de rețea sunt prezentate în fig. 4.8,a. Spectrul de armonici, raportate la fundamentală, al curentului de rețea este prezentat în fig.4.9,a, unde, pentru claritate, au fost reprezentate doar armonicile impare, nivelul maxim măsurat al armonicilor pare de curent fiind sub 3%. Sunt reprezentate spectrele obținute prin cele trei metode menționate mai sus, marcate prin cuvintele: "MATHCAD", "SPICE", "ANALIZOR". Se observă că există unele diferențe între ponderile armonicilor determinate prin cele trei metode, acestea datorându-se, în parte atât metodelor cât și mijloacelor de măsurare utilizate. Se remarcă bogatul conținut de armonici impare, precum și ponderea lor însemnată în curentul absorbit de sursă în regim de gol. În fig. 4.9,b este reprezentat spectrul armonicilor de putere activă în regim de gol, dintre care cea mai mare este puterea activă armonică de ordin 5.

c. Regimul de scurtcircuit

Formele de undă ale tensiunii și curentului de rețea sunt reprezentate în fig. 4.8,b ($I_{SP} = 50A$). Spectrele de armonici de curent, raportate la fundamentala curentului, determinate cu analizorul de putere, sunt reprezentate în fig. 4.10,a. Se observă o pondere relativ importantă (peste 10%) a armonicilor cu ordin mai mic sau egal cu 13, precum și o scădere a ponderii armonicilor cu creșterea curentului setat de lucru. Primele trei spectre corespund la scurtcircuitele "de amorsare", și anume cele corespunzătoare primului moment al contactului electrod-piesă ($I_{SP} = 50; 100; 150 A$).

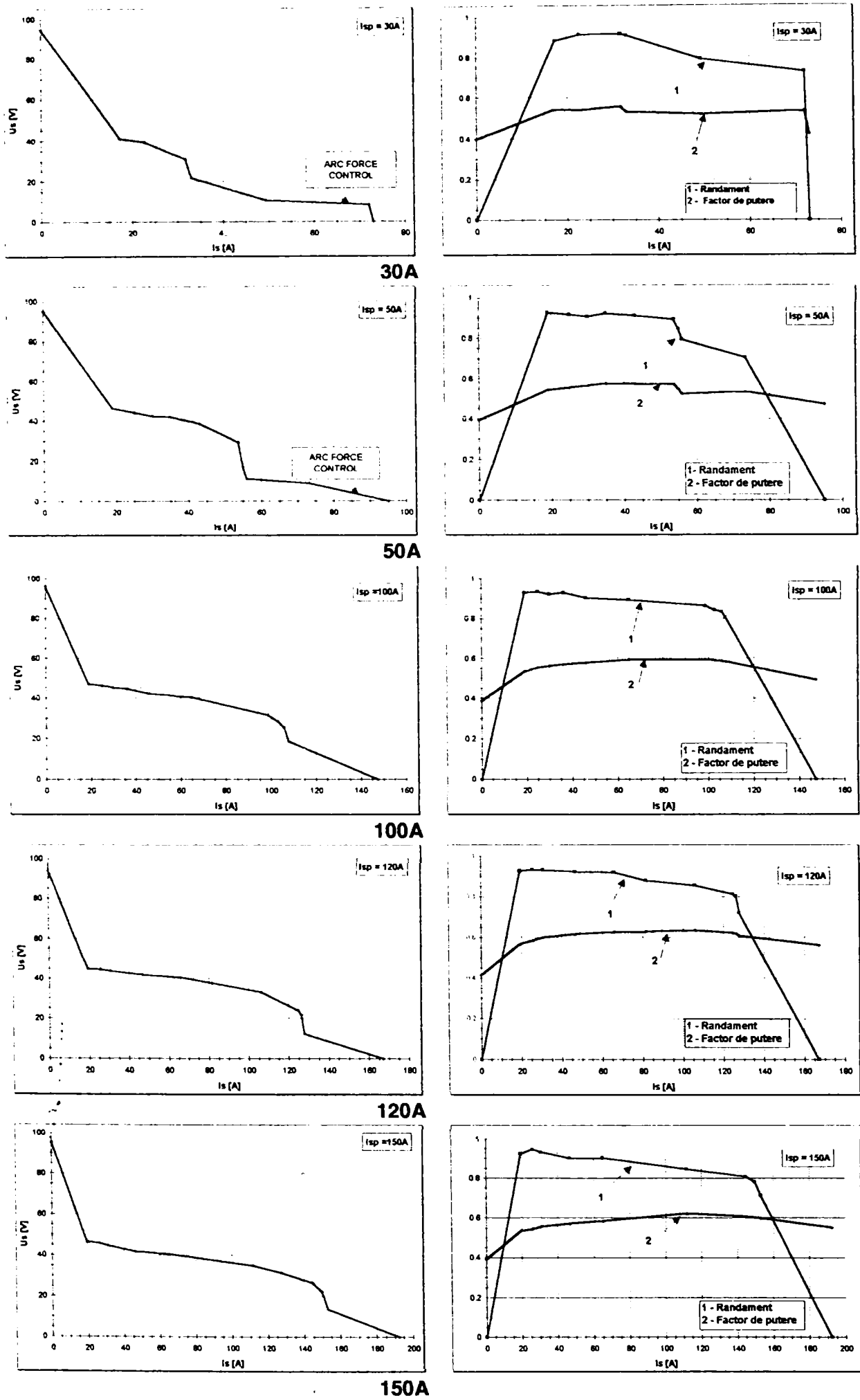
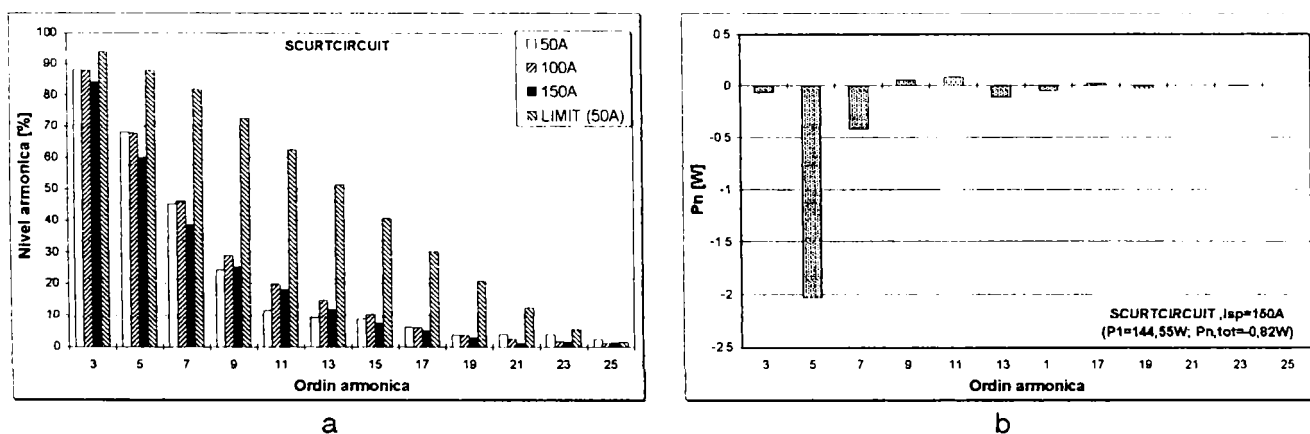
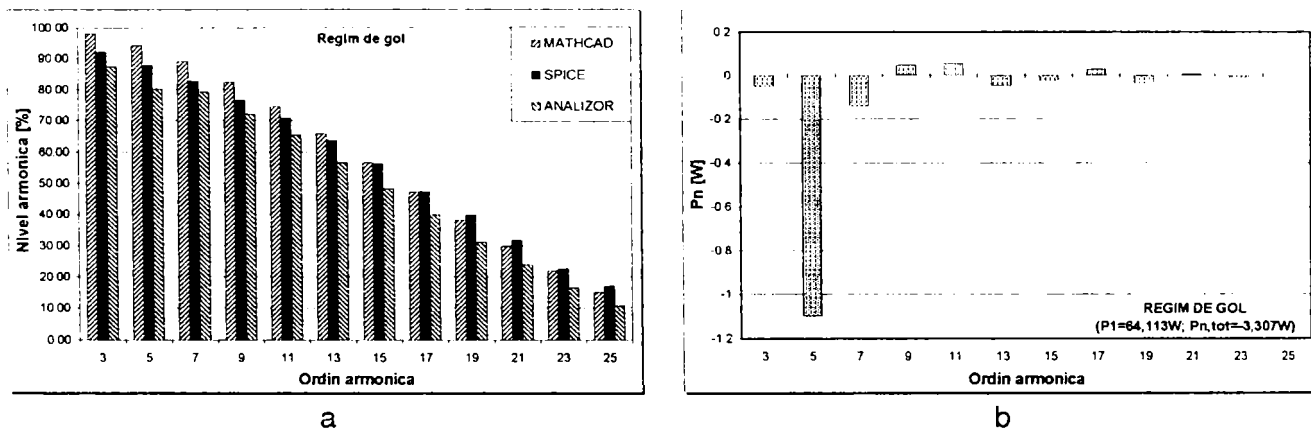
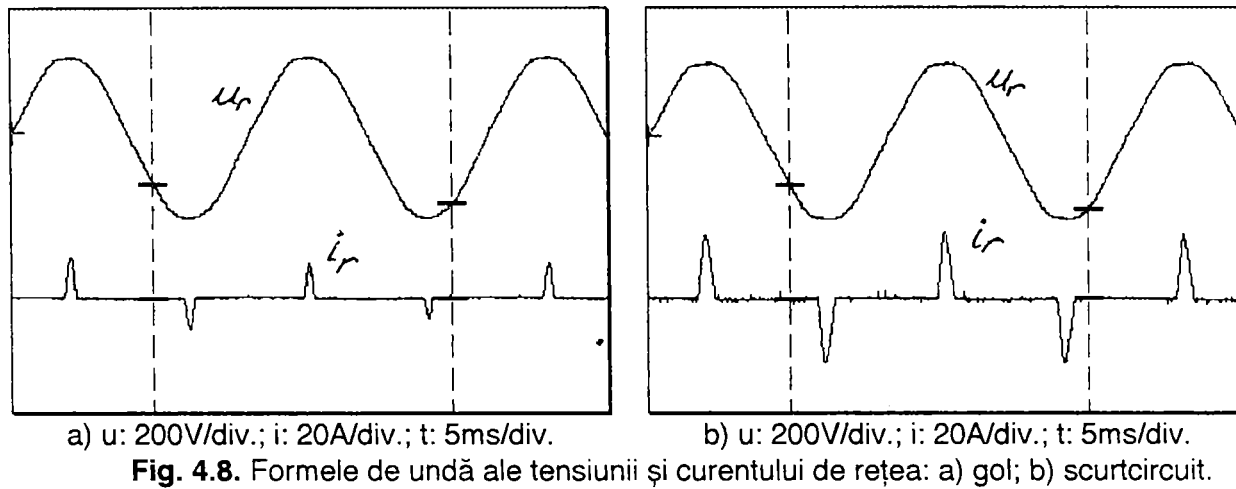


Fig. 4.7. Caracteristici statice externe și caracteristici de randament și factor de putere.

În figură este reprezentat și spectrul de armonici ale curentului corespunzător scurtcircuitului de durată (peste 3sec), caz în care sursa limitează curentul de scurtcircuit la aproximativ 50A ("LIMIT"). Spectrul armonicilor puterii active, în regim de scurtcircuit, la un curent setat de 150A, este reprezentat în fig. 4.10,b. Ca și în cazul regimului de gol (fig. 4.9,b), se remarcă faptul că puterile active armonice de ordinul 5, 7 (cele mai mari) sunt negative, fiind injectate de sursă în rețeaua de alimentare.



d. Regimul de încărcare pe rezistență (de probă)

Încărcarea cu sarcină rezistivă, de probă, a sursei de putere este relevantă în măsura în care se pot reproduce experimental punctele statice de funcționare, corespunzătoare punctelor de intersecție ale caracteristicilor externe ale sursei cu caracteristica statică convențională a arcului de sudare pentru un anumit procedeu de sudare. În fig. 4.11 este prezentată o explicativă referitor la determinarea punctelor statice de funcționare, pentru cazul corespunzător procedurii de sudare MMA.

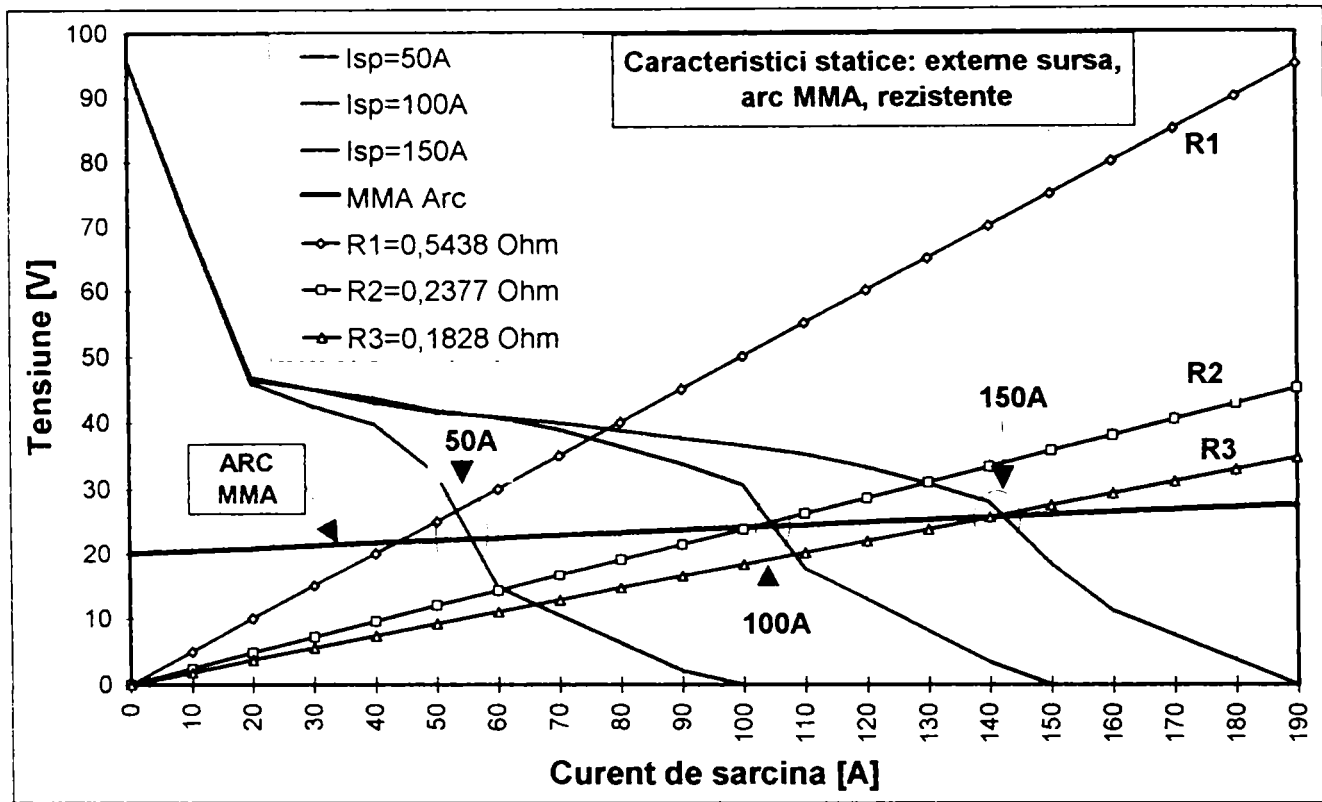


Fig. 4.11. Diagramă explicativă referitor la determinarea punctelor statice de funcționare.

Testarea pe o rezistență de probă, în punctele statice de funcționare, este avantajoasă sub aspectul stabilității și repetabilității determinărilor în comparație cu încărcarea reală a sursei în sudare, arcul electric reprezentând o sarcină cu o dinamică deosebită. Totodată, această încărcare de probă permite evaluarea comparativă a regimurilor electroenergetice produse de sursă în sudare, deci pe o sarcină prin excelență neliniară și dinamică (arcul electric), respectiv pe rezistență, deci o sarcină liniară și cvasiconstantă pe durata determinărilor (neglijând încălzirea rezistenței pe durata măsurării).

Încărcarea de probă a sursei de putere s-a realizat cu o rezistență cu prize, măsurându-se, cu ajutorul analizorului de putere parametrii electroenergetici de intrare (rețea), iar cu ajutorul unor aparate de măsură digitale, tensiunea și curentul de la ieșirea sursei.

Rezultatele complete ale măsurărilor și determinărilor experimentale sunt date în ANEXA 4.2. În fig. 4.12, sunt prezentate principalele rezultate obținute la încărcarea pe rezistență. Fig. 4.12,a redă variația valorii efective a armonicilor de curent în funcție de ordinul armonicilor; se observă o scădere de tip exponențial a valorii armonicilor de curent. Din fig. 4.12,b, se observă reducerea nivelului armonicilor de curent cu încărcarea, la armonicile 3...11, respectiv o ușoară creștere cu încărcarea a armonicilor 13-a. Armonicile puterii active au o variație diferită: armonica 3-a, crește cu încărcarea, armonica 5-a, prezintă alternanțe de semn, respectiv armonica 7-a are o valoare maximă la un curent de sarcină de 100-110A, apoi prezintă o ușoară scădere; armonicile de putere mai mari de 9, devin ne semnificative în raport cu primele. Coeficientul de distorsiune al curentului (k_{di}) scade cu încărcarea, respectiv factorul de putere (k) crește cu creșterea curentului de sarcină, fig. 4.12,d.

4.5.3. Sursa în regim de sudare

Regimul de sudare a fost experimentat pentru mai multe valori ale curentului de sudare prescris: $I_{SP} = 30; 50; 70; 100; 120; 150A$. Valorile măsurate (reale) ale curentului de sudare au fost: 33; 50; 73; 102; 117; 143A. Rezultatele complete ale măsurărilor și determinărilor sunt date în ANEXA 4.3.

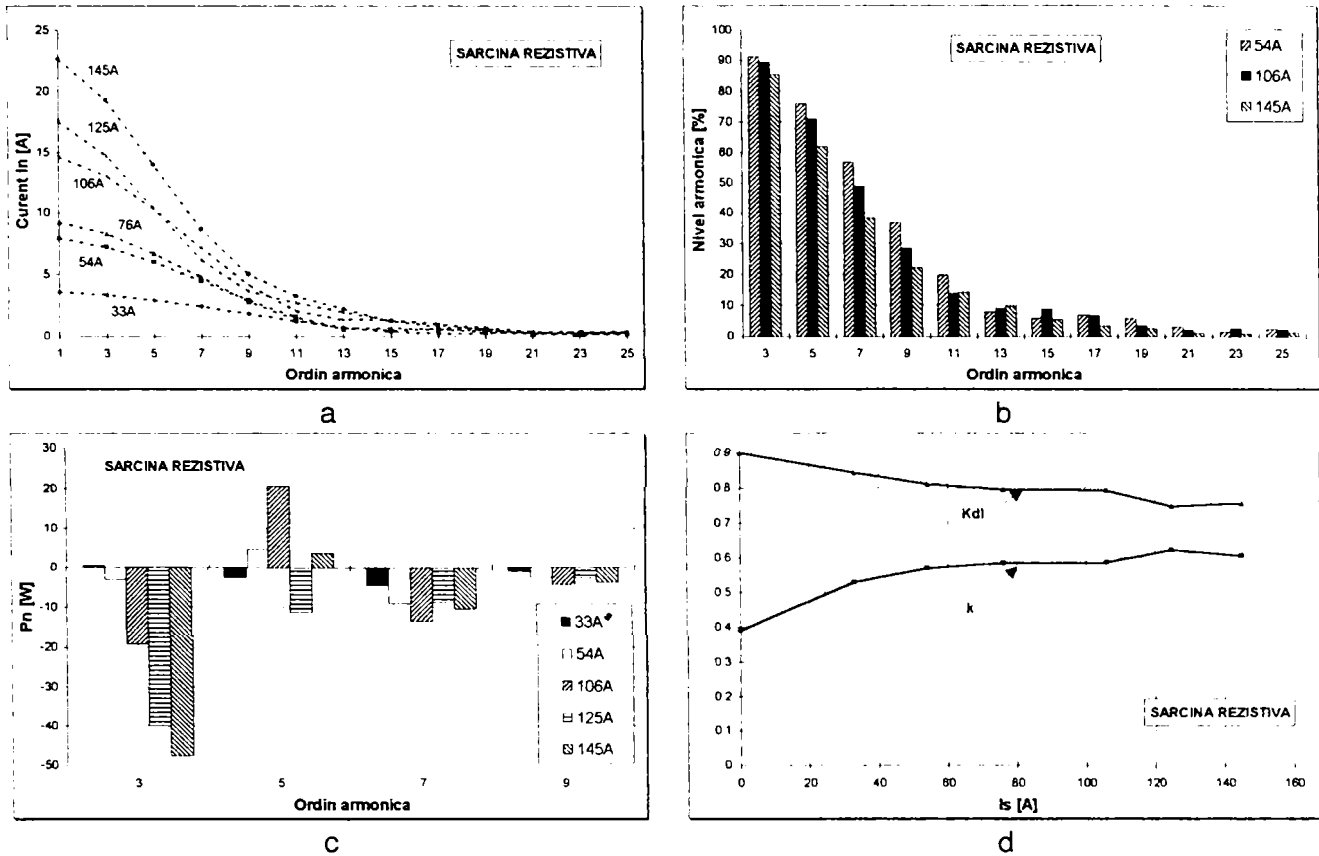
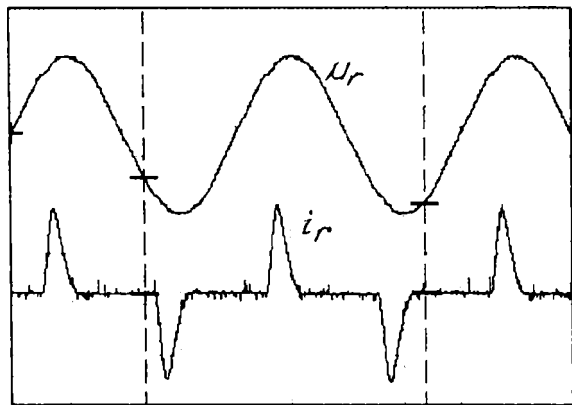
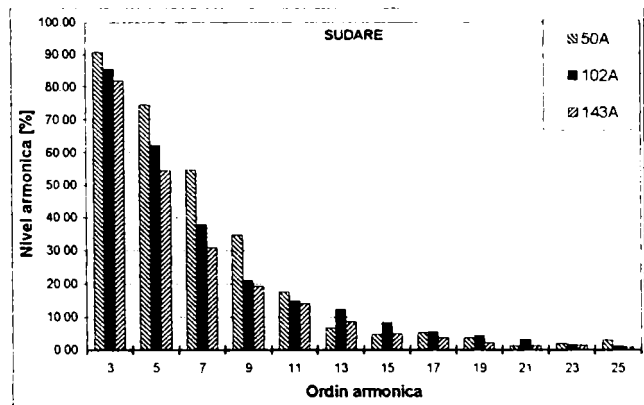


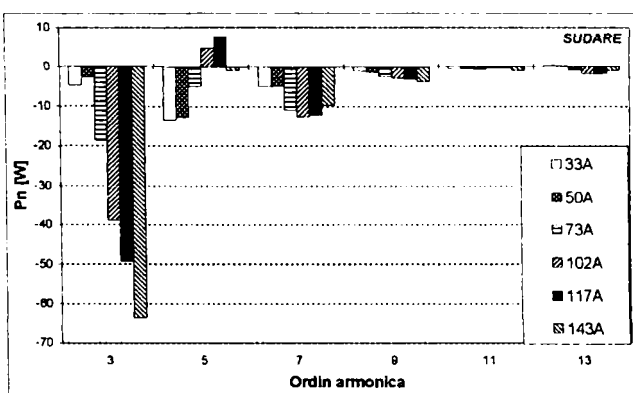
Fig. 4.12. Rezultate experimentale obținute la încărcare rezistivă: a) valorile efective ale curenților armonici absorbiți); b) spectrul armonic al curentului de rețea; c) spectrul armonic al puterii active la intrarea sursei; d) factorul de distorsiune (k_d) al curentului și factorul de putere (k) funcție de curentul de sarcină.



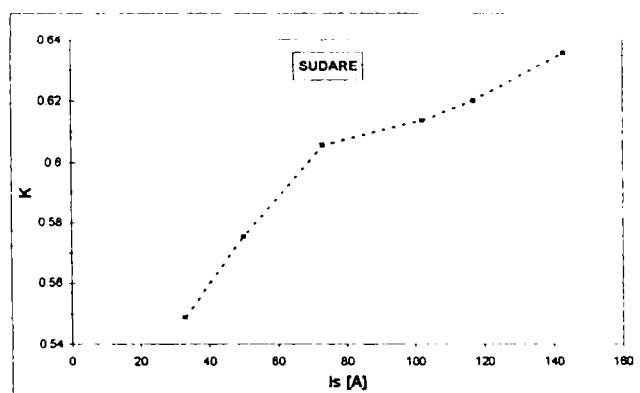
a) u : 200V/div.; i : 100A/div.; t : 5ms/div.



b



c



d

Fig. 4.13. a) Formele de undă ale tensiunii (u) și curentului (i) de rețea în regim de sudare; b) spectre de armonici ale curentului de rețea; c) spectre de armonici ale puterii active; d) variația factorului de putere (k) în funcție de curentul de sudare.

În fig. 4.13,a se prezintă formele de undă ale tensiunii și curentului de rețea, la sudare cu un curent prescris de 100A, iar în fig. 4.13,b, sunt prezentate spectrele de armonici ale curentului de rețea, pentru curenții de sudare mășurați de: 50; 102; 143A.

Se observă o evoluție asemănătoare a nivelului armonicilor de curent în sudare cu cele corespunzătoare regimului de încărcare cu sarcină rezistivă (fig. 4.12,b). În fig. 4.13,c, sunt reprezentate spectrele de armonici ale puterii active, iar în fig. 4.13,d, este dată variația factorului de putere (k) cu curentul de sudare.

În fig. 4.14,a sunt prezentate variațiile factorului puterii deformante (k_{pd}) împreună cu ale coeficientului de distorsiune al curentului (k_{di}). În fig. 4.14,b, sunt reprezentați coeficientul puterii deformante armonice (k_{pdh}), împreună cu coeficientul de distorsiune al tensiunii (k_{du}), în raport cu curentul de sudare. Se remarcă o linie de evoluție asemănătoare a cuplurilor de factori reprezentate, și anume, evoluția coeficientului de distorsiune a curentului este similară cu cea a factorului puterii deformante, respectiv cea a coeficientului de distorsiune a tensiunii este similară cu a factorului puterii deformante armonice.

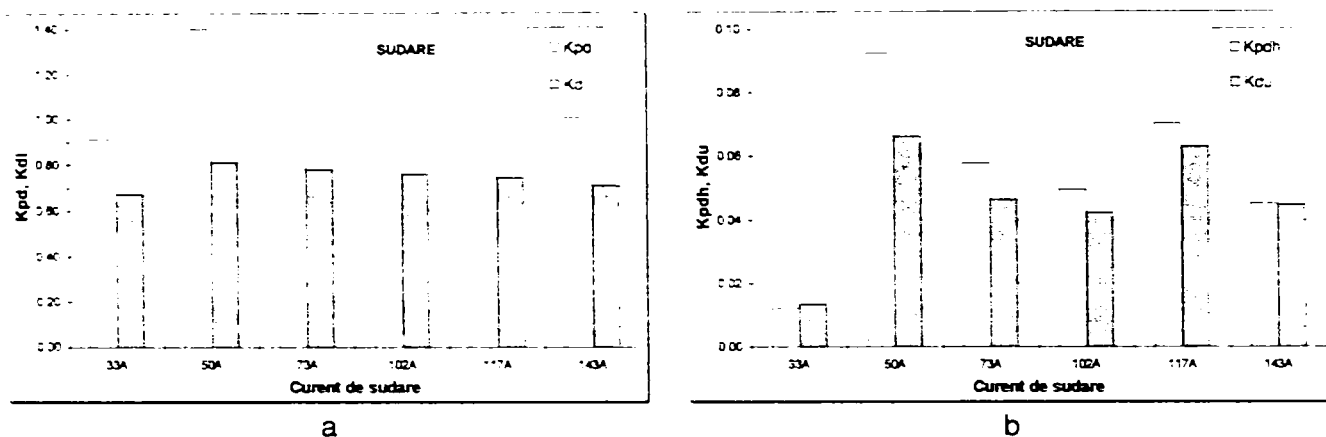


Fig. 4.14. a) Variația factorului puterii deformante (k_{pd}) și a coeficientului de distorsiune al curentului (k_{di}); b) variația factorului puterii deformante armonice (k_{pdh}) și a coeficientului de distorsiune al tensiunii (k_{du}).

4.5.4. Analiza comparativă a regimului deformant produs de sursă în sudare în raport cu o sarcină statică rezistivă echivalentă

În fig. 4.15 s-au reprezentat spectrele de armonici ale curentului de rețea pentru regimurile de funcționare cu sarcină rezistivă, respectiv sudare, pentru curenții prescriși de lucru $I_{SP} = 50; 100; 150A$. Se observă că valoarea relativă a armonicilor în regim de sarcină rezistivă nu diferă cu mult față de cea corespunzătoare regimului de sudare, ceea ce denotă că arcul electric de sudare nu influențează practic ponderile armonicilor de curent de rețea al sursei cu inverter, cel puțin în domeniul investigat de frecvențe de 150...1250Hz. Acest fapt se poate constata și din analiza variației coeficientului de distorsiune al curentului (k_{di}), fig. 4.15,d. Deși arcul electric, ca element nelinier de circuit, era susceptat de intensificarea regimului deformant la interfața cu rețeaua de alimentare a sursei, se observă din contra, chiar o ușoară creștere a regimului deformant produs la încărcarea cu o rezistență (sarcină liniară) a sursei. De altfel, în cazul studiat, arcul electric este alimentat în curent continuu cu ondulații de înaltă frecvență (aproximativ 200kHz). În acest caz, este destul de plauzibilă ipoteza că, în domeniul frecvențelor joase (de zeci-sute de Hz), nu se manifestă nelinieritatea arcului, cel puțin la interfața sursei de putere cu rețeaua electrică de alimentare. Prin urmare, principalul element care determină apariția regimului deformant de curent, la interfața cu rețeaua electrică de alimentare, îl constituie însăși sursa cu inverter, care datorită structurii sale și funcționării bazate pe comutație, se manifestă ca un receptor electric nelinier.

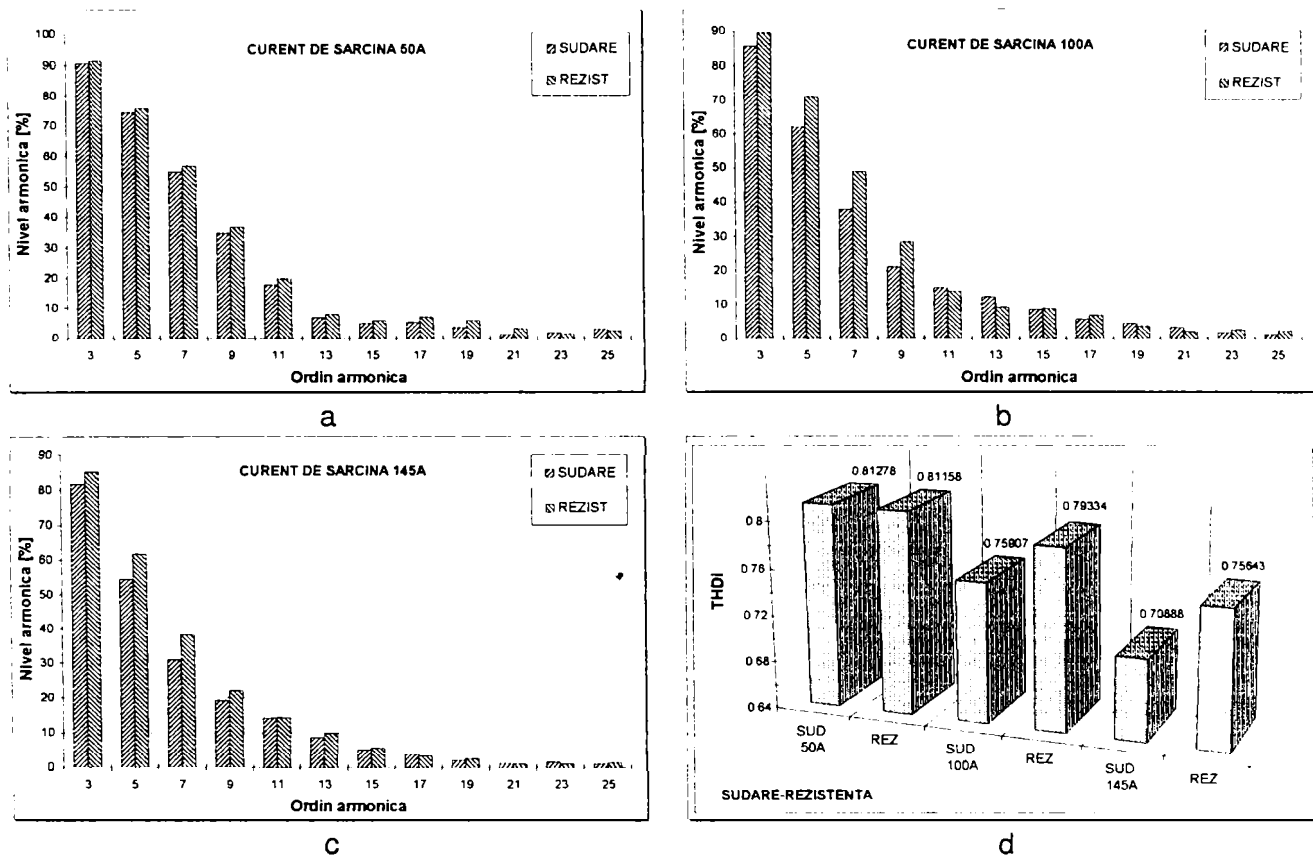


Fig. 4.15. Evaluarea comparativă "sudare-rezistență" a spectrelor de armonici și a coeficientului de distorsiune al curentului (k_{di}): a) 50A; b) 100A; c) 145A; d) k_{di} .

4.5.5. Evaluarea sursei monofazate cu inverter ca receptor deformant

Pe baza rezultatelor experimentale obținute, se poate face o caracterizare a sursei cu inverter studiate ca receptor electric deformant. Conform [41], receptoarele neliniare pot fi clasificate, din punct de vedere al spectrului curentului electric absorbit, în două categorii: de gradul 1, respectiv de gradul 2, în funcție de legea exponențială de variație a spectrului armonic. În scopul caracterizării sursei cu inverter pentru sudare, s-a procedat la prelucrarea matematică a rezultatelor măsurării spectrelor de armonici la diferite grade de încărcare a sursei cu inverter. Totodată, pentru a obține o bază de comparație, prin simulare în PSpice, s-a efectuat un studiu privind analiza armonică a curentului absorbit de la rețea de un redresor monofazat necomandat în punte, cu filtru capacitiv. Rezistența de sarcină R_s a redresorului simulat a fost ajustată în scopul obținerii aceleiași valori efective a fundamentalei curentului de rețea cu valoarea rezultată din măsurări. Valorile parametrilor de circuit utilizate pentru simulare sunt prezentate în tabelul 4.7, unde sunt precizate și mărimile măsurate, de interes pentru comparație.

Tabelul 4.7

Parametru	Simbol/U.M.	Valoare
Tensiune de rețea (efectivă)	U_r , [V]	223
Capacitatea de filtrare	C_d [μ f]	1500
Rezistența de sarcină (la simulare)	R_s [Ω]	65,54; 44,24; 32; 19,6; 19,1; 11,9
Curentul efectiv fundamental măsurat	I_1 [A]	6,556; 9,8006; 13,444; 21,88; 22,179
Curentul efectiv fundamental simulat	I_1 [A]	6,616; 9,744; 13,414; 21,673; 22,224; 34,74
Curentul de sarcină măsurat	I_s [A]	30; 45; 65; 110; 145

Din comparația datelor obținute din simulare cu cele măsurate efectiv pe sursa de putere, rezultă că regimul deformant produs de sursa cu inverter pentru sudare este în bună măsură apropiat celui produs de un redresor tipic cu filtru capacitiv.

Prelucrarea matematică a rezultatelor privind ponderile armonicilor la diferite încărcări ale sursei pentru sudare cât și ale redresorului simulat în PSpice s-a efectuat cu programul MATHSOFT 6.0 [158], prin utilizarea funcției de aproximare generală a curbelor "GENFIT". S-a determinat astfel o funcție de aproximare a variației armonicilor de curent în raport cu fundamentală, funcție de forma:

$$I_n = I_1 \cdot e^{-(b_0 + b_1 \cdot n + b_2 \cdot n^2)} \tag{4.21,a}$$

Valorile determinate ale coeficienților din relația (4.21,a), sunt date în tabelul 4.8, atât pentru valorile măsurate ("măs.") cât și pentru cele rezultate din simulare ("sim.") ale curenților armonici.

Tabelul 4.8

Curent sarcină	30A		45A		65A		110A		145A	
	sim.	măs.	sim.	măs.	sim.	măs.	sim.	măs.	sim.	măs.
b₀	-0,013	0,0062	-0,01	-0,0048	9·10 ⁻⁵	6,7·10 ⁻⁴	0,0023	0,028	0,0029	0,019
b₁	-0,0029	-0,0057	-0,0012	-9,2·10 ⁻⁵	9,6·10 ⁻⁵	0,0028	-9,4·10 ⁻⁵	0,0012	-6,7·10 ⁻⁴	-0,0039
b₂	0,01	0,012	0,012	0,013	0,0128	0,013	0,0153	0,015	0,0154	0,015

Valorile relativ mici ale coeficienților *b₀* și *b₁*, în raport cu cele ale lui *b₂*, sugerează posibilitatea neglijării primilor doi coeficienți din relația (4.21,a) și încercarea unei relații mai simple de aproximare a ponderii armonicilor de curent, relație de forma:

$$I_n = I_1 \cdot e^{-b_2 \cdot n^2} \tag{4.21,b}$$

unde coeficientul *b₂* este funcție de gradul de încărcare al sursei de putere. Pentru verificarea abaterilor introduse prin simplificarea operată asupra relației (4.21,a), în fig. 4.16 sunt reprezentate cele două funcții, (4.21,a) și (4.21,b), marcate pe figuri cu "FORMA 1", respectiv cu "FORMA 2". Reprezentările corespund unui curent de sarcină de 30A, fig. 4.16,a, respectiv de 145A, figura 4.16,b. Se remarcă o concordanță a diagramelor, ceea ce justifică utilizarea în continuare, a relației (4.21,b).

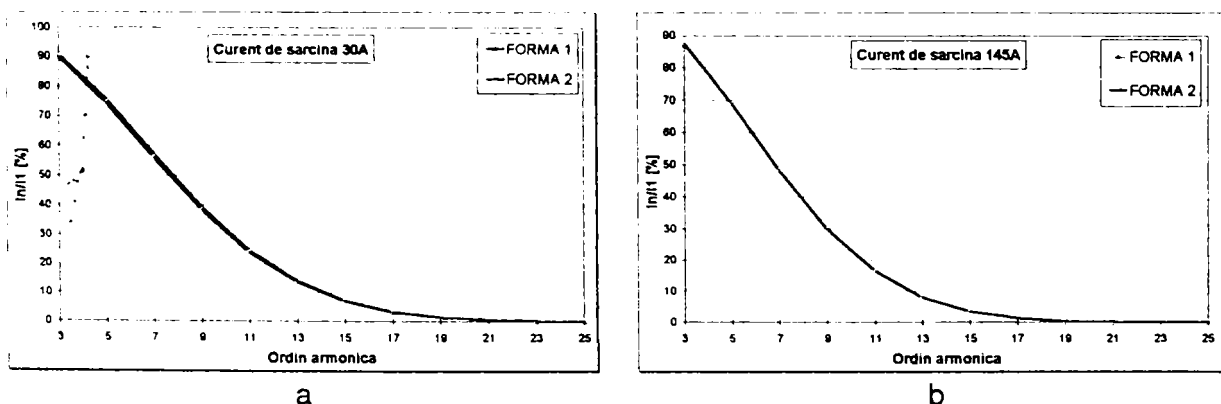


Fig. 4.16. Comparația graficelor funcțiilor de aproximare a armonicilor de curent.

Pentru determinarea variației coeficientului *b₂* cu sarcina sursei, s-au utilizat funcțiile MATHCAD de interpolare liniară "SLOPE" și "INTERCEPT". S-a dedus astfel următoarea

relație pentru b_2 ca funcție de curentul de sarcină I_s (exceptând regimurile de gol și de scurtcircuit ale sursei pentru sudare):

$$b_2 = m \cdot I_s + b_{20} \quad (4.22)$$

unde $m = 2,679 \cdot 10^{-5}$, respectiv $b_{20} = 0.011$.

În fig. 4.17 sunt reprezentate valorile coeficientului b_2 aferente datelor măsurate (a), respectiv simulate (b) precum și dreaptele de interpolare liniară, dată de ecuația (4.22) în funcție de curentul de sarcină.

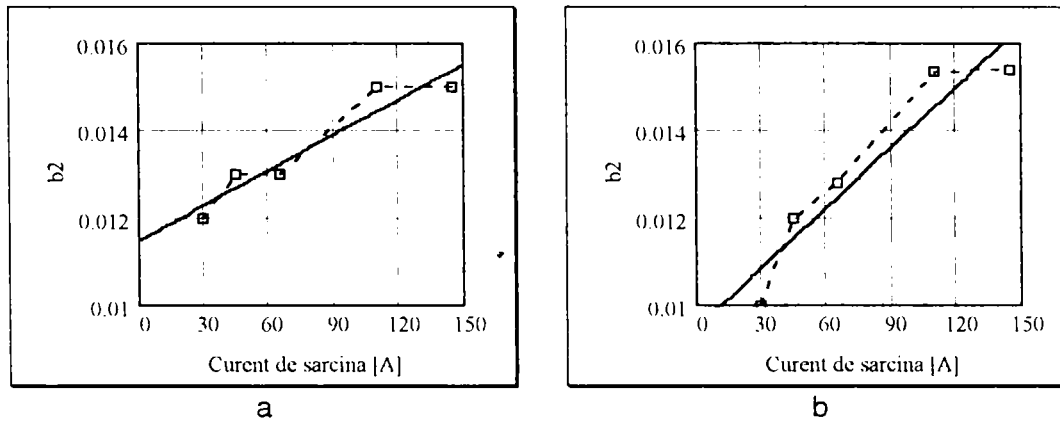


Fig. 4.17. Variația coeficientului b_2 cu încărcarea: a) măsurat; b) simulat.

În final, utilizând relația (4.21,b) de aproximare a valorilor armonicilor de curent, cu ajutorul coeficientului b_2 determinat pentru setul de valori măsurate, s-au calculat valorile efective, respectiv valorile raportate la fundamentală (nivelurile) corespunzătoare armonicilor de curent. Rezultatele corespunzătoare pentru două valori ale curentului de sarcină al sursei (30A; 145A) sunt prezentate în fig. 4.18. Corespunzător celor doi curenți de sarcină, s-au calculat erorile de aproximare a valorii efective ale armonicilor de curent, pe baza relației:

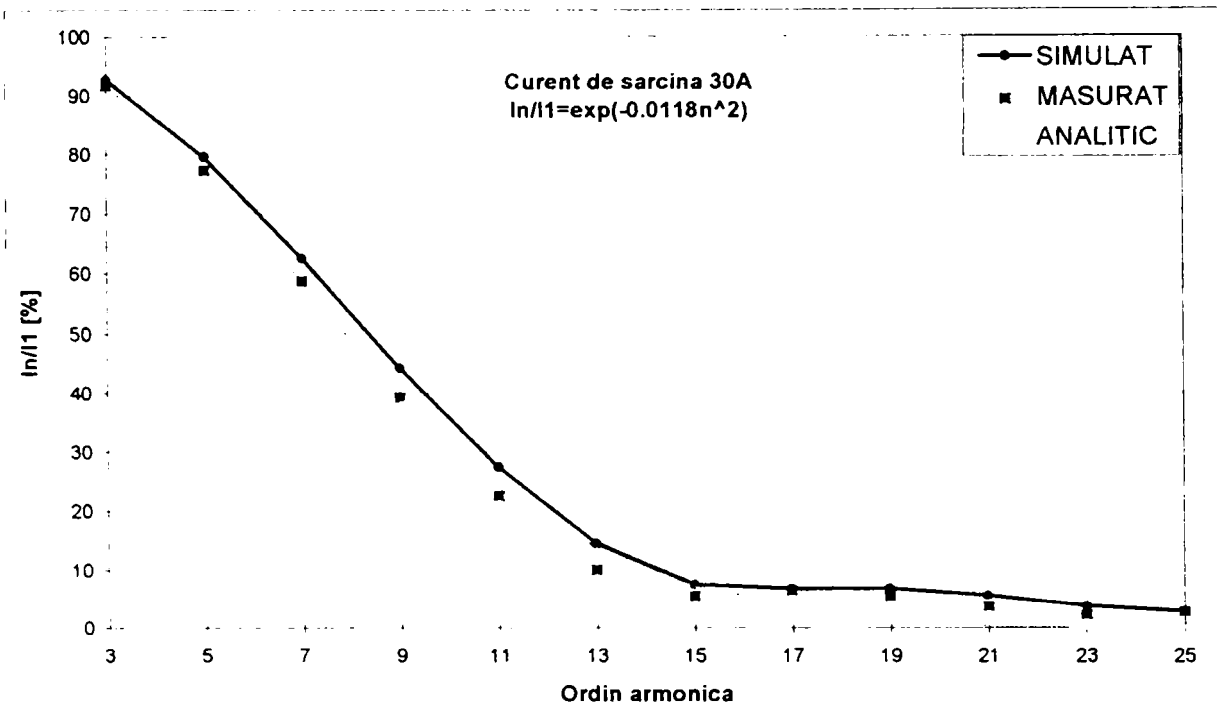
$$\varepsilon = \frac{I_{n.mas} - I_{n.calc}}{I_{n.mas}} \cdot 100 \quad (4.23)$$

unde: $I_{n.mas}$ respectiv $I_{n.calc}$ reprezintă valorile efective măsurate respectiv calculate ale armonicilor de curent. Valorile erorilor raportate procentuale sunt date în tabelul 4.9.

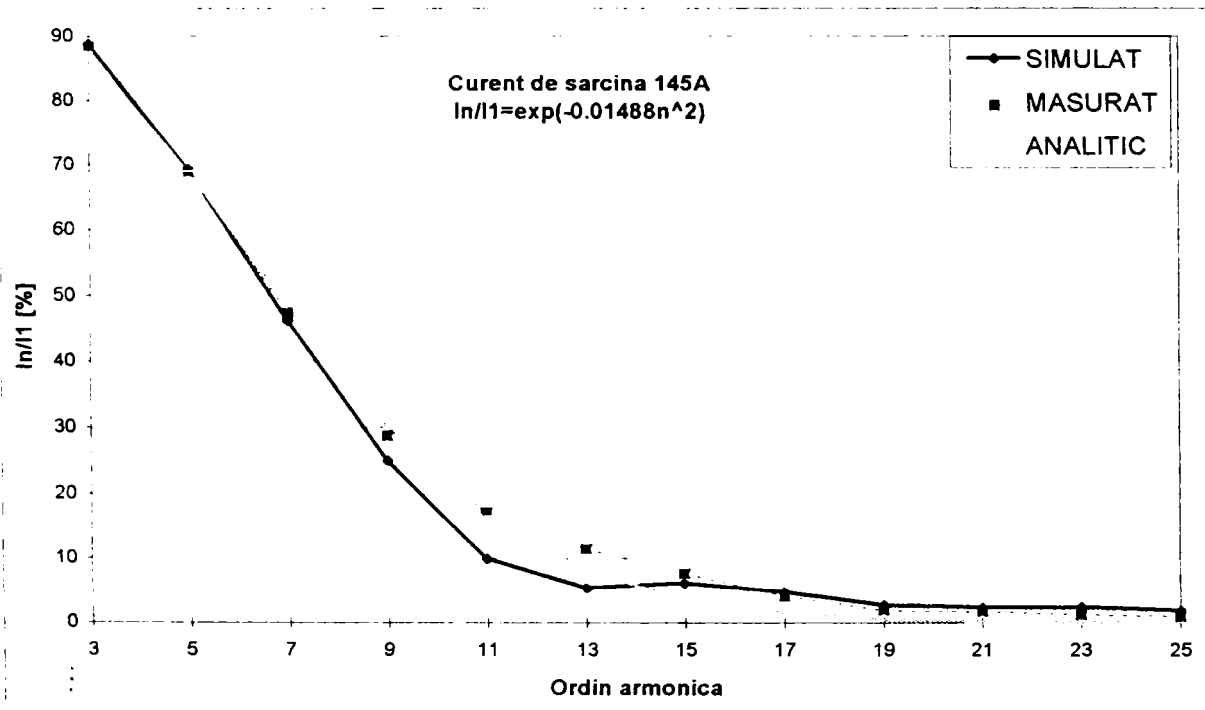
Tabelul 4.9

I_s [A]	n	3	5	7	9	11	13
30	ε [%]	1,97	3,53	4,40	1,96	-6,32	-34,84
145		0,98	-0,09	-2,15	-4,49	3,12	29,15

Analizând datele din tabelul 4.9 și examinând, pe fig. 4.18, gradul de corespondență al diagramelor rezultate din: reprezentarea relației (4.21,b), prin simulare, respectiv din măsurări, rezultă că relația (4.21,b), împreună cu (4.22) oferă o aproximație destul de bună pentru armonicile de curent 3,5,7,9,11, cu o eroare raportată de sub 6,5%. Pentru armonici mai înalte, eroarea devine prea mare, relația fiind impracticabilă. De altfel, nivelul armonicilor cu rang $n \geq 13$, în cazul sursei cu inverter pentru sudare studiată, este mai mic de 10%. Pe baza clasificării operate în [41], se poate afirma că sursa de putere cu inverter pentru sudare cu arc electric, reprezintă, la interfața cu rețeaua electrică de alimentare, **un receptor deformant de ordinul doi**. Ținând seama de tot mai largă răspândire și utilizare a unor astfel de surse pentru sudare, este imperios necesară luarea unor măsuri pentru reducerea regimului deformant introdus de acestea în rețeaua electrică de alimentare.



a



b

Fig. 4.18. Variația ponderilor armonicilor la curent de sarcină de: a) 30A; b) 145A.

5. EVALUAREA EFICACITĂȚII FILTRELOR PASIVE ÎN REDUCEREA REGIMULUI DEFORMANT PRODUS DE O SURSĂ CU INVERTOR PENTRU SUDARE CU ARC ELECTRIC

Pentru reducerea regimului deformant produs de sursa cu invertor pentru sudare, se face o analiză a eficacității utilizării filtrelor pasive, filtre care încorporează elemente reactive de circuit cu rol de atenuare a armonicilor de curent, fie prin absorbția, fie prin refularea acestora. Se investighează următoarele tipuri de filtre pasive:

- filtrul inductiv, tip "L";
- filtrul absorbant, acordat pe armonica de ordinul trei, tip "LC";
- filtrul refulant, acordat pe armonica de ordinul trei, tip "RLC";
- filtrul "trece-jos", acordat pe armonica de ordinul trei, tip "LCL".

Obiectivul investigației îl constituie studiul teoretic, pe baza simulării circuitelor, și experimental, prin măsurări, al eficacității reducerii armonicilor de curent de rețea, prin utilizarea diferitelor scheme de filtre pasive, la diferite valori ale parametrilor elementelor componente, respectiv la diferite grade de încărcare ale sursei cu invertor. Eficacitatea filtrării se analizează în conjuncție cu necesitatea nealterării performanțelor de ieșire ale sursei pentru sudare. Totodată, se urmărește gradul de reducere al armonicilor de curent în corelație cu standardul european IEC 1000-3-2, pentru schemele de filtre pasive investigate. Se urmăresc în special spectrele de armonici de curent, în valori raportate procentual la fundamentală, obținute prin simulare în PSpice, respectiv prin măsurări cu Analizorul de putere tip LEM-NORMA D4010S, precum și alți indicatori specifici ai regimului deformant.

5.1. Filtrul inductiv serie, tip "L"

5.1.1. Prezentare generală

Acest tip de filtru reprezintă cea mai simplă soluție de filtrare pasivă a armonicilor de curent, filtrul constând dintr-o bobină inseriată cu sursa de putere, fig. 4.4,a. Rolul bobinei este acela că, prin inductanța sa, ea "lărgeste" durata impulsului de curent absorbit din rețea pentru încărcarea condensatorului de filtrare al redresorului de rețea. Prin aceasta, se realizează în fapt scăderea ponderii armonicilor de curent care sunt generate la o aceeași putere activă procesată de sursă. Teoretic, regimul deformant se reduce pe măsura creșterii valorii inductivității filtrului, dar apare și efectul nedorit al reducerii puterii debitate de sursă sarcinii, datorat creșterii reactanței bobinei și implicit al pierderii de tensiune pe aceasta. Formele de undă ale tensiunii și curentului, rezultate din simulare, respectiv din măsurări, în cazul utilizării filtrului "L", sunt prezentate în fig. 5.1, din care se poate observa caracterul inductiv al circuitului de alimentare al sursei în acest caz.

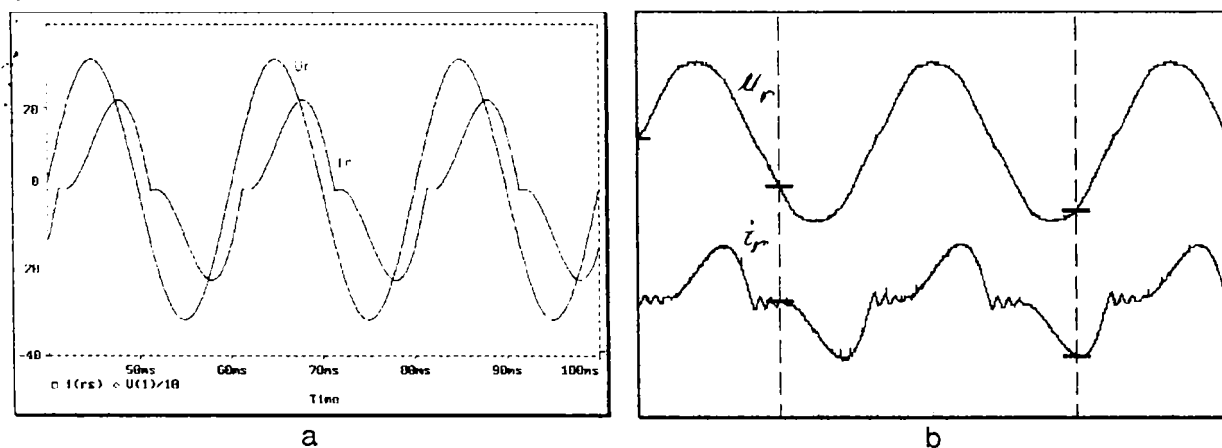


Fig. 5.1. Formele de undă ale tensiunii și curentului de rețea: a) simulate; b) măsurate.

Mărimile curentului prin filtru și a tensiunii pe filtrul inductiv sunt date de relațiile, [10]:

$$I = \sqrt{I_1^2 + I_d^2} = \sqrt{I_1^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_n^2} = I_1 \cdot \sqrt{1 + k_d^2} \quad (5.1)$$

$$U_l = \sqrt{(\omega_1 L I_1)^2 + \sum_{n=2}^{\infty} (n \omega_1 L I_n)^2} = \omega_1 L \sqrt{I_1^2 + \sum_{n=2}^{\infty} (n I_n)^2} \quad (5.2)$$

unde: $\omega_1 = 2\pi f_1$, este pulsația tensiunii de rețea (fundamentală), n - ordinul armonicii, L - inductivitatea bobinei filtrului, iar cureții și tensiunea sunt exprimate în termenii valorilor efective. O primă condiție impusă filtrului inductiv este aceea referitoare la pierderea de tensiune efectivă pe impedanța filtrului, astfel încât să nu fie afectată tensiunea de alimentare nominală a receptorului. Considerând numai fundamentala acestei tensiuni, respectiv numai impedanța pe fundamentală a bobinei, condiția poate fi exprimată astfel:

$$Z_{F1} = \sqrt{R_b^2 + \omega_1^2 L^2} = K_u \cdot Z_l \quad (5.3)$$

unde: Z_{F1} , R_b , L , reprezintă impedanța, respectiv rezistența pe fundamentală ale bobinei; Z_l , impedanța pe fundamentală a receptorului deformant; K_u , coeficientul pierderii admise de tensiune pe filtru ($K_u = 0,05 \dots 0,1$). A doua condiție se referă la pierderea admisă de putere activă pe filtru. Aceasta este dată de relația:

$$P_F = P_{Fe} + P_W = K_P \cdot P_N \quad (5.4)$$

unde P_F , P_{Fe} , P_W , reprezintă pierderile în filtru, în miezul, respectiv în înfășurarea acestuia (pierderi globale); P_N puterea activă nominală a receptorului deformant; K_P , factorul pierderii admise de putere în filtru, corespunzător puterii nominale a receptorului deformant ($K_P \leq 0,1$). Pierderile specifice (volumice, $[W/m^3]$) în miezul filtrului inductiv sunt date de relația [10,108]:

$$p_{Fe} = p_h + p_t = \sigma_h \sum_{n=1}^{\infty} f_n \cdot B_{Fe,n}^2 + \sigma_f \sum_{n=1}^{\infty} f_n^2 \cdot B_{Fe,n}^2 \quad (5.5)$$

unde: p_h , p_t , reprezintă pierderile specifice în miez prin histerezis, respectiv prin cureți turbionari; σ_h , σ_f , coeficienții corespunzători pierderilor specificate; f_n frecvența armonicii de ordin "n", $B_{Fe,n}$ valoarea efectivă a inducției magnetice în miez, dată de relația, [10]:

$$B_{Fe,n} \cong \mu_0 \frac{N \cdot I_n}{\sqrt{2}g} \quad (5.6)$$

unde: N , este numărul de spire, g , lățimea totală a întrefierului bobinei. Înlocuind inducția magnetică în relația (5.5) cu expresia (5.6), rezultă:

$$p_{Fe} \cong \left(\mu_0 \frac{N}{\sqrt{2}g} \right)^2 f_1 \left(\sigma_h \sum_{n=1}^{\infty} n \cdot I_n^2 + \sigma_f \sum_{n=1}^{\infty} (n \cdot I_n)^2 \right) \quad (5.7)$$

Pierderile în înfășurare sunt date de relația:

$$P_{II} = \sum_{n=1}^{\infty} R_{b,n} \cdot I_n^2 \cong R_b \sum_{n=1}^{\infty} I_n^2 = R_b I^2 \quad (5.8)$$

unde s-a aproximat rezistența înfășurării, corespunzătoare diverselor armonici de curent ($R_{b,n}$), prin valoarea sa corespunzătoare fundamentalei curentului (R_b). S-a neglijat astfel efectul pelicular, deoarece în zona de interes a armonicilor relativ joase, adâncimea de pătrundere a efectului pelicular este comparabilă cu diametrul conductorului de bobinaj (bobinaj cu conductor rotund). Pentru exemplificare, în tabelul 5.1 este dată adâncimea de pătrundere în conductor de cupru, la diferite frecvențe, la temperatura de $20^\circ C$ (s-a considerat rezistivitatea cuprului $\rho = 1,75 \cdot 10^{-8} \Omega m$).

Tabelul 5.1

f [Hz]	50	500	1000	5000
δ [mm]	9,41	2,97	2,1	0,94

5.1.2. Influența valorii inductivității asupra eficacității reducerii armonicilor de curent și a capacității în putere a sursei

În scopul evidențierii influenței valorii inductivității asupra gradului de atenuare al armonicilor de curent, respectiv asupra valorii parametrilor de ieșire ai sursei de putere, s-au simulat și experimentat trei variante de filtre inductive având următoarele valori ale inductivității: $12,43mH$, $25mH$, $44mH$, în condițiile menținerii rezistenței de sarcină la o valoare constantă. Rezultatele sunt prezentate în fig. 5.2 În fig.5.2,a, este reprezentată schema de simulare în PSpice. În fig. 5.2,b, este dată dependența coeficientului de distorsiune al curentului, k_{di} , funcție de valoarea inductivității filtrului. În fig. 5.2, c,d, sunt reprezentate spectrele de armonici obținute prin simulare (c), respectiv prin măsurare (d). Se observă reducerea substanțială a ponderii armonicilor cu creșterea valorii inductivității de filtrare, fapt evidențiat și de variația coeficientului de distorsiune (b). De asemenea, cu creșterea inductivității, se reduce valoarea factorului de vârf al curentului de rețea, precum și a factorului de putere.

Deși efectul creșterii valorii inductivității este favorabil pe partea de alimentare de la rețea, în sensul reducerii nivelului de poluare armonică, la ieșirea sursei efectul este de reducere a puterii debitate pe o rezistență de sarcină de valoare dată.

Acest fapt sugerează posibilitatea realizării unui compromis între cele două deziderate, în scopul determinării unei valori optime pentru inductivitatea filtrului.

Parametrii electroenergetici măsurati, în cadrul experimentului cu cele trei filtre inductive, pe aceeași rezistență de sarcină, sunt prezentați în tabelul 5.2, unde, pentru comparație se prezintă și datele măsurate cu sursa fără filtru, având ieșirea conectată la aceeași rezistență de sarcină.

Tabelul 5.2

Filtru	U_r	I_r	S	P	Q	Z_1	U_{s0}	U_s	I_s	P_F	K_P
	[V]	[A]	[kVA]	[kW]	[kVA _r]	[Ω]	[V]	[V]	[A]	[W]	
Sursa	222	35,82	7,966	4,537	6,547	10,03	93,6	24,5	146	0	0
L1	220,7	21,91	4,836	3,725	3,084	10,53	91,2	22,2	135	60,5	0,016
L2	221,5	18,53	4,103	2,896	2,906	12,1	90,2	19,6	118	60	0,021
L3	222,5	13,34	2,969	1,654	2,465	16,6	88,5	14,6	87	57,4	0,035

În tabel, Z_1 , reprezintă impedanța totală corespunzătoare fundamentalei (sursă plus filtru). Coeficientul K_P s-a calculat prin raportarea pierderilor în filtru la puterea activă absorbită de sursă având filtrul respectiv conectat la intrare, valorile fiind exprimate procentual. Se poate remarca efectul valorii inductivității bobinelor de filtrare asupra capacității în putere activă a

sursei la ieșire. Aceasta scade, pentru cele trei filtre, la valorile procentuale de: 83,58%, 64,58% și 35,5%, în raport cu puterea dată la ieșire de sursă fără filtru. Prin urmare, filtrul inductiv inseriat cu sursa de putere reduce puterea la ieșirea acesteia, ca urmare a reducerii valorii efective a tensiunii de alimentare a sursei, adică determină creșterea pe ansamblu a pierderilor de putere activă. Trebuie menționat faptul că bobinele utilizate în experimente nu au fost calculate special pentru aplicație și deci nici optimizate din punct de vedere al pierderii de tensiune și al pierderilor de putere.

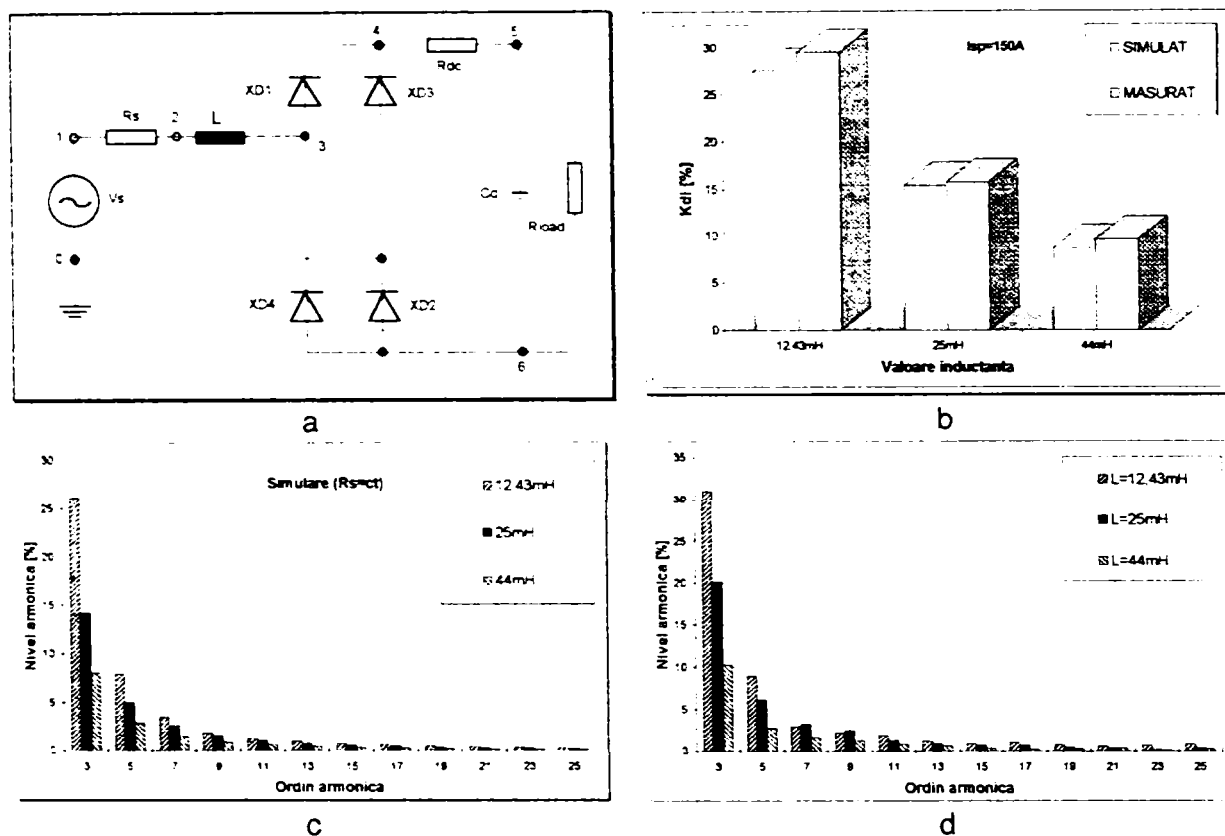


Fig. 5.2. Evaluare filtrare la diferite inductivități: a) schema simulată în PSpice; b) variația k_{di} ; c) spectre armonici simulate; d) spectre armonici măsurate

Ținând seama de cele prezentate mai sus, evaluarea experimentală a filtrării armoniilor se va prezenta numai pentru filtrele inductive $L1=12,43mH$, respectiv $L2=25mH$. Caracteristicile externe obținute la ieșirea sursei de putere având filtrele conectate pe partea de rețea, sunt prezentate în fig. 5.3, pentru filtrul L1, respectiv fig. 5.4, pentru filtrul L2. În ambele figuri, pentru comparație, sunt prezentate și caracteristicile statice externe ale sursei fără filtre, la aceleași setări de curenți de lucru: 50A, 100A, 150A. De asemenea, s-a reprezentat și caracteristica statică convențională a arcului de sudare cu electrod învelit (MMA), pentru evidențierea noilor puncte de funcționare. Se observă că inserierea filtrelor inductive duce la declasarea caracteristicilor statice externe ale sursei pentru sudare, respectiv la incapacitatea acesteia de a mai debita puterea electrică la parametrii ceruți pentru arcul de sudare. Totuși, după cum se poate observa și din fig. 5.3, în cazul filtrului L1, declasarea caracteristicilor de ieșire nu este atât de severă, ceea ce permite utilizarea soluției filtrului inductiv de valori mici (circa 10mH), în raport cu acest aspect.

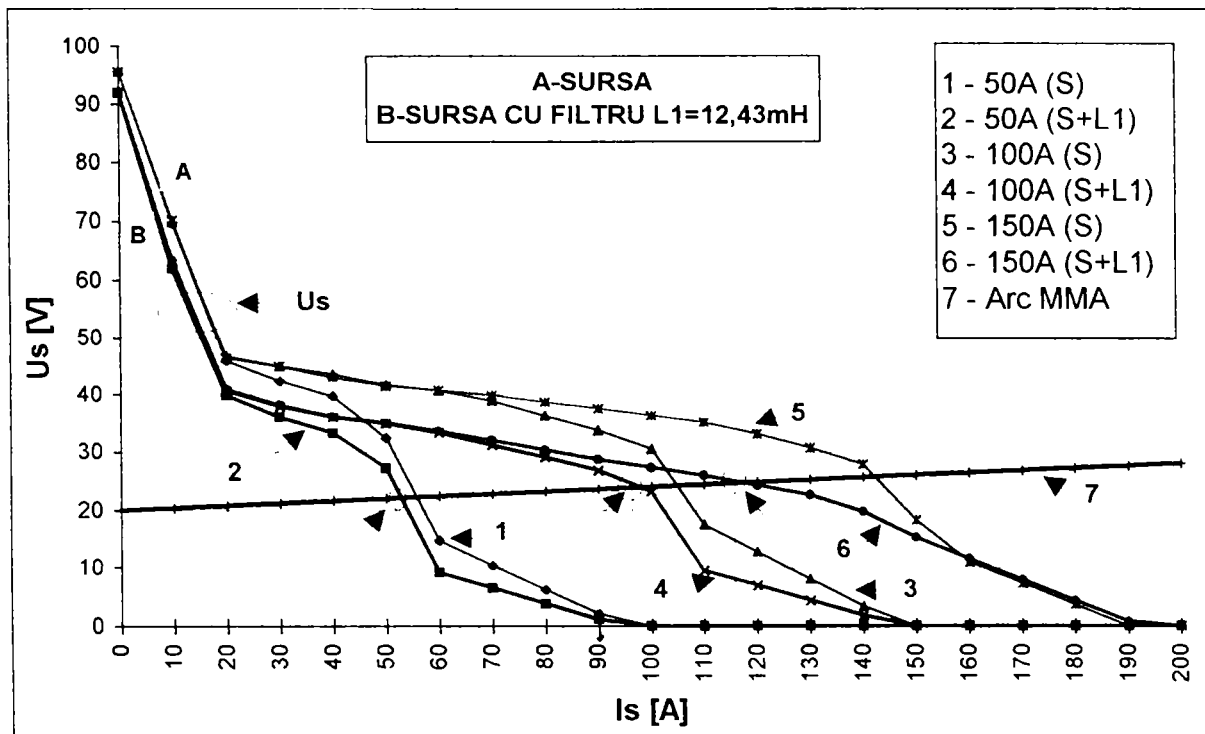


Fig. 5.3. Caracteristici statice externe obținute la sursa cu filtrul L1.

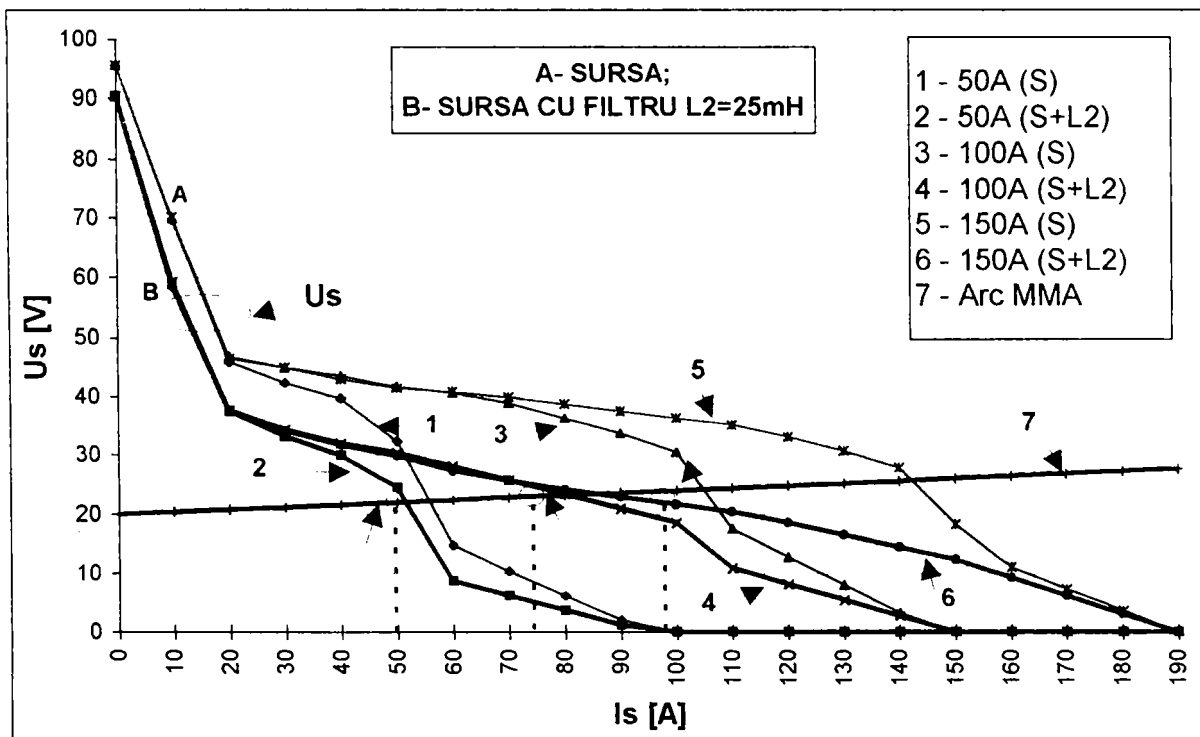


Fig. 5.4. Caracteristici statice externe obținute la sursa cu filtrul L2.

5.1.3. Evaluarea experimentală a eficacității reducerii regimului deformant

Pentru evidențierea efectelor de filtrare ale bobinelor înseriate cu sursa pentru sudare, s-au determinat experimental valorile parametrilor electroenergetici pentru cele două filtre testate. Spectrele armonice ale curentului absorbit și ale puterii active sunt prezentate în fig. 5.5. În fig. 5.6, sunt prezentate variațiile coeficientului de distorsiune al curentului, factorului de vârf al curentului și al factorului de putere, determinate în situația utilizării celor două filtre, comparativ cu sursa fără filtru. Sunt prezentate și pierderile de putere determinate în filtre, la diferite valori ale curentului setat de lucru.

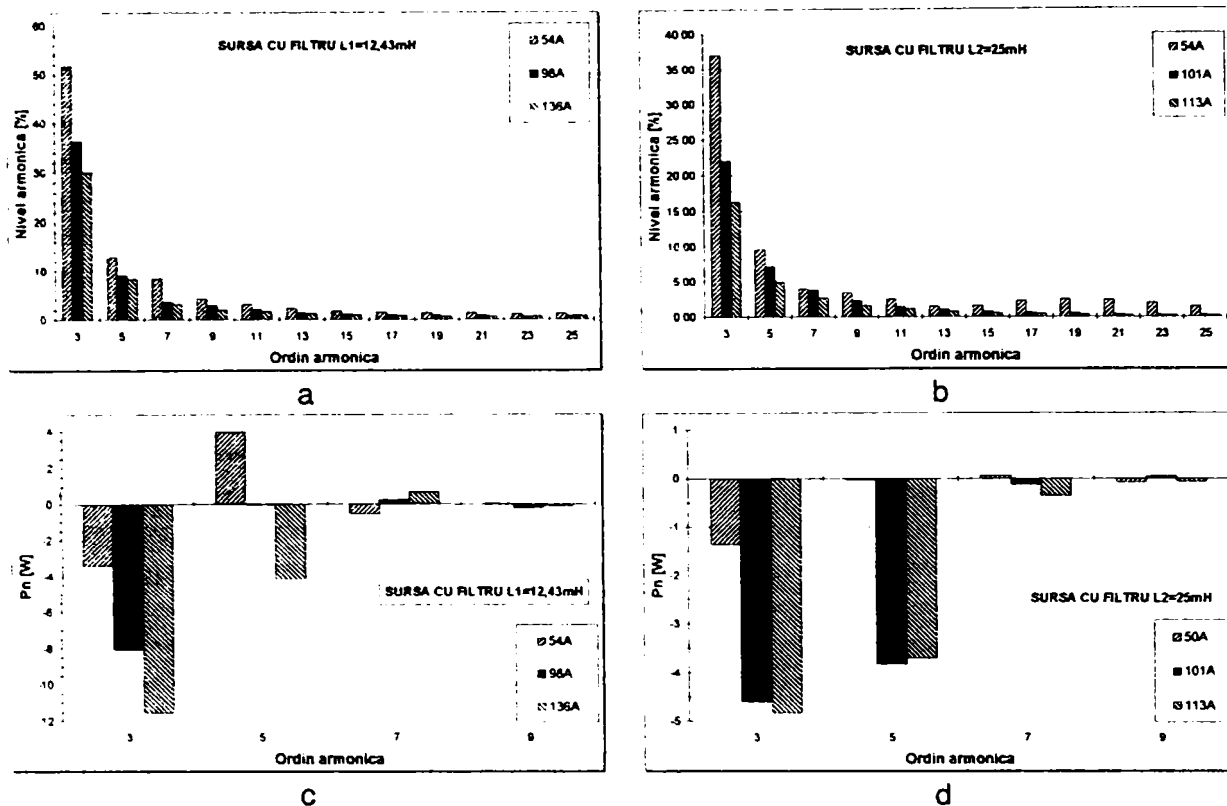


Fig. 5.5. Spectre armonice: a) curent, filtru L1; b) curent, filtru L2; c) putere activă, filtru L1; d) putere activă, filtru L2.

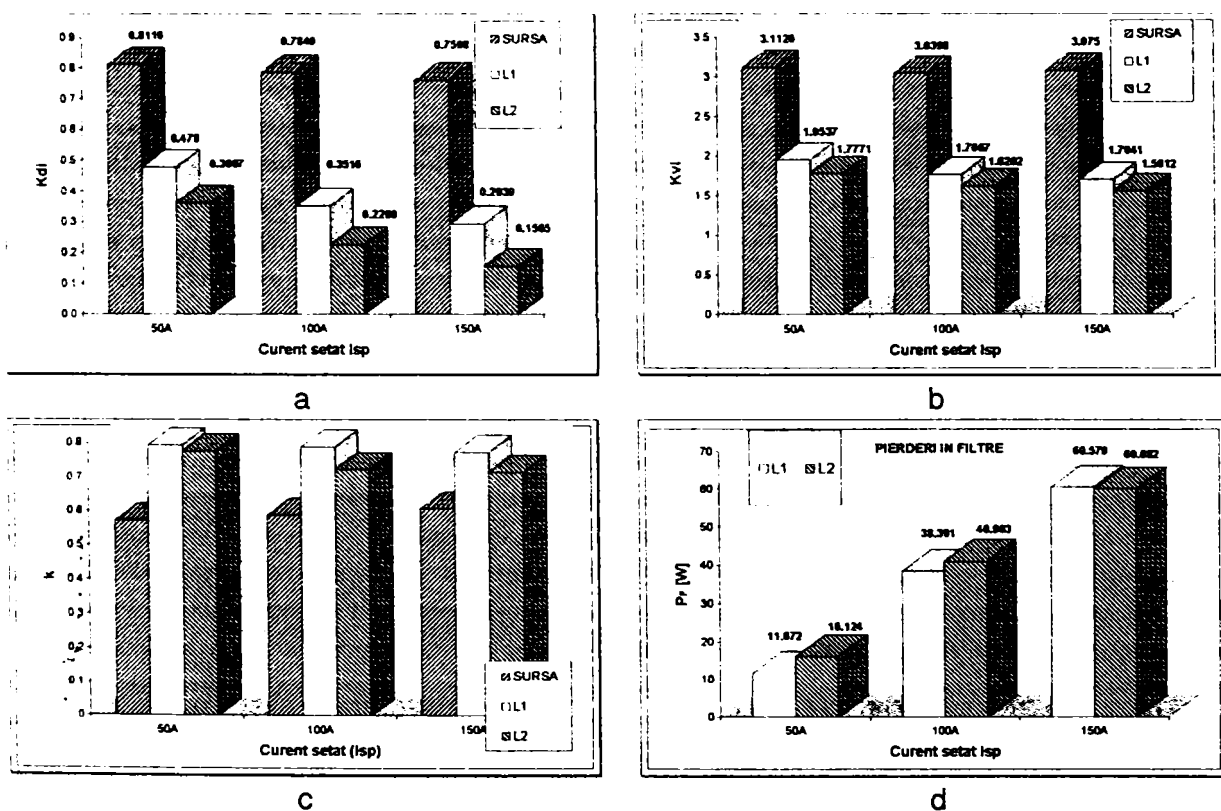


Fig. 5.6. Parametrii determinați la utilizarea filtrelor inductive: a) coeficient de distorsiune al curentului; b) factor de vârf curent; c) factor de putere; d) pierderi în filtre.

Verificarea încadrării nivelelor armonicilor de curent în prevederile Standardului IEC 1000-3-2, clasa A

Verificarea s-a făcut pentru cele două filtre, la diferite nivele de încărcare a sursei. Rezultatele evaluării sunt prezentate în fig. 5.7.

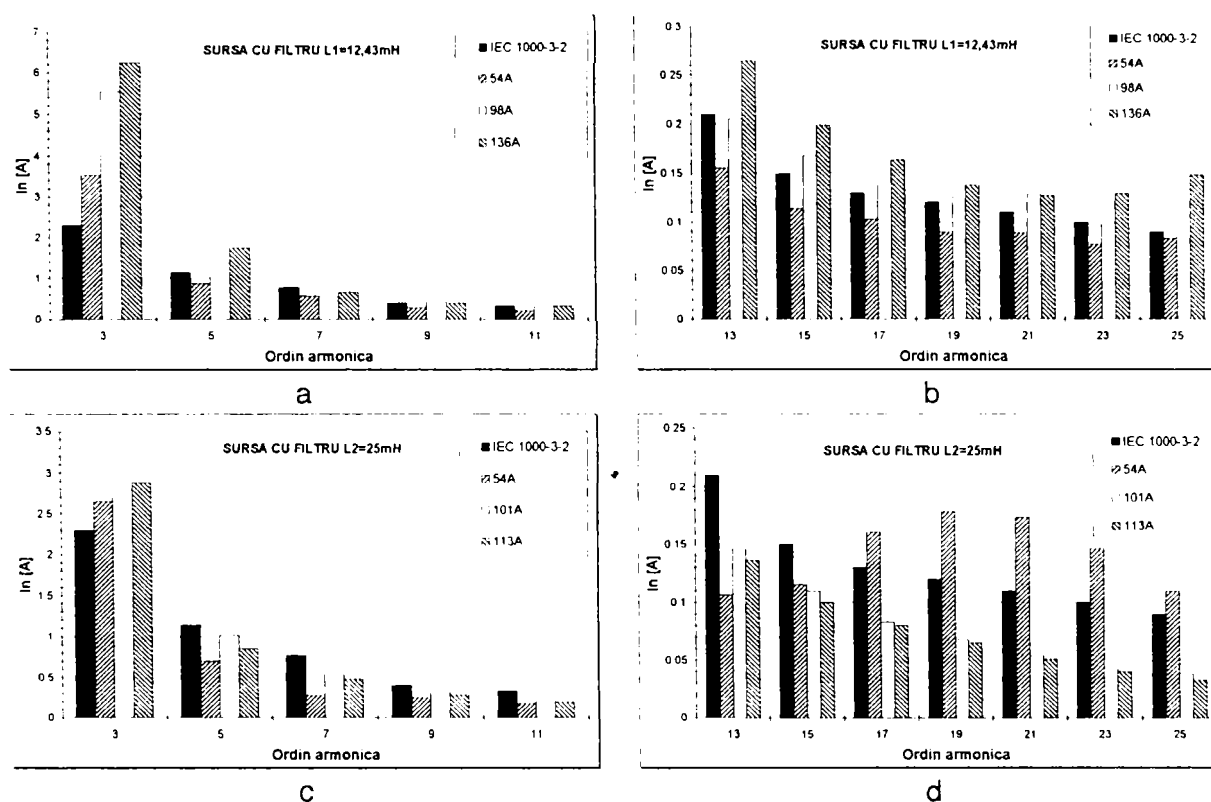


Fig. 5.7. Diagrammele de încadrare a armonicilor de curent în limitele standardizate, pentru diferite grade de încărcare: a, b) filtru $L_1=12,43\text{mH}$; c, d) filtru $L_2=25\text{mH}$.

În fig. 5.7,a, sunt reprezentați curenții armonici ($n=3..11$) obținuți experimental pentru diferite grade de încărcare a sursei, sursa fiind alimentată în serie cu un filtru $L=12,43\text{mH}$. Acest filtru nu reușește să atenueze corespunzător încadrării în standard armonica de ordin 3, și parțial nici armonica 5. Armonicile 13...25, prezentate în fig. 5.7,b, depășesc limitele prevăzute în standard, exceptând nivele reduse ale încărcării sursei. În cazul filtrului de 25mH , situație prezentată în fig. 5.7,c,și fig. 5.7,d, cu excepția armonicii de ordin 3, respectiv a celor cu ordin $n \geq 17$, la încărcare redusă, celelate armonici de curent se situează sub limitele admise de standard.

În concluzie, filtrul de tip inductiv serie nu rezolvă complet problema reducerii armonicilor de curent în cazul studiat experimental.

5.2. Filtrul absorbant tip "LC"

5.2.1. Condiții impuse componentelor filtrului absorbant

Filtrul absorbant tip "LC" constă dintr-un circuit LC serie, acordat pe frecvența corespunzătoare armonicii de ordin " n ", conectat în paralel cu receptorul deformant, la bornele de alimentare ale acestuia, fig. 4.4,b. Modulul impedanței filtrului absorbant, în ipoteza neglijării rezistenței bobinei, este:

$$Z_f \cong \omega L - \frac{1}{\omega C} = \frac{|\omega^2 - \omega_n^2|}{\omega} \cdot L \quad (5.9)$$

unde: $\omega_n = 2\pi f_n = n\omega_1$, este pulsația corespunzătoare armonicii de frecvență f_n ; n - ordinul armonicii la care este acordat filtrul, iar ω_1 , este pulsația fundamentalei.

După cum se poate observa, impedanța filtrului este proporțională cu valoarea inductivității acestuia.

O primă condiție impusă filtrului absorbant se referă la limitarea valorii efective a curentului fundamental prin acesta:

$$I_{F1} = \frac{U_1}{Z_{F1}} = \frac{U_1}{(n^2 - 1) \cdot \omega_1 \cdot L} = \frac{n^2}{n^2 - 1} \cdot \omega_1 \cdot C \cdot U_1 = a \cdot \omega_1 \cdot C \cdot U_1 = k_i \cdot I_{N1} \quad (5.10)$$

unde: $n = \omega_n / \omega_1$; $a = n^2 / (n^2 - 1)$, iar k_i , este coeficientul curentului fundamental admis prin filtru, în raport cu curentul fundamental nominal absorbit de receptorul deformant, I_{N1} (uzual, $k_i = 0,05 \dots 0,1$). Se observă variația invers proporțională a curentului fundamental prin filtru cu valoarea inductanței acestuia. Valorile coeficientului a , corespunzător armonicilor impare 3...15 sunt date în tabelul 5.3.

Tabelul 5.3

n	3	5	7	9	11	13	15
a	1,125	1,0416	1,0208	1,0125	1,0083	1,0059	1,0045

A doua condiție impusă filtrului se referă la limitarea tensiunii aplicate bateriei de condensatoare, U_C . Astfel, considerând doar fundamentala și componenta armonică de ordinul "n" a tensiunii pe condensator, rezultă:

$$U_C = \sqrt{U_{C1}^2 + U_{Cn}^2} = \sqrt{\left(\frac{I_{F1}}{\omega_1 C}\right)^2 + \left(\frac{I_{Fn}}{\omega_n C}\right)^2} = \sqrt{(aU_1)^2 + \left(\frac{I_{Fn}}{\omega_n C}\right)^2} \leq k_u U_{CN} \quad (5.11)$$

unde: U_{C1} , U_{Cn} reprezintă valorile efective ale tensiunilor fundamentale, respectiv armonică de ordin "n" aplicate bateriei de condensatoare; I_{Fn} valoarea efectivă a curentului armonică de ordin "n" prin filtru (care este presupusă cunoscută); $k_u = 1,1$ coeficient de dimensionare în tensiune al bateriei de condensatoare de filtrare, [8]; U_{CN} tensiunea efectivă nominală a condensatoarelor.

Notând nivelul armonicii "n" cu: $\gamma'_n = I_{Fn} / I_{N1}$, condițiile (5.10), (5.11) se pot exprima în termenii capacității raportate la valoarea curentului fundamental nominal absorbit de receptor, astfel:

$$C_i = \frac{C}{I_{N1}} = \frac{k_i}{a\omega_1 U_1} \quad (5.12)$$

respectiv:

$$C_u = \frac{C}{I_{N1}} \geq \frac{\gamma'_n}{\omega_n \sqrt{k_u^2 U_{CN}^2 - a^2 U_1^2}} \quad (5.13)$$

Pentru îndeplinirea celor două condiții, capacitatea bateriei de condensatoare se alege astfel încât să satisfacă simultan cele două relații de mai sus. Valoarea inductivității rezultă din condiția de rezonanță la frecvența f_n conform relației lui Thompson:

$$f_n = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (5.14)$$

5.2.2. Evaluarea eficacității filtrului LC

Evaluarea filtrării s-a urmărit pentru trei filtre acordate la 150Hz ($n=3$), notate astfel:

- **F1:** $L=12,43\text{mH}$, $C=90,5\mu\text{F}$;
- **F2:** $L=25\text{mH}$, $C=45,03\mu\text{F}$;
- **F3:** $L=44\text{mH}$, $C=25,6\mu\text{F}$.

S-a urmărit variația efectelor filtrării la diferite grade de încărcare ale sursei, pentru cele trei variante de filtru LC. Rezultatele sunt prezentate în fig. 5.8 și fig. 5.9.

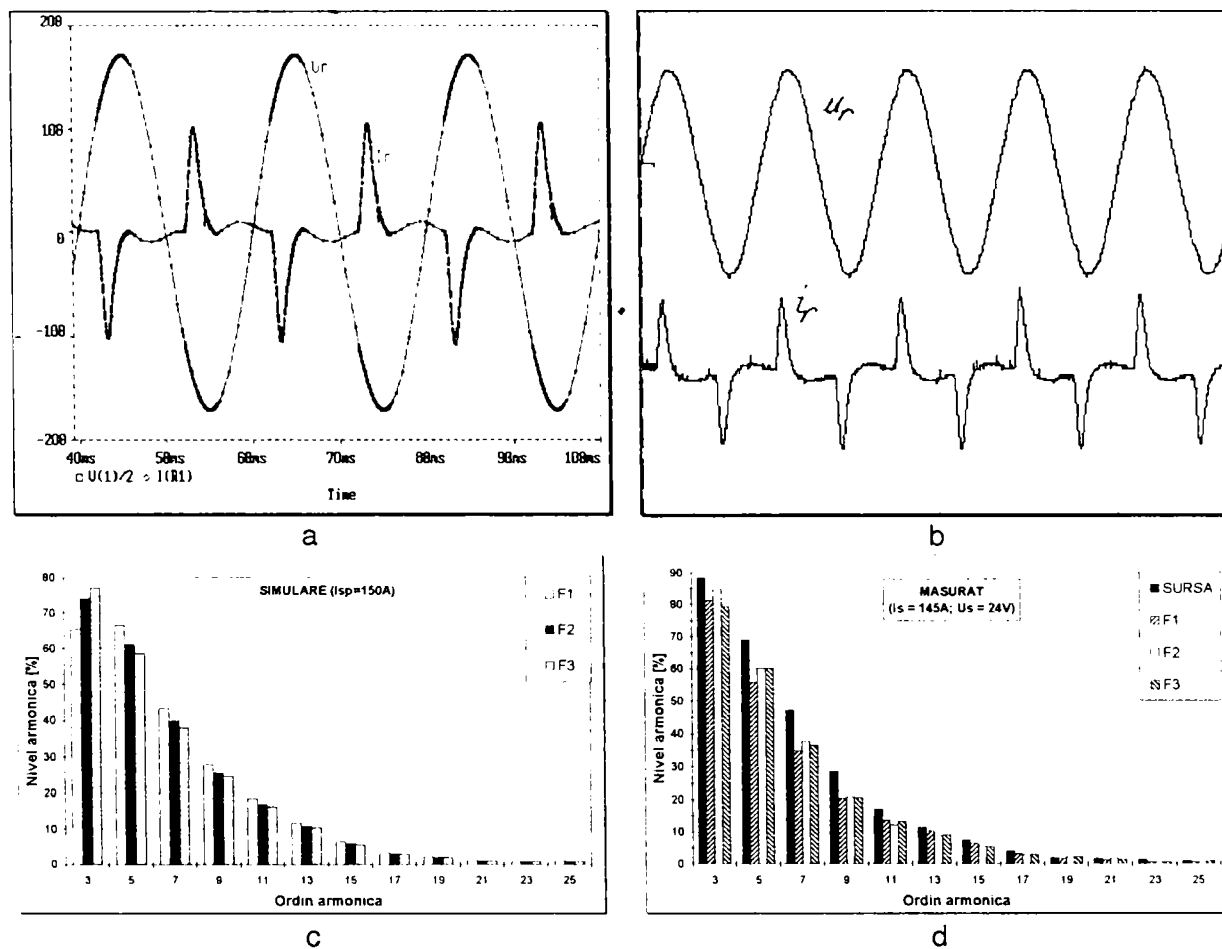


Fig. 5.8. a) Formele de undă ale tensiunii și curentului de rețea rezultate din simulare; b) idem, rezultate din măsurări; c) spectre armonice rezultate prin simulare; d) idem, rezultate prin măsurări.

În fig. 5.8,a, b, sunt prezentate formele de undă ale tensiunii și curentului de rețea, la alimentarea sursei, respectiv cele rezultate din simulare (a) și cele înregistrate cu osciloscopul digital (b). De asemenea, sunt prezentate spectrele de armonici raportate procentual la fundamentală curentului, pentru cele trei filtre, rezultate din simulare (c), respectiv din măsurare cu analizorul de putere (d). În fig. 5.8,d s-a reprezentat și spectrul armonicilor de curent pentru cazul alimentării directe a sursei (*SURSA*), pentru comparație. Se observă că filtrul (LC) nu realizează practic nici o reducere a armonicilor de curent față de cazul nefiltrat. În plus, filtrul determină, prin impedența sa corespunzătoare frecvenței rețelei (fundamentalei), creșterea valorii efective a fundamentalei curentului absorbit. Acest fapt se poate constata și din examinarea diagramelor de variație a indicatorilor regimului deformant, prezentate în fig. 5.9. În fig. 5.9,a, este reprezentat coeficientul de distorsiune al curentului și factorul de putere pentru sursă fără filtru, respectiv în cazul celor trei filtre LC, corespunzător unei încărcări a sursei de $145\text{A}/24\text{V}$. Se observă că factorul de distorsiune al curentului rămâne practic nemodificat, iar factorul de putere prezintă o ușoară creștere cu creșterea valorii inductivității filtrului. În fig. 5.9,b, s-a reprezentat variația coeficientului de distorsiune cu încărcarea sursei, pentru cele trei filtre. Se constată că gradul de distorsiune

al curentului scade ușor cu încărcarea; în figură sunt reprezentate și valorile corespunzătoare regimurilor limită de funcționare ale sursei: de gol și de scurtcircuit.

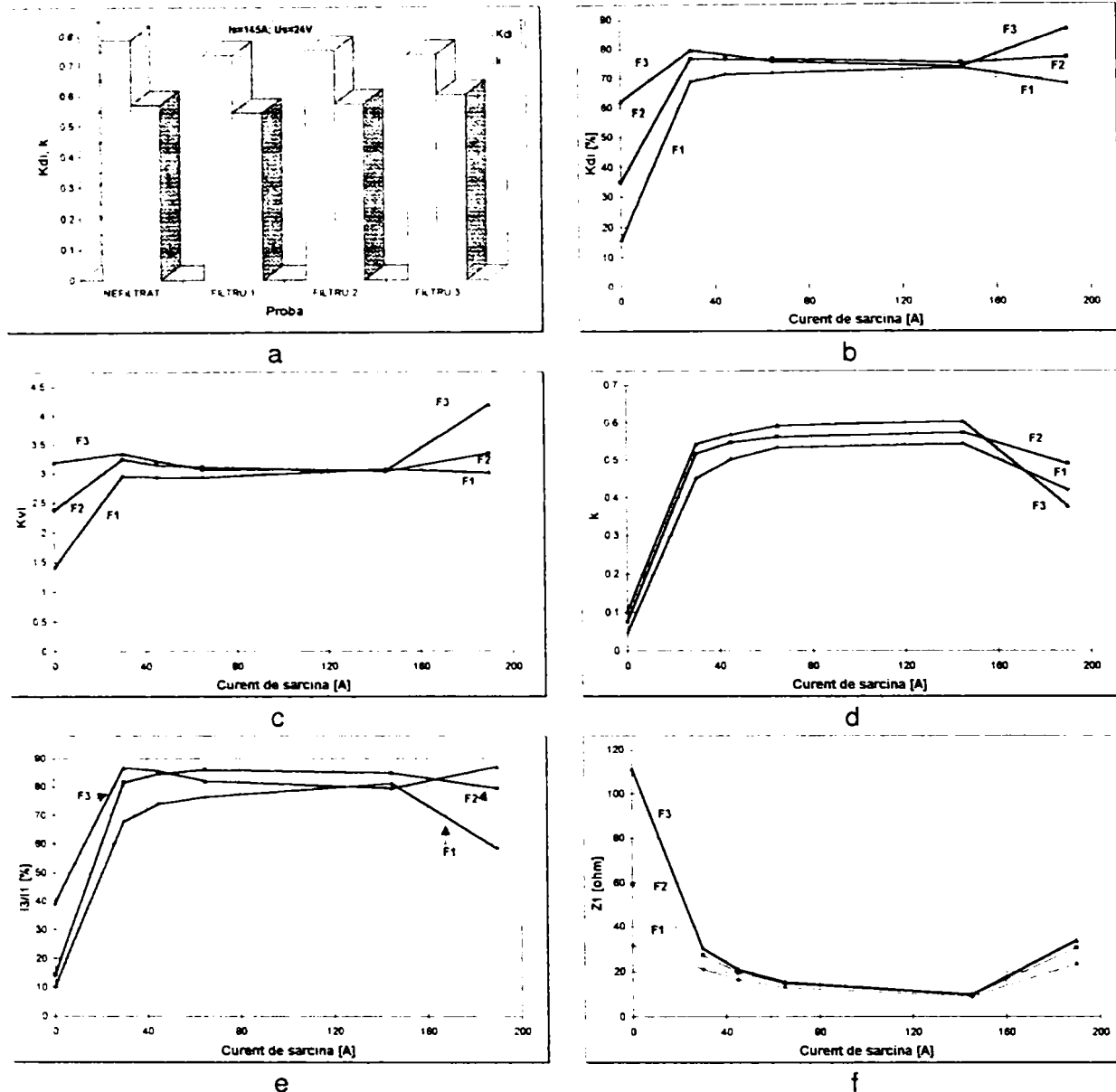


Fig. 5.9. a) Coeficientul de distorsiune al curentului și factorul de putere; b) variația coeficientului de distorsiune cu încărcarea; c) variația factorului de vârf; d) variația factorului de putere; e) variația nivelului armonicii 3; f) variația modului impedanței fundamentale.

Din fig. 5.9,c și fig. 5.9,d se observă că nici factorul de vârf al curentului și nici factorul de putere nu se modifică sensibil cu încărcarea sursei, neluând în considerare regimurile de gol și de scurtcircuit. În fig. 5.9,e, este reprezentată variația cu încărcarea a valorii efective a armonicii de ordinul 3 a curentului de rețea, pentru cele trei filtre LC. Se observă că deși în regimurile limită (gol și scurtcircuit) acest curent crește cu creșterea valorii inductivității filtrului, în regim de sarcină, alura curbei de variație a acestui curent se modifică sensibil în funcție de valoarea inductivității filtrului, respectiv curentul armonică de ordinul trei se modifică cu încărcarea. Pentru o valoare relativ mică a inductivității, curentul crește cu încărcarea, iar pentru o valoare relativ mare a inductivității, scade cu încărcarea. În fig. 5.9,f, este reprezentată variația cu încărcarea sursei a modului impedanței ansamblului filtru-sursă, corespunzătoare fundamentalei (Z_1). Acesta variază cu încărcarea, de la gol la scurtcircuit, prezentând un minim corespunzător sarcinii nominale a sursei. Totodată, modulul impedanței crește cu creșterea valorii inductivității filtrului.

În concluzie, se poate afirma că filtrul absorbant, tip "LC", nu corespunde cerințelor reducerii regimului deformant produs de sursa cu invertor pentru sudare cu arc electric.

5.3. Filtrul refulant tip "RLC"

5.3.1. Considerații preliminare

Filtrul refulant constă dintr-un circuit RLC paralel, rezonant pe o anumită frecvență, care se conectează în circuitul de alimentare al receptorului nelinier, în serie cu acesta, fig. 4.4,c. Acest filtru servește la blocarea (refularea) armonicii de curent, de frecvență egală cu frecvența de rezonanță a circuitului dat de componentele sale reactive (armonica de ordin "n"). Circuitul rezonant paralel LC este astfel acordat încât să prezinte o impedanță teoretic infinită armonicii de ordin "n" a curentului. Rezistența paralelă R, de valoare mare (kΩ), este adăugată pentru a amortiza oscilațiile care pot apărea. În cazul utilizării filtrului RLC la un receptor deformant cu un spectru larg de armonici de curent, interesează comportarea acestuia la aceste armonici, cu alte cuvinte, modulul impedanței filtrului la frecvențele corespunzătoare acestor armonici.

Modulul impedanței filtrului este dat de relația, [10,11]:

$$Z = \frac{\omega \cdot L \cdot R}{\sqrt{(\omega \cdot L)^2 + R^2 \cdot (1 - \omega^2 \cdot L \cdot C)^2}} = \frac{R}{\sqrt{1 + \left(\frac{R}{Z_c}\right)^2 \cdot \left(\frac{\omega_n - \omega}{\omega \cdot \omega_n}\right)^2}} \quad (5.15)$$

unde $\omega_n = 2\pi f_n$ este pulsația de rezonanță, iar Z_c este impedanța caracteristică a filtrului; acestea sunt date de relațiile:

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}}; \quad Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}} = \omega_n \cdot L \quad (5.16)$$

Astfel, la rezonanță (paralel) modulul impedanței devine egal cu valoarea rezistenței R.

Filtrul refulant, utilizat în determinările experimentale, constă dintr-un circuit RLC paralel, rezonant pe armonica de ordinul $n=3$, conectat în serie cu sursa de putere ($\omega_n = \omega_3$). În acest caz, modulul impedanței filtrului, conform relației (5.15), devine:

$$Z = \frac{R}{\sqrt{1 + \left(\frac{R}{Z_c}\right)^2 \cdot \left(\frac{\omega_3 - \omega}{\omega \cdot \omega_3}\right)^2}} \quad (5.17)$$

Din a doua relație (5.16) rezultă că impedanța caracteristică a filtrului RLC este proporțională cu valoarea inductivității acestuia. Influența valorii inductivității, respectiv a rezistenței incorporate în filtru, se poate remarca și din fig. 5.10, a, b, unde sunt prezentate variațiile teoretice ale modulului impedanței filtrului (acordat pe armonica $n=3$), în funcție de ordinul armonicii, având drept parametru valoarea inductivității, respectiv a rezistenței. Valorile considerate ale inductivității sunt $L = \{1mH; 10mH; 100mH\}$, respectiv ale rezistenței, $R = \{1k\Omega; 5k\Omega; 10k\Omega\}$. Se observă, din fig. 5.10,a, că impedanța caracteristică și deci modulul impedanței filtrului RLC, cresc cu valoarea inductivității acestuia, pentru armonici $n>3$, respectiv pentru fundamentală. Totodată, din fig. 5.10,b, se observă că valoarea rezistenței R nu influențează practic modulul impedanței filtrului RLC la alte frecvențe decât cea de rezonanță.

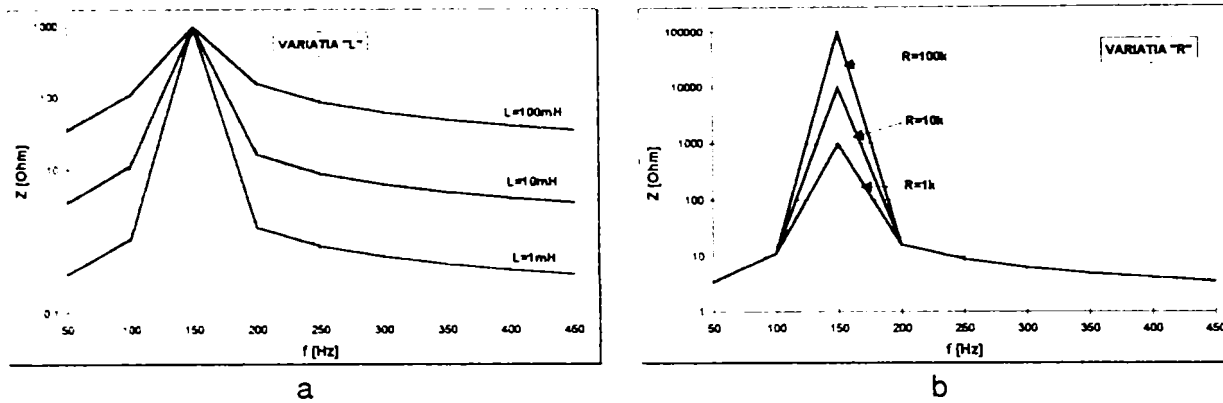


Fig. 5.10. Evaluarea teoretică a influențelor asupra modului impedanței filtrului RLC: a) valoarea inductivității L ; b) valoarea rezistenței R .

În scopul evaluării eficacității reducerii armonicilor de curent, s-au simulat și testat experimental trei variante de filtre RLC:

- **Filtru F1:** $R=1\text{k}\Omega$; $L=12,43\text{mH}$; $C=90,5\mu\text{F}$;
- **Filtru F2:** $R=1\text{k}\Omega$; $L=25\text{mH}$; $C=45,03\mu\text{F}$;
- **Filtru F3:** $R=1\text{k}\Omega$; $L=44\text{mH}$; $C=25,6\mu\text{F}$.

S-au studiat următoarele aspecte:

- determinarea, prin simulare și experimental, pentru comparație, a formelor de undă ale tensiunii și curentului de rețea și prin elementele filtrului;
- determinarea spectrelor de armonici ale curentului de rețea și ale puterii active, la diferite nivele de încărcare ale sursei de putere, pentru evaluarea eficacității filtrării cu gradul de încărcare al sursei;
- analiza comparativă a eficacității filtrării, pentru diferite valori ale elementelor componente ale filtrului (R , L , C);
- influența valorii elementelor filtrului asupra capacității de putere de ieșire a sursei, în termenii caracteristicilor externe statice;
- nivelul de încadrare al curenților armonici în limitele admisibile stipulate de Standardul IEC 1000-3-2, clasa A (D).

Formele de undă ale tensiunii și curentului de rețea, obținute prin simulare, respectiv din măsurări, asociate filtrului RLC, sunt prezentate comparativ în fig. 5.11 și în fig. 5.12.

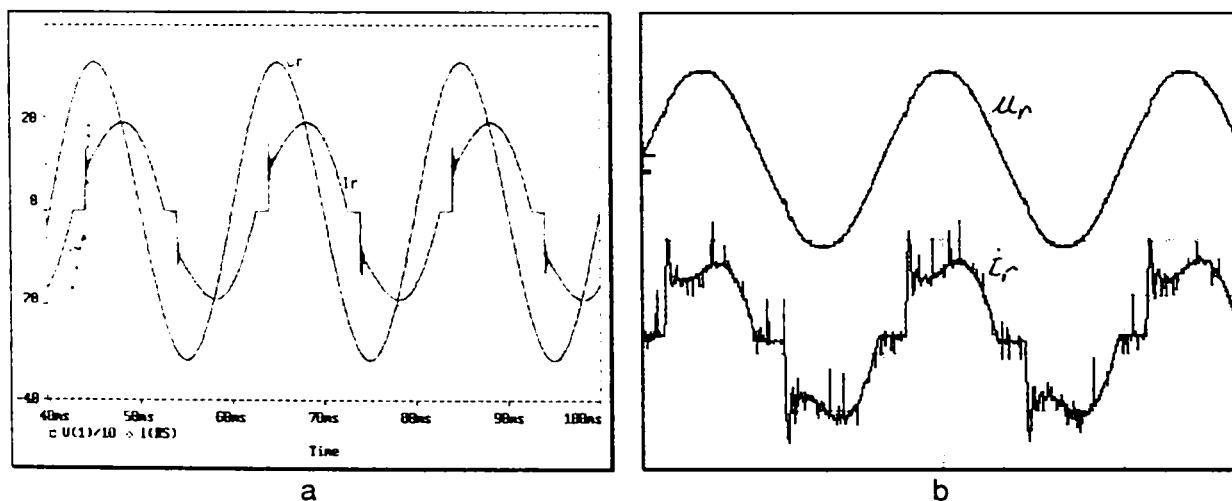


Fig. 5.11. Formele de undă ale tensiunii/curentului de rețea: a) simulate; b) măsurate.

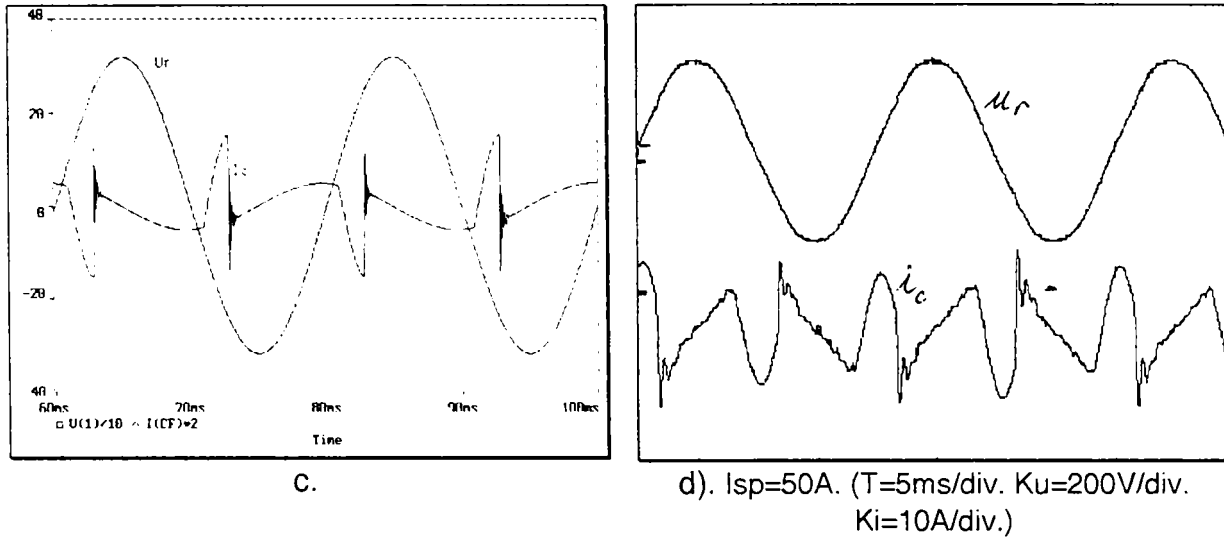


Fig. 5.12. Formele de undă ale tensiunii de rețea/curentului prin condensatorul filtrului RLC: a) simulate; b) măsurate.

5.3.2. Evaluarea filtrelor RLC în funcție de valoarea impedanței caracteristice (inductivității)

În acest scop, s-au determinat caracteristicile statice externe ale sursei, pentru curentul setat de lucru maxim $I_{sp}=150A$, cu cele trei filtre. Caracteristicile statice externe sunt prezentate în fig. 5.13, unde, pentru comparație, este dată și caracteristica externă a sursei la același curent setat ("SURSA").

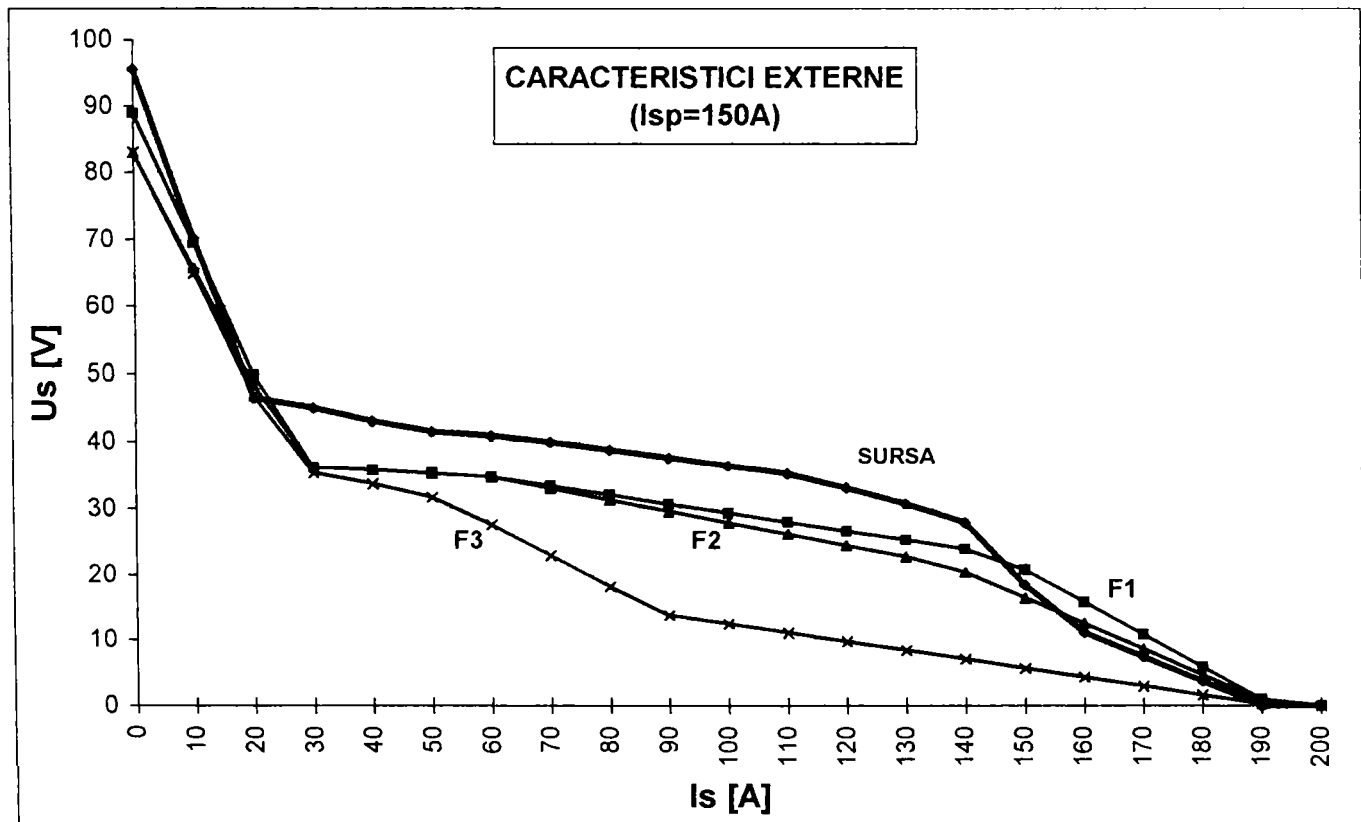


Fig. 5.13. Caracteristici statice externe obținute cu diverse filtre RLC.

Din figură se poate observa efectul valorii inductivității filtrului RLC asupra alurii și declasării caracteristicii externe a sursei. Astfel, pe măsura creșterii valorii inductivității filtrului, caracteristica externă a sursei, pentru curent maxim (deci capacitatea în curent/tensiune de lucru) scade, reducând drastic domeniul aplicabil de valori de lucru ale sursei. Din acest

motiv, trebuie acordată atenție la alegerea valorilor componentelor rezonante ale filtrului RLC, deși efectele la intrarea sursei, sunt cu atât mai favorabile cu cât valoarea inductivității filtrului este mai mare. Acest fapt se poate constata din fig. 5.14, unde sunt prezentate spectrele de armonici ale curentului de intrare, (a), respectiv coeficientul de distorsiune al curentului și factorul de putere (b), pentru cele trei filtre.

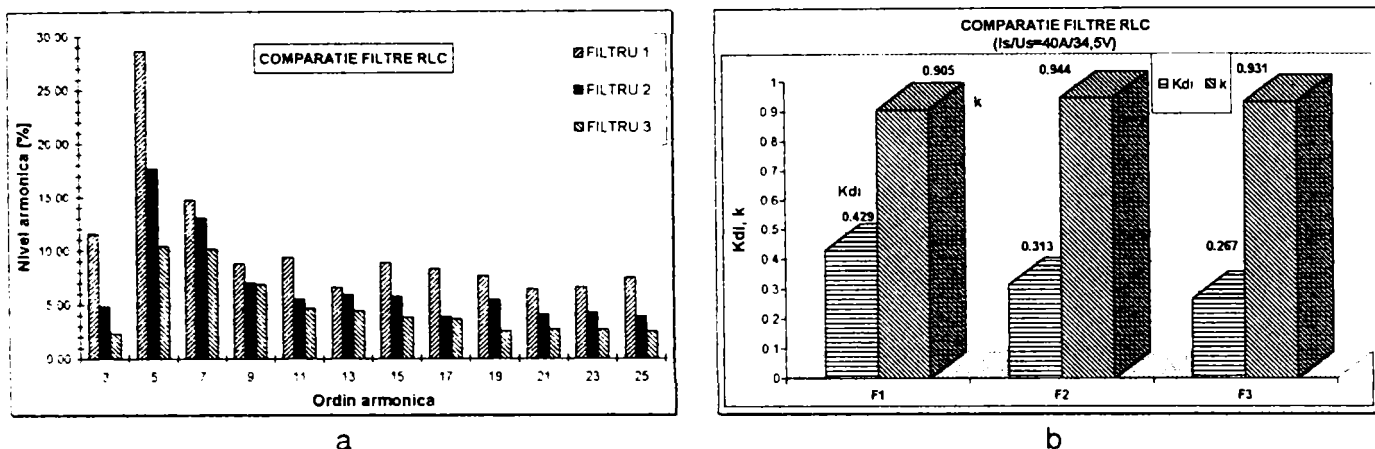


Fig. 5.14. Comparație între filtrele RLC pe partea de alimentare a sursei: a) spectre armonici curent; b) coeficientul de distorsiune al curentului și factorul de putere.

Având în vedere cele constatate pe baza determinărilor experimentale, în continuare se prezintă rezultatele obținute cu filtrul notat "F2" (25mH), considerat o variantă de compromis între eficacitatea filtrării armonicilor la intrare și asigurarea, într-o măsură acceptabilă, a capabilității în curent și tensiune la ieșirea sursei de putere.

5.3.3. Evaluarea experimentală a eficacității filtrului RLC

Evaluarea filtrului "F 2", s-a efectuat la diferite grade de încărcare ale sursei, în punctele statice de funcționare corespunzătoare intersecției a trei caracteristici externe cu caracteristica statică convențională a arcului de sudare manuală cu electrod învelit (MMA), fig. 5.15.

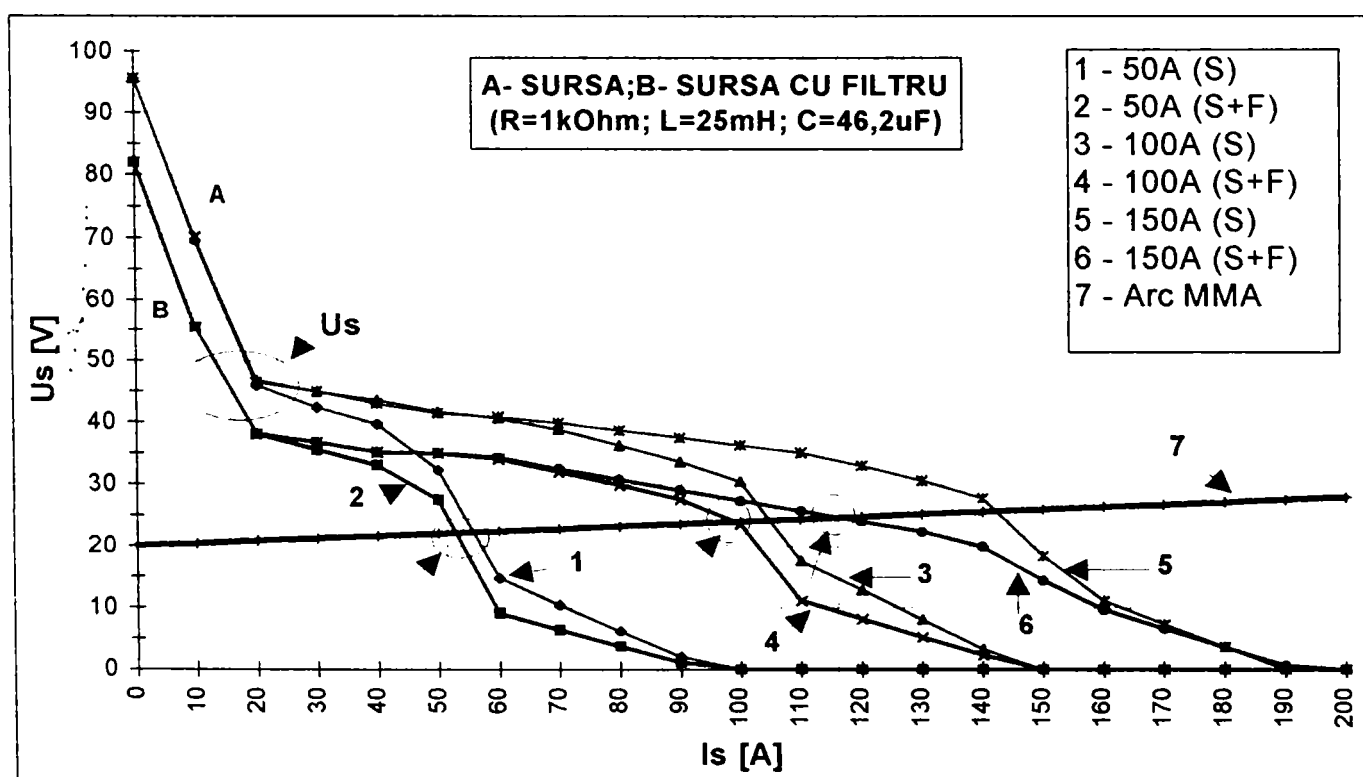


Fig. 5.15. Explicativă privind determinarea punctelor statice de funcționare ale sursei cu filtru RLC.

După cum se poate remarca și din fig. 5.15, în cazul variantei "F2", sursa asigură punctele de funcționare corespunzătoare curentilor prescriși de lucru de 50A...100A, însă nu poate asigura restul domeniului de lucru, mai ales de la 115A până la 150A. Pentru acest filtru, în fig. 5.16 sunt prezentate spectrele de armonici ale curentului de rețea și ale puterii active.

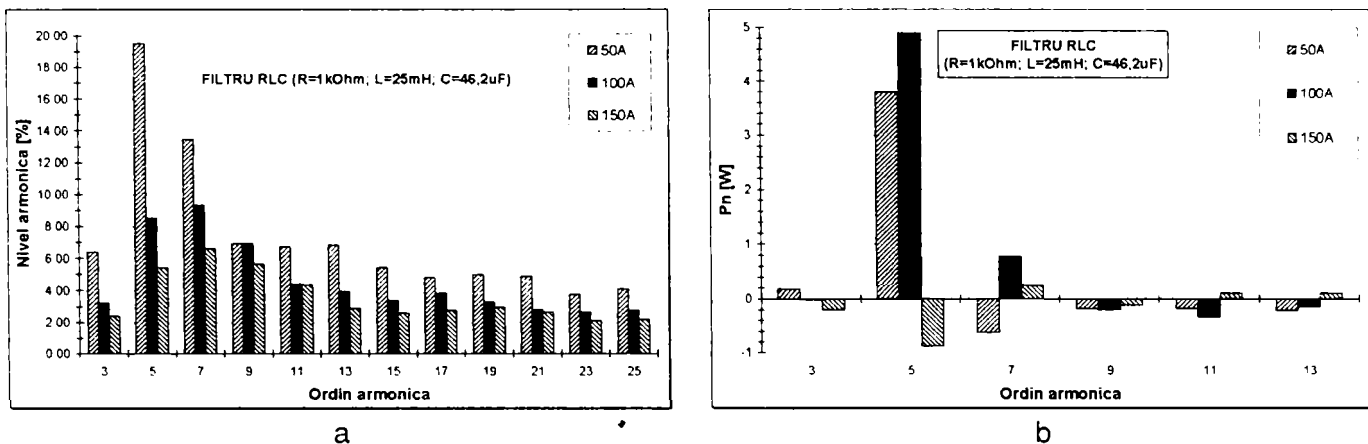


Fig. 5.16. Spectre de armonici ale sursei cu filtru RLC: a) curent de rețea; b) putere activă.

Se observă valoarea mult diminuată a armonicii $n=3$ a curentului, respectiv scăderea nivelului armonicilor de curent cu încărcarea sursei. Acest fapt se poate constata și din spectrul armonic al puterii active, unde predomină armonica de ordin 5, mai ales la curenti de sarcină mai mici. În fig. 5.17 sunt redată, pentru comparație variațiile coeficientului de distorsiune al curentului (a), respectiv ale coeficientului de vârf al curentului (b), pentru sursă și pentru sursă cu filtru, la trei valori ale curentului setat de lucru.

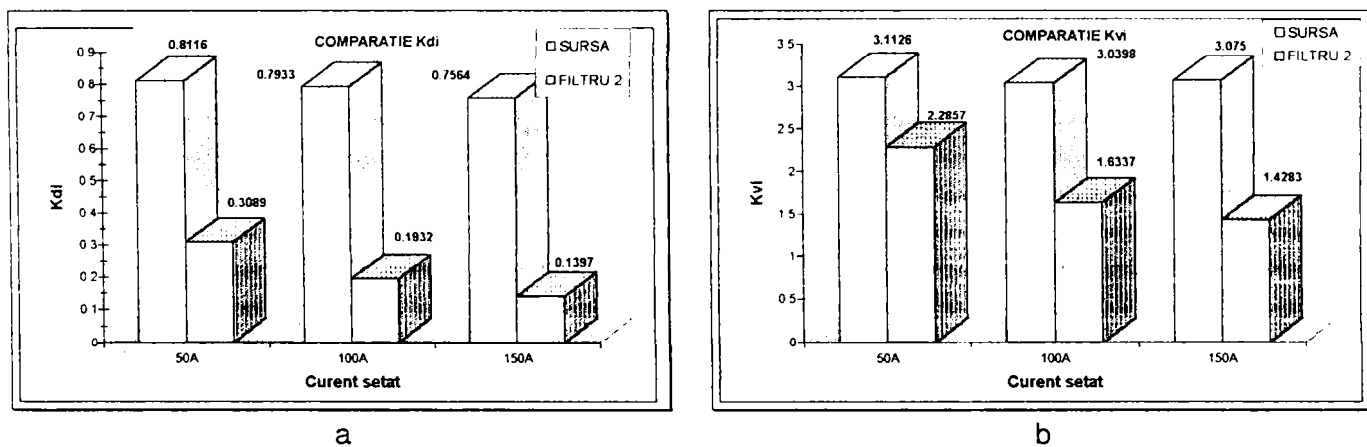
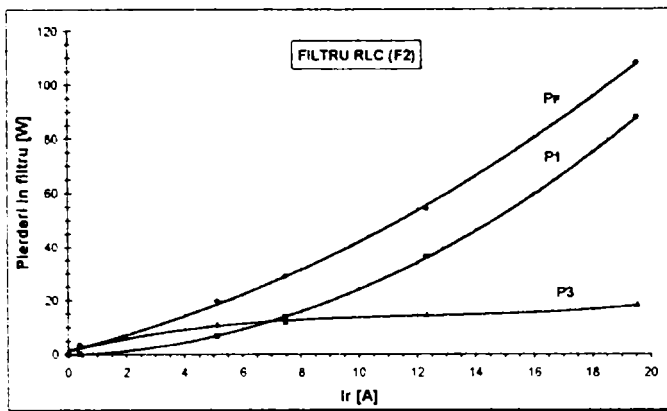
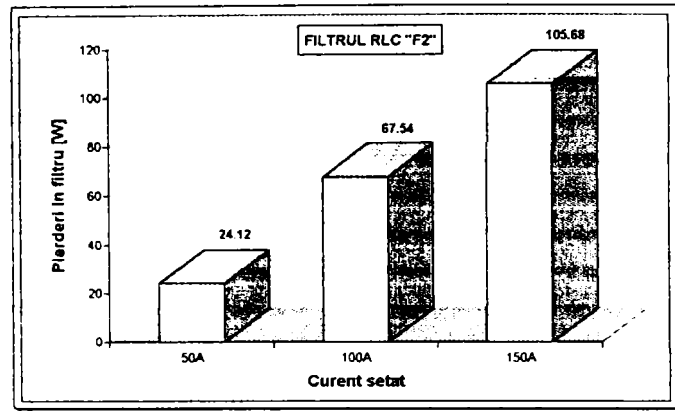


Fig. 5.17. Efectele filtrului RLC asupra: a) coeficientului THDi; b) coeficientului K_{vi} .

Referitor la pierderile în filtru RLC "F2", în fig. 5.18,a, sunt prezentate variația pierderilor de putere activă în funcție de curentul absorbit de sursă de la rețea. Pe figură sunt reprezentate pierderile totale (P_F), respectiv pierderile armonică de ordinul 1 (P_1) și cele de ordinul 3 (P_3). Se observă o variație de tip parabolic a pierderilor totale și a celor corespunzătoare fundamentalei. În Fig. 5.18,b, sunt reprezentate pierderile totale în filtru în raport cu curentul setat de lucru. Variația este aproximativ liniară. Ponderea pierderilor în filtru, în raport cu puterea măsurată, debitată de sursă sarcinii, variază de la 2,01% ($I_{SP}=50A$), la 3,64% ($I_{SP}=150A$).



a

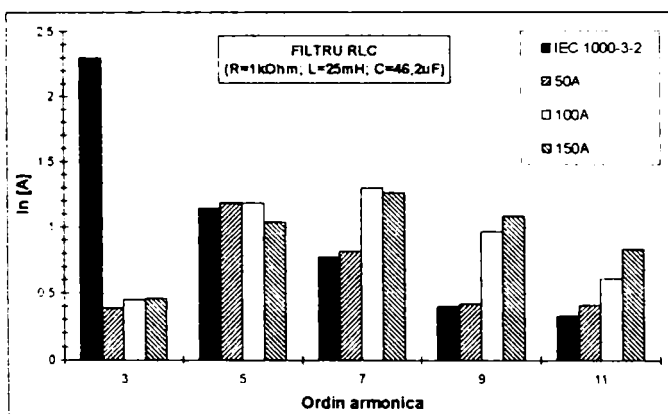


b

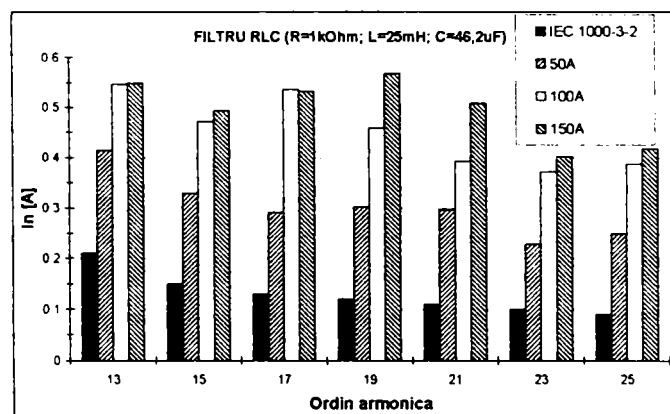
Fig. 5.18. Variația pierderilor în filtrul RLC "F2" în funcție de: a) curentul de rețea; b) curentul setat.

Verificarea încadrării armonicilor de curent în limitele standardizate

Diagramele de verificare a încadrării armonicilor de curent absorbit, în cazul utilizării filtrului F2, sunt prezentate în fig. 5.19.



a



b

Fig. 5.19. Evaluarea spectrogramelor sub aspectul încadrării armonicilor de curent în limitele admise de IEC 1000-3-2.

Din fig. 5.19 se poate observa că filtrul RLC asigură o atenuare bună a armonicii de ordin 3 a curentului, precum și o reducere la valori apropiate de cele impuse în standard pentru armonica de ordin 5. Pentru armonicile superioare ale curentului, filtrul RLC nu mai poate asigura o reducere corespunzătoare a valorii curenților, sub limitele prescrise în IEC 1000-3-2 clasa A (D). Deci, filtrul RLC nu este corespunzător pentru reducerea poluării armonice introdusă de sursa cu inverter pentru sudare cu arc electric studiată.

5.4. Filtrul tip "LCL"

5.4.1. Considerații teoretice

Filtrul LCL investigat este un filtru de tip "trece-jos", constând din două inductivități, de valori egale, conectate în serie cu sursa, și o capacitate, conectată în paralel cu sursa, având o bornă conectată în punctul comun al celor două inductivități, Fig. 5.3,d. Filtrul "LCL" reprezintă, în fapt, un cuadripol simetric. Notând cu U_1, I_1 , tensiunea și curentul la intrarea filtrului, respectiv cu U_2, I_2 , tensiunea și curentul la ieșirea acestuia, sistemul de ecuații fundamentale de transfer al cuadripolului simetric este [97,108]:

$$\begin{aligned} \underline{U}_1 &= \underline{A} \cdot \underline{U}_2 + \underline{B} \cdot \underline{I}_2 \\ \underline{I}_1 &= \underline{C} \cdot \underline{U}_2 + \underline{D} \cdot \underline{I}_2 \end{aligned} \quad (5.18)$$

unde condiția de simetrie $\underline{A} = \underline{D}$, exprimă identitatea comportării cuadripolului pentru cele două sensuri posibile de alimentare. Expresiile parametrilor fundamentali \underline{A} , \underline{B} , \underline{C} , \underline{D} , în funcție de inductivitatea longitudinală $L_1 = L_2 = L$ și capacitatea transversală C , sunt:

$$\underline{A} = \underline{D} = 1 - \omega^2 \cdot L \cdot C; \quad \underline{B} = j\omega L \cdot (2 - \omega^2 \cdot L \cdot C); \quad \underline{C} = j\omega C \quad (5.19)$$

Banda de trecere a filtrului "trece-jos" este cuprinsă între frecvențele inferioară (f_i) și superioară (f_s), date de relațiile (valabile în acest caz):

$$f_i = 0; \quad f_s = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{2}{L \cdot C}} \quad (5.20)$$

Amplificarea în tensiune a filtrului este maximă la gol, în acest caz fiind dată de expresia:

$$k_{U0} = \frac{1}{\underline{A}} = \frac{1}{1 - \omega^2 \cdot L \cdot C} = \frac{1}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2} \quad (5.21)$$

unde ω_n este pulsația de rezonanță, dată de relația :

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} = \sqrt{2} \cdot \pi \cdot f_s \quad (5.22)$$

Din examinarea relației (5.22), se poate constata că, la un filtru LCL, raportul între frecvența limită superioară de trecere și frecvența de rezonanță este $f_s/f_n = 1,41$.

Astfel, conform relațiilor (5.21) și (5.22), pentru un filtru LCL cu frecvența de rezonanță $f_n = 100\text{Hz}$, frecvența superioară a benzii de trecere este $f_s = 141\text{Hz}$, iar amplificarea de tensiune pe fundamentală în gol (maximă) este $k_{U0} = 1,333$. Deci, acest tip de filtru produce la ieșire o tensiune mărită, care poate dăuna sursei de putere, dacă aceasta nu este protejată la supratensiune.

În fig. 5.20 sunt reprezentate rezultatele simulării în PSpice ale unui filtru LCL cu următoarele date $L_1 = L_2 = 25\text{mH}$, $C = 101,32\mu\text{F}$, $f_n = 100,125\text{Hz}$, $f_s = 141,228\text{Hz}$. Simularea a constat în efectuarea analizei în curent alternativ, în domeniul frecvență, al filtrului, pentru regimurile caracteristice de funcționare ale acestuia. Scopul simulării îl constituie determinarea variației cu frecvența a parametrilor fundamentali și a impedanțelor filtrului. În fig. 5.20,a, sunt reprezentate impedanța primară de gol (Z_{10}), respectiv amplificarea în tensiune în regim de gol (k_{U0}). În fig. 5.20,b sunt reprezentați parametrii de scurtcircuit și anume parametrii fundamentali B și D din sistemul (5.18). În fig. 5.20,c sunt reprezentate tensiunea și curentul în primar (la intrarea filtrului), în sarcină. În fig. 5.20,d, sunt reprezentate impedanța primară a filtrului și curentul prin condensatorul acestuia, în sarcină. Se poate observa efectul frecvenței de rezonanță f_n , respectiv al celei superioare f_s (notate cu majuscule pe figuri), asupra variației parametrilor filtrului.

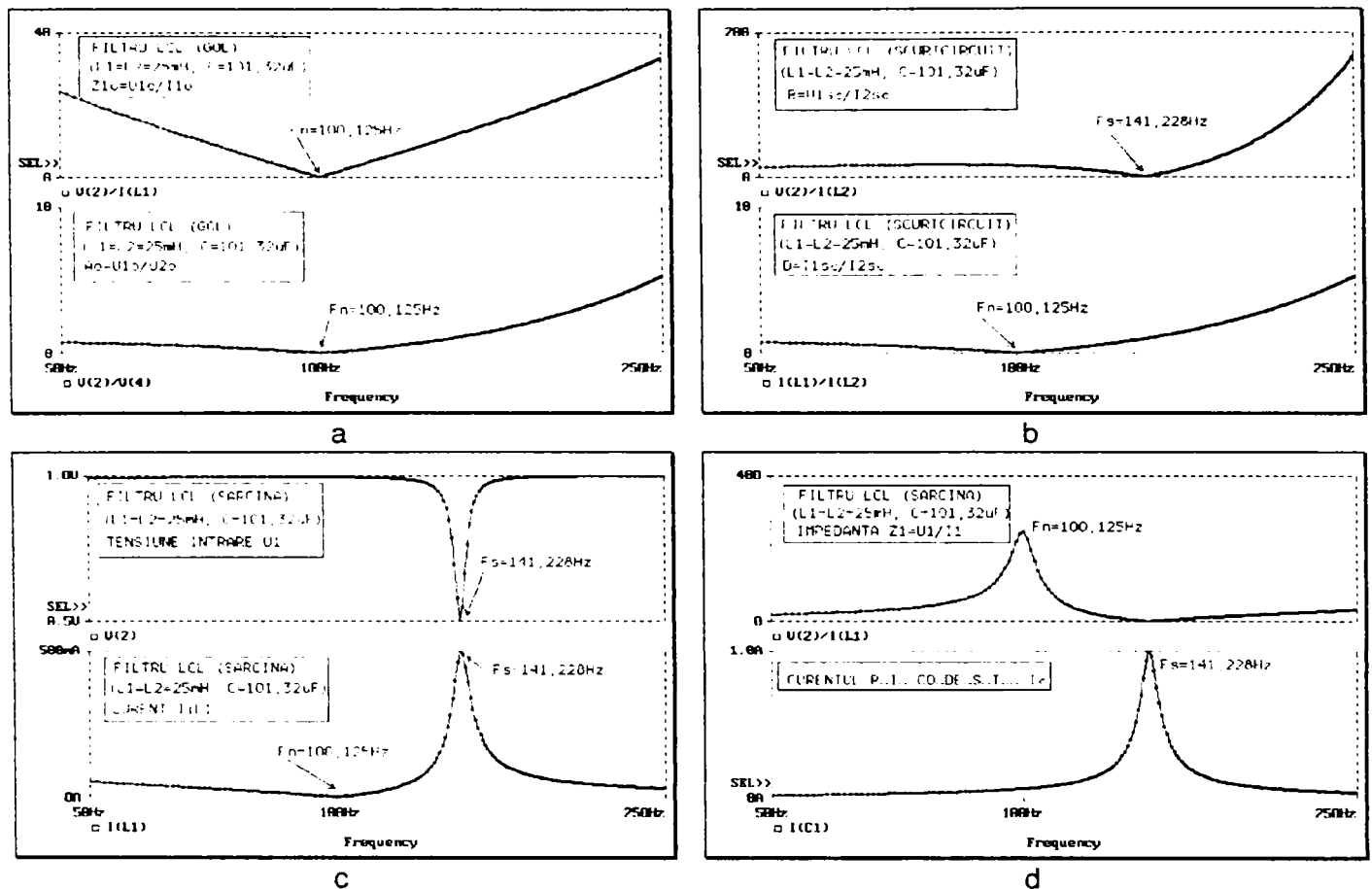


Fig. 5.20. Variația cu frecvența a parametrilor unui filtru LCL (simulare): a) impedanța primară și amplificarea în tensiune, în gol; b) parametrii fundamentali B și D la scurtcircuit; c) tensiunea primară și curentul primar, în sarcină; d) impedanța primară și curentul prin condensator, în sarcină.

5.4.2. Evaluarea eficacității filtrării armonicilor de curent

S-a investigat două filtre având următoarele valori ale elementelor:

- **Filtrul "F1":** $L_1 = L_2 = 25\text{mH}$, $C = 46,2\mu\text{F}$;
- **Filtrul "F2":** $L_1 = L_2 = 25\text{mH}$, $C = 60,6\mu\text{F}$.
- **Filtrul "F3":** $L_1 = L_2 = 25\text{mH}$, $C = 101,32\mu\text{F}$ (numai simulare).

Formele de undă obținute prin simulare, respectiv prin măsurări, sunt prezentate în fig. 5.21. În fig. 5.21,a,b sunt prezentate tensiunea și curentul de rețea, obținute prin simulare (a), respectiv prin măsurare (b). În fig. 5.21, c,d, sunt reprezentate tensiunea pe, și curentul prin condensatorul filtrului, obținute, de asemenea, prin simulare (c), respectiv prin măsurare cu osciloscopul digital cu interfață (d).

În fig. 5.22,a este prezentată transformata Fourier a curentului de rețea, în cazul simulării filtrului F3, iar în fig. 5.22,b, sunt prezentate spectrele de armonici ale curentului de rețea, rezultate din simulare, pentru cele trei filtre, la aceeași sarcină.

În fig. 5.23, a, sunt prezentate spectrele de armonici ale curentului de rețea, în cazul utilizării filtrelor F1, și F2, la diferite grade de încărcare ale sursei, în regim de sudare. Prezentarea este limitată doar la armonicile 3, 5, nivelul armonicilor de ordin superior fiind neglijabil (sub 3%). Se observă că la filtrul F1 nivelul armonicii a 3-a este mai mic decât la filtrul F2, respectiv nivelul armonicii a 5-a este, din contra, mai mare la filtrul F1 decât la filtrul F2, fapt similar și în cazul rezultatelor simulării, fig. 5.22,b.

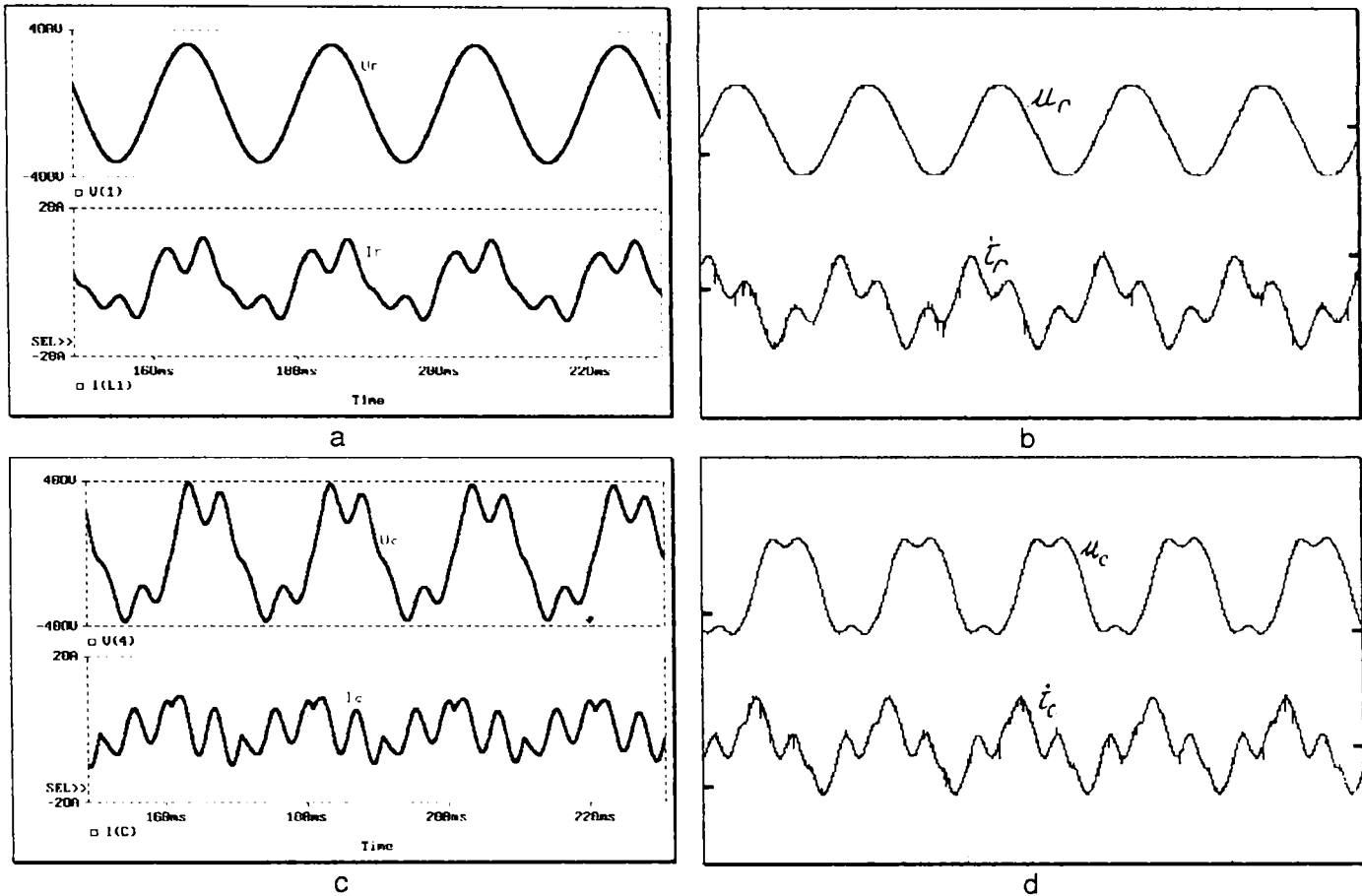


Fig. 5.21. Forme de undă ale tensiunii și curentului asociate filtrului LCL: a) de rețea- simulate; b) de rețea- măsurate; c) pe condensator- simulate; d) pe condensator- măsurate.

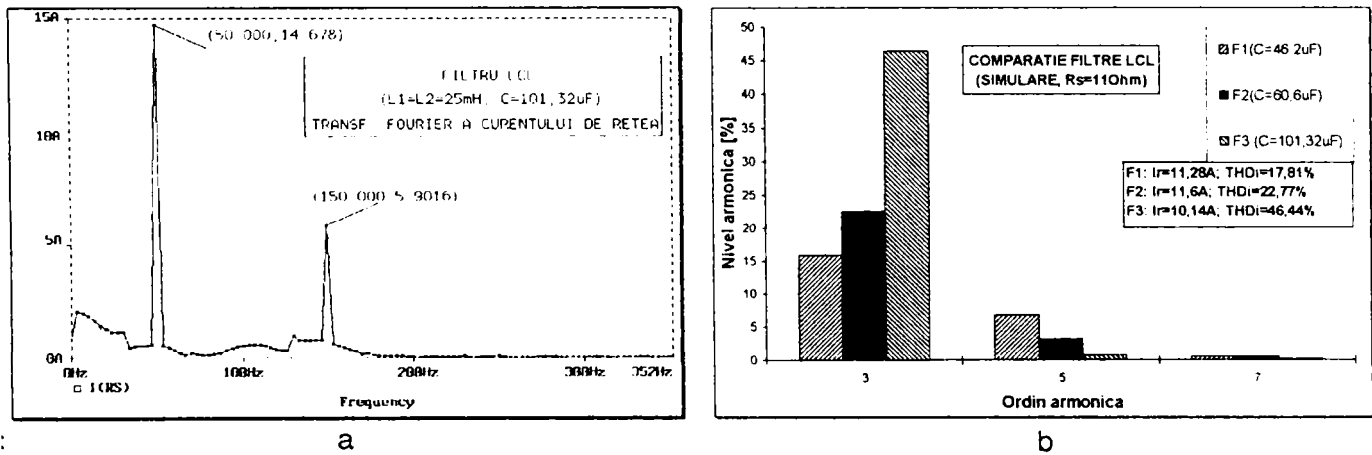


Fig. 5.22. a) Transformata Fourier a curentului; b) Spectre de armonici ale curentului la filtru LCL.

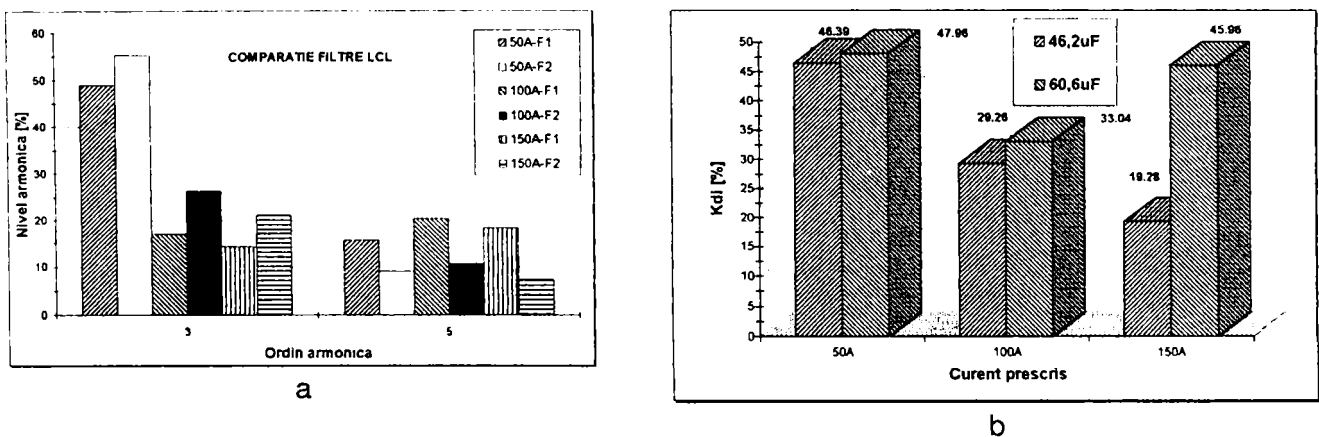


Fig. 5.23. Evaluare comparativă filtre LCL: a) spectre armonici curent rețea; b) coeficientul de distorsiune al curentului.

Evaluarea armonicilor de curent, în cazul filtrelor F1, F2, în comparație cu limitele date în IEC 1000-3-2, clasa A (D), este prezentată în fig. 5.24,a (filtru F1), și 5.24,b (filtru F2). În ambele cazuri, se observă că armonicile de curent 3, 5 nu sunt atenuate suficient, iar armonicile superioare sunt puternic atenuate.

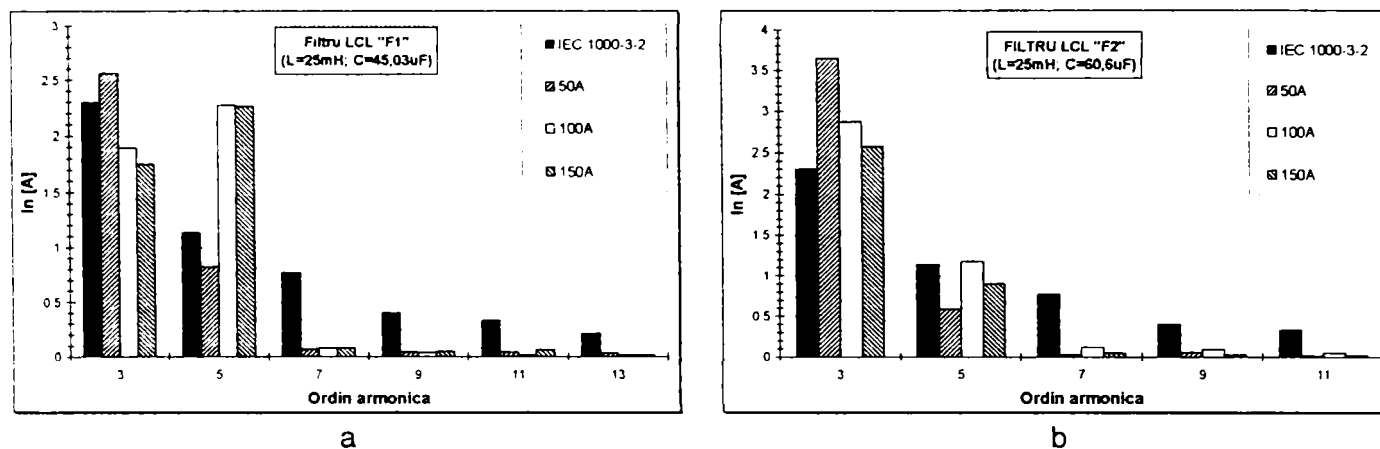


Fig. 5.24. Evaluare încadrare armonici de curent în limitele IEC 1000-3-2: a) filtru LCL "F1"; b) filtru LCL "F2".

Cu toate că, într-o primă analiză, privit numai sub aspectul atenuării regimului deformant, filtrul LCL pare o soluție aplicabilă, luând în considerare supratensiunile care apar la ieșirea filtrului atunci când sursa este în gol, pierderea de tensiune pe filtru în sarcină, fig. 5.25,a, pierderile de putere, fig. 5.25,b, precum și gabaritul acestuia, rezultă că nici acest tip de filtru nu este corespunzător utilizării la sursele de putere cu inverter. În fig. 5.25,a, prin U_e , I_e , s-au notat tensiunea, respectiv curentul la ieșirea filtrului.

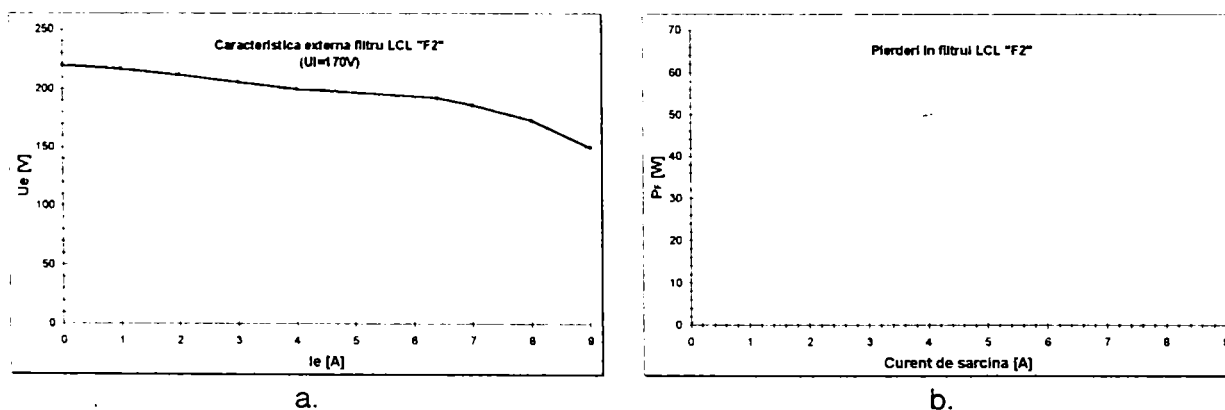


Fig. 5.25. Evaluare dezavantaje filtru LCL "F2": a) caracteristica externă a filtrului; b) pierderi de putere activă în filtru.

În concluzie, la sursele de putere cu inverter pentru sudare cu arc electric filtrele pasive nu reprezintă o soluție eficientă de reducere a regimului deformant, atât din punct de vedere al eficacității reducerii acestuia, cât și datorită declasării, în prezența lor, a caracteristicilor de ieșire ale surselor. Totodată, intervin dezavantajele legate de pierderile de putere în aceste filtre, precum și de gabaritul și masa acestora. Mai ales, aceste dezavantaje fizico-geometrice (gabarit-masă) vin în contradicție cu unul din principalele atuuri al acestui tip de surse: portabilitatea.

Având însă în vedere numărul mare de acest tip de receptoare neliniare, problema reducerii regimului deformant trebuie rezolvată. Pentru aceasta, o soluție posibilă o constituie filtrele active, respectiv circuitele de modelare a curentului de rețea.

6. UTILIZAREA FILTRELOR ACTIVE CORECTOARE DE FACTOR DE PUTERE LA INTERFAȚA CU REȚEAUA DE ALIMENTARE A SURSELOR CU INVERTOR PENTRU SUDARE CU ARC ELECTRIC

6.1. Considerații generale

Dezvoltarea dispozitivelor și perfecționarea tehnicilor de procesare a puterii prin comutație la înaltă frecvență a permis, pe lângă realizarea unor echipamente eficiente din punct de vedere energetic, performante din punct de vedere al controlului, cu o largă disponibilitate și aplicabilitate practică, și realizarea unor circuite electronice de putere care să interfațeze convenabil aceste echipamente cu rețeaua electrică de alimentare, în scopul reducerii interferenței electromagnetice și al regimului deformant produs de echipamentele în cauză. Dintre aceste circuite, o dinamică deosebită a dezvoltării și aplicării au cunoscut-o filtrele active de configurare a formei de undă a curentului absorbit de la rețea și de corectare a factorului de putere, cunoscute sub denumirea de circuite PFC (*"Power Factor Corrector"*), [77,78]. Rolul esențial al unui circuit PFC constă, pe de o parte, în reducerea armonicilor din curentul absorbit de la rețea de un receptor neliniar, prin configurarea activă, pe baza comutației, a unei forme de undă a curentului cât mai apropiată de cea sinusoidală (obținându-se valori ale coeficientului de distorsiune de sub 5%). Pe de altă parte, circuitul PFC realizează și "aducerea" curentului de rețea în fază cu tensiunea rețelei, astfel încât receptorul electric neliniar (echipamentul cu electronică de putere) este "văzut" dinspre rețea ca un receptor rezistiv (factor de putere peste 0,95).

În mod curent, un circuit PFC este realizat pe principiul convertorului static de putere de tip ridicător (*"boost"*), [7,27,77,78]. Acest circuit se plasează între redresorul de rețea (necomandat) și condensatorul de filtrare a tensiunii redresate, respectiv convertorul propriu-zis de putere, de unde și denumirea de *"preconvertor"* uzitată adeseori de literatura de specialitate pentru circuitul PFC, fig. 6.1, [3]. Conform fig. 6.1, circuitul PFC constă dintr-o structură de convertor ridicător, alcătuit dintr-o bobină L , o diodă rapidă de putere, D , și un comutator electronic comandat, Q , (tranzistor MOSFET sau IGBT).

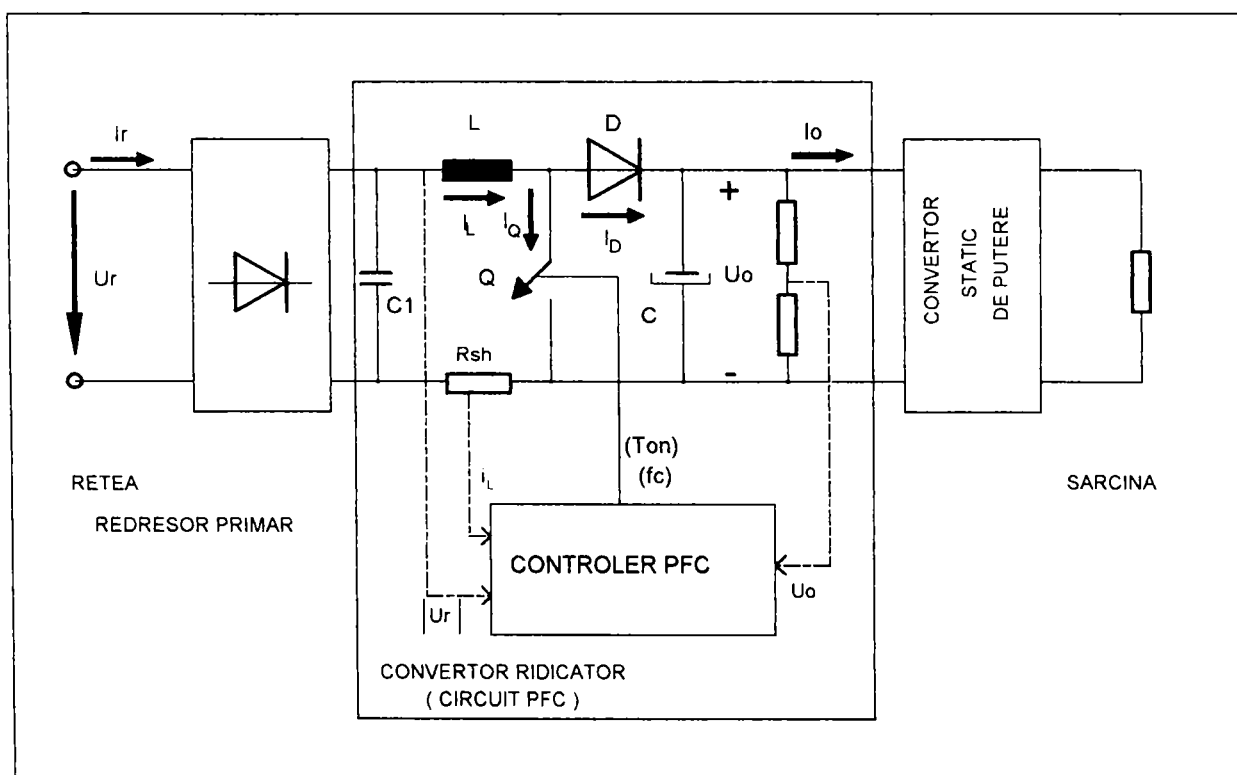


Fig. 6.1. Schema bloc a unui convertor static cu circuit PFC.

6.2. Strategii de comandă ale circuitelor PFC

Comanda comutatorului Q se realizează de un circuit electronic specializat (controler), realizat sub forma unui circuit integrat, la o frecvență de comutație f_c , mult mai mare decât frecvența tensiunii rețelei electrice de alimentare (f). Condensatorul C_f , plasat la intrarea circuitului PFC are rolul suprimării componentelor armonice de înaltă frecvență din unda curentului i_L , datorate comutației. Valoarea capacității sale trebuie să fie suficient de mică ($2...3\mu F$), pentru a nu distorsiona curentul de intrare în momentul trecerii prin zero al tensiunii, ceea ce ar reduce factorul de putere, [3,77,78].

Comanda circuitului PFC comportă două bucle de reacție, [44,48,58,77,78]:

- o buclă internă rapidă de curent, care corelează în permanență forma de undă a curentului de rețea (i_r) cu cea a tensiunii de rețea (u_r);
- o buclă de reacție externă lentă, care are rolul reglării tensiunii continue de ieșire (U_o), indiferent de variațiile tensiunii rețelei, respectiv de variațiile sarcinii.

Configurarea activă a formei de undă a curentului de rețea se realizează prin comanda adecvată a comutatorului Q , cu frecvența de comutație f_c . Se disting astfel două situații în funcționarea schemei din fig. 6.1:

- $Q = ON$, $i_L = i_Q$; $i_D = 0$; $i_o = i_C$; acumulare energie în câmpul magnetic al bobinei L ;
- $Q = OFF$: $i_L = i_D = i_C + i_o$; $i_Q = 0$; transfer de energie spre sarcină.

Deoarece curentul de intrare în circuitul PFC este cel care urmează a fi configurat, acest tip de convertor funcționează cu o strategie de comandă PWM de reglare a curentului (CMC - "Current-Mode Control"), având schema bloc prezentată în fig. 6.2, [7,77,78,91].

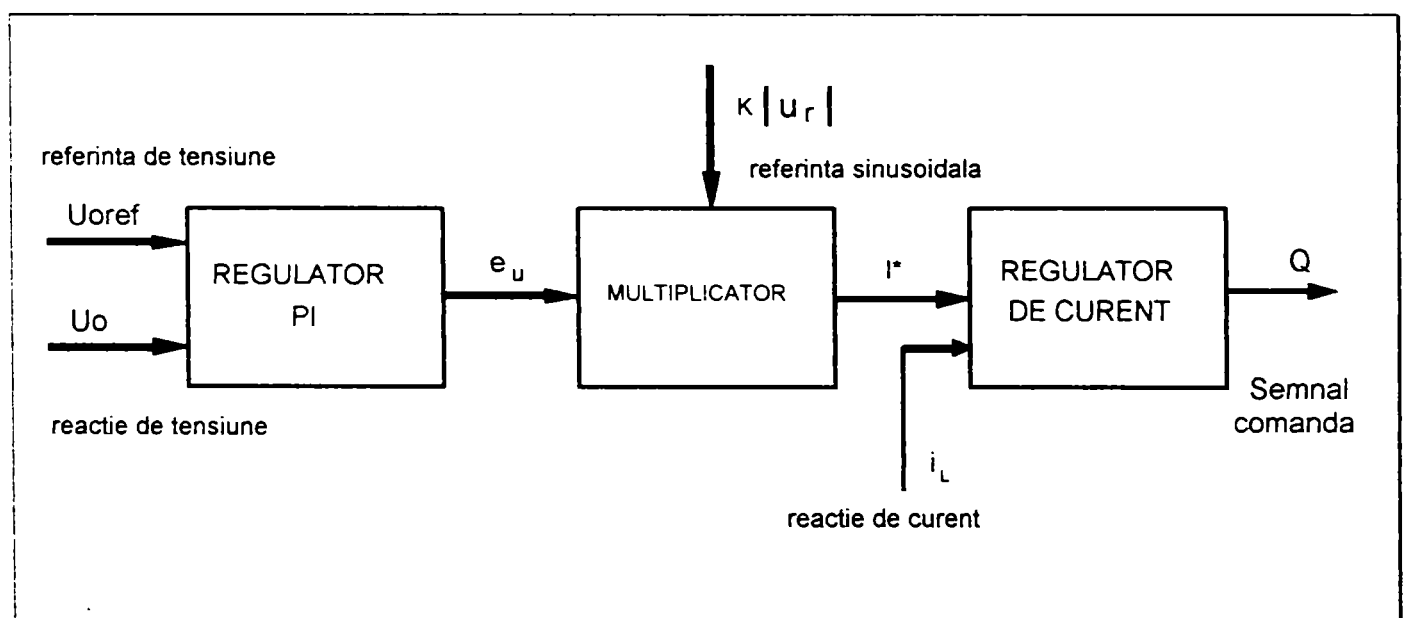


Fig. 6.2. Schema bloc a circuitului de comandă PFC.

Semnalul de comandă a comutatorului Q rezultă dintr-un modulator PWM-CMC, pe baza comparației dintre curentul real prin bobină (i_L) cu un semnal de referință a formei de undă a curentului (referința sinusoidală, i^*). Acest semnal de referință sinusoidală este furnizat de un bloc multiplicator, la intrarea căruia se aplică atât semnalul formator de undă, proporțional cu tensiunea redresată ($U_{rm}/\sin(\omega t)$), cât și semnalul de eroare dat de amplificatorul de eroare al tensiunii continue de la ieșire, rezultat prin compararea valorii reale a tensiunii de ieșire cu o valoare de referință ($U_{oref} - U_o$). Valoarea amplitudinii semnalului referință de curent (i^*) trebuie astfel aleasă încât să se reușească menținerea tensiunii de ieșire (U_o) la valoarea impusă prin referință sa (U_{oref}), indiferent de variațiile sarcinii sau de fluctuațiile amplitudinii tensiunii rețelei (U_{rm}). Din moment ce sunt disponibile semnalele corespunzătoare atât valorii curentului prin bobină (i_L) cât și ale referinței sinusoidale, se pot implementa diferite tehnici de CMC pentru convertorul ridicător

reprezentat de circuitul PFC. Literatura de specialitate face referire la următoarele moduri de comandă mai des utilizate, [3,4,44,48,57,58,66,77,78,89,101]:

- controlul pe baza valorii medii a curentului, la frecvență de comutație constantă ("*average current control*");
- controlul histeretic al valorii curentului, la frecvență de comutație variabilă ("*hysteretic control*"), [101];
- controlul anvelopei (înfășurătoarei) formei de undă a curentului de rețea, la frecvență variabilă ("*borderline control*"), [3,4,44];
- controlul prin curent discontinuu ("*discontinuous conduction current mode*").

Pentru fiecare metodă de control există, la ora actuală, disponibile comercial circuite integrate specializate. În tabelul 6.1 sunt date principalele tipuri de circuite integrate specializate PFC, disponibile comercial, aferente celor trei metode de comandă PFC, [44,89,168,169].

Tabelul 6.1

Control prin valoarea medie	Control histeretic	Control prin anvelopă
UC 1854 (Unitrode)	CS 3810 (Cherry	TDA 4814 (Siemens)
UC 2854 (Unitrode)	Semiconductor)	TDA 4816 (Siemens)
UC 3854 (Unitrode)		UC 1852 (Unitrode)
TDA 4815 (Siemens)		UC 3852 (Unitrode)
TDA 4819 (Siemens)		MC 33261 (Motorola)
TA 3810 (Toshiba)		MC 33262 (Motorola)
ML 4821 (Micro Linear)		MC 34262 (Motorola)
L 4981 (SGS- Thompson)		L 6560 (SGS- Thompson)

Deoarece modul de comandă prin curent întrerupt constituie un caz particular al modului de control histeretic, și are o răspândire mai redusă, în cele ce urmează se vor analiza primele trei metode de control.

Pentru analiza acestor strategii de comandă, se acceptă următoarele ipoteze simplificatoare, [89]: elemente de circuit ideale, comutatoare fără pierderi și cu acțiune instantanee. Totodată, se neglijează disipația de putere activă în convertoare. Se consideră următoarele expresii pentru tensiunea de alimentare de la rețea, respectiv pentru curentul absorbit, rezultat de formă de undă sinusoidală:

$$u_r = U_{rm} \cdot \sin(\omega t) = U_{rm} \cdot \sin \theta \quad (6.1)$$

$$i_r = I_{rm} \cdot \sin(\omega t) = I_{rm} \cdot \sin \theta \quad (6.2)$$

unde: $\theta = \omega t$, este unghiul de fază al tensiunii și curentului rețelei.

Se introduce *factorul de boost* al tensiunii, definit astfel: $k = U_0 / U_{rm}$ [89]. Neglijând pierderile în redresorul de rețea și în circuitul PFC, rezultă următoarea ecuație de conservare a puterii, [78]:

$$U_0 \cdot I_0 = \frac{U_{rm} \cdot I_{rm}}{2} \quad (6.3)$$

de unde rezultă relația de legătură între curenți: $I_{rm} = 2kI_0$.

De asemenea, considerând rezistența echivalentă sarcinii, $R = U_0 / I_0$, se introduce constanta de timp a circuitului: $\tau = L/R$, [89].

6.2.1. Comanda prin controlul valorii medii a curentului

Schema circuitului este prezentată în fig. 6.3, [89], iar formele de undă ale curenților de rețea, prin bobină, și prin comutator, sunt prezentate în fig. 6.4. Frecvența de comutație este constantă. Curentul de rețea rezultă de formă sinusoidală prin variația duratei de conducție (t_{ON}) în cadrul unui ciclu de comutație. Forma de undă a curentului de rețea rezultă sinusoidală (ca valoare medie a curentului prin bobină) și în fază cu tensiunea rețelei. Bucla de reglaj a tensiunii de ieșire conține amplificatorul de eroare al tensiunii (AEU), care compară valoarea tensiunii de ieșire (u_o), cu un semnal de referință (U_{oref}). Semnalul de eroare de tensiune (e_u) este aplicat la intrarea multiplicatorului (MULT) împreună cu un semnal de referință sinusoidală, cules de la ieșirea redresorului ($u_s = U_m/K | \sin(\omega t) |$). Multiplicatorul furnizează la ieșirea sa un semnal de referință sinusoidală de curent (i^*), care este comparat în comparatorul amplificator de eroare de curent (AEI) cu un semnal proporțional cu valoarea medie, pe un ciclu de comutație, a curentului prin bobină, cules de pe un șunt rezistiv și mediat de către amplificatorul AEI. Semnalul rezultat din etajul AEI este aplicat modulatorului PWM. Acesta realizează compararea semnalului de curent (în blocul COMP), cu un semnal rampă (furnizat de generatorul GRAMP), furnizând semnalul modulat de comandă a comutatorului Q, la frecvență de comutație constantă. Considerând tensiunea rețelei și tensiunea de ieșire (U_o) practic constante pe durata unui ciclu de comutație (frecvența de comutație f_c fiind mult mai mare decât frecvența rețelei, f), rezultă următoarele ecuații de circuit pentru cele două secvențe de funcționare ale comutatorului Q:

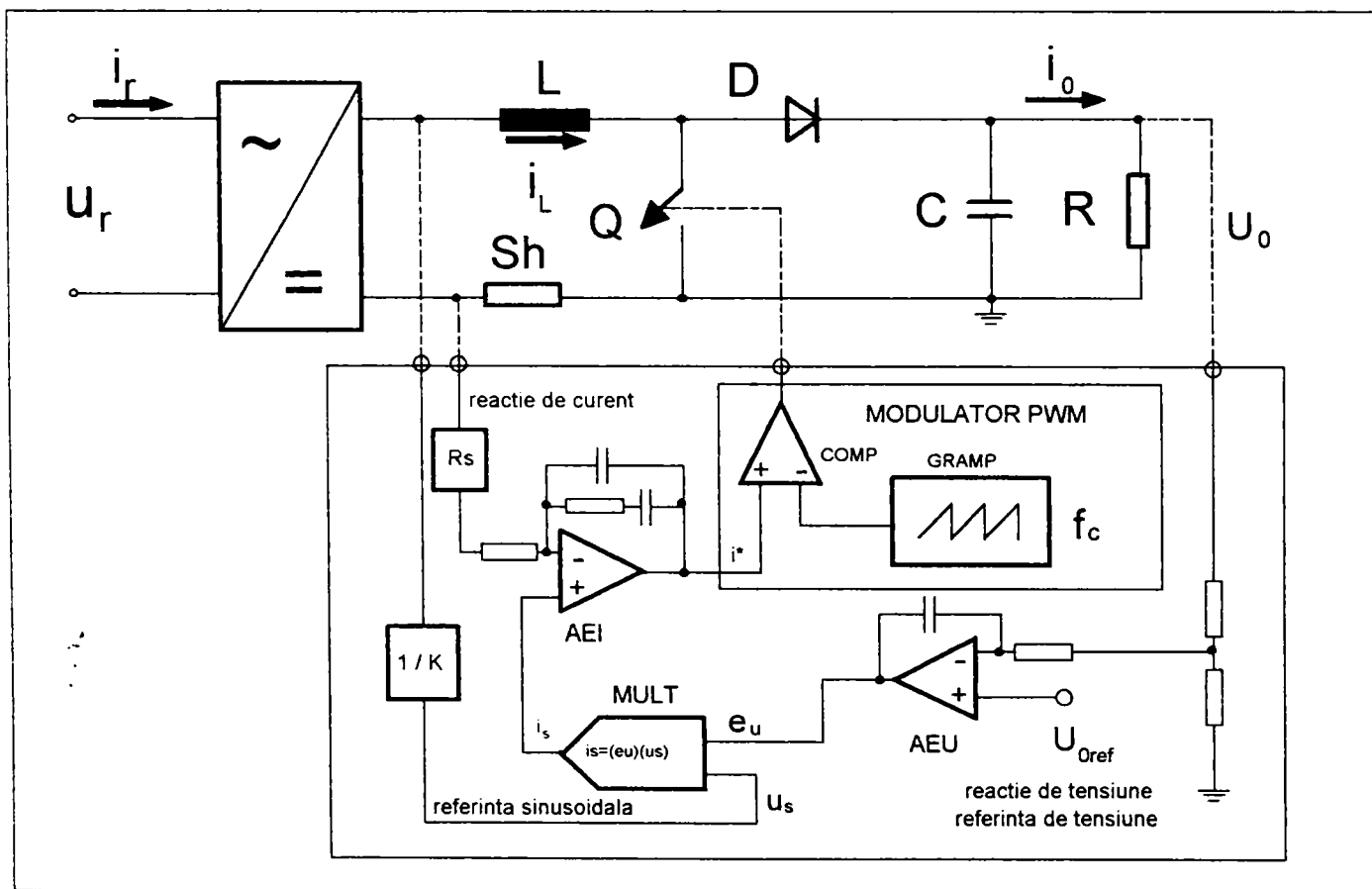


Fig. 6.3. Schema electrică a unui circuit PFC cu control al valorii medii a curentului.

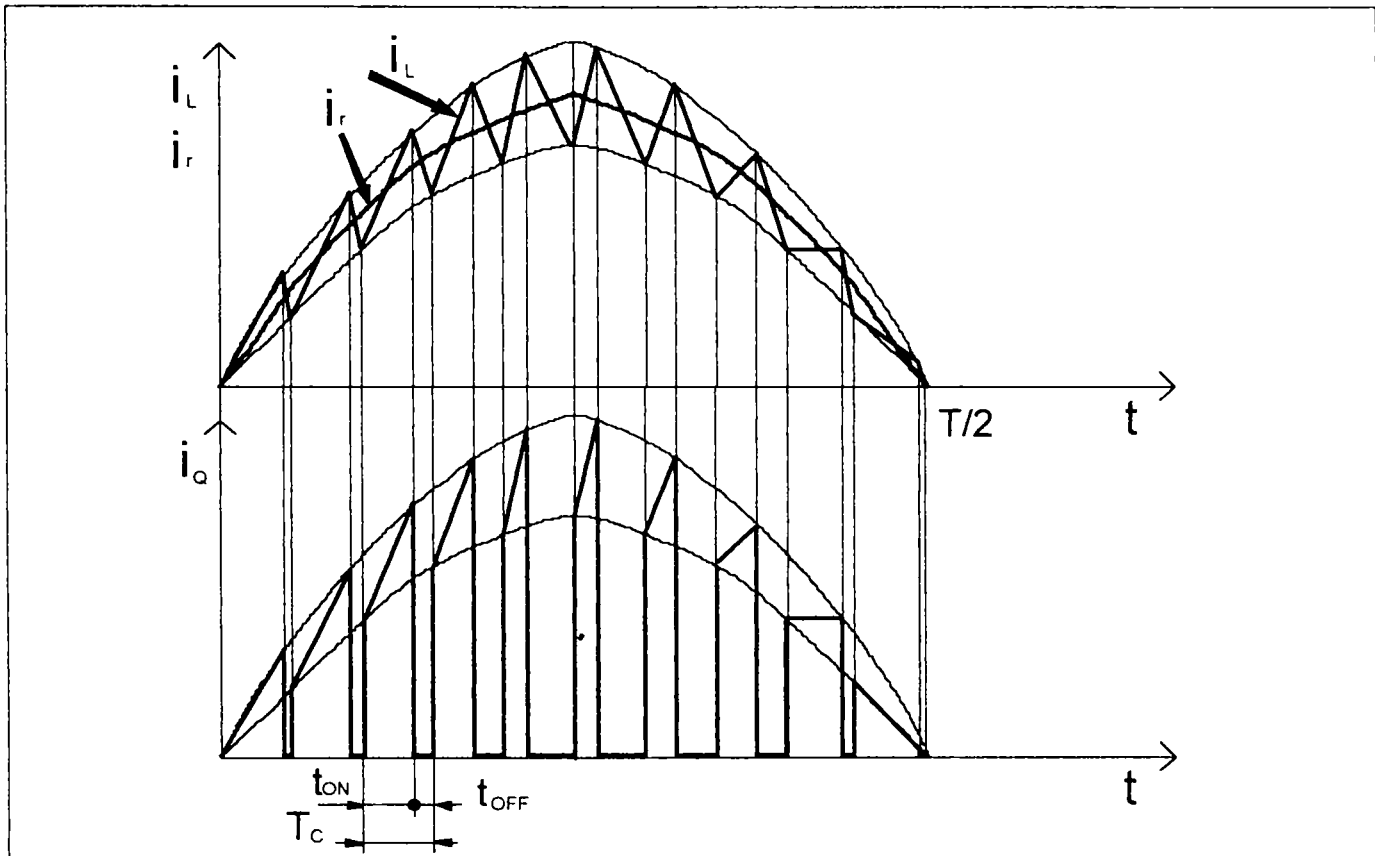


Fig. 6.4. Formele de undă ale curenților asociate controlului valorii medii a curențului.

a). $Q = ON$:

$$|u_r| = L \cdot \frac{\Delta i_L}{\Delta t} \quad (6.4)$$

b). $Q = OFF$:

$$|u_r| = -L \frac{\Delta i_L}{\Delta t} + U_0 \quad (6.5)$$

În ecuațiile de mai sus, Δi_L , reprezintă valoarea vârf la vârf a curențului prin bobină (riplul de curent).

Pe baza ecuațiilor de mai sus, se deduc perioada, respectiv frecvența de comutație, date de relațiile:

$$T_c = t_{ON} + t_{OFF} = \frac{L \cdot \Delta i_L}{|u_r|} + \frac{L \cdot \Delta i_L}{U_0 - |u_r|} \quad (6.6)$$

$$f_c = \frac{1}{T_c} = \frac{(U_0 - |u_r|) \cdot |u_r|}{L \cdot \Delta i_L \cdot U_0} \quad (6.7)$$

Din relația (6.6), rezultă expresia riplului curențului:

$$\Delta i_L = \frac{(U_0 - |u_r|) \cdot |u_r|}{f_c \cdot L \cdot U_0} = \left(1 - \frac{|\sin \theta|}{k}\right) \cdot \frac{U_{rm} \cdot |\sin \theta|}{f_c \cdot L} \quad (6.8)$$

Valoarea maximă a riplului curențului survine la $u_r = U_0/2$, și este dată de relația:

$$\Delta i_{Lm} = \frac{U_0}{4f_c \cdot L} \quad (6.9)$$

Unghiul de fază al tensiunii de rețea, θ_{rm} la care riplul de curent este maxim, este dependent de factorul de boost, conform tabelului 6.2.

Tabelul 6.2.

k	1	1,41	2
θ_{rm} [rad.]	$\pi/6$	$\pi/4$	$\pi/2$

Se observă că valoarea maximă a riplului de curent nu coincide, în general, cu momentul curentului maxim, decât numai la un factor de boost $k=2$.

Curentul maxim prin comutatorul Q rezultă prin suprapunerea peste curentul maxim de rețea a 1/2 din riplul curentului, la $\theta = \pi/2$.

$$I_{Qm} = I_{rm} + \frac{\Delta i_{L, \pi/2}}{2} = I_{rm} + \frac{k-1}{2k} \cdot \frac{U_{rm}}{f_c \cdot L} = 2kI_0 + \frac{2(k-1)}{k^2} \cdot \Delta i_{Lm} \quad (6.10)$$

Avantajele acestui mod de comandă sunt:

- frecvența constantă de comutație;
- sensibilitate redusă a controlului la interferențe electromagnetice;
- forma practic sinusoidală a curentului de rețea, fără unghi mort la trecerile prin zero.

Dezavantajele pe care le prezintă acest mod de control sunt legate de:

- necesitatea măsurării curentului prin bobină;
- prezența amplificatorului compensat de eroare a curentului, care realizează medierea acestuia pe un ciclu de comutație.

Pe baza avantajelor pe care le prezintă, acest tip de control se recomandă la echipamente cu puteri relativ mari (>500W), [3].

6.2.2. Comanda prin controlul histeretic al curentului

Schema circuitului PFC este dată în fig. 6.5, [89,101], iar formele de undă ale curenților de rețea, prin bobină și prin comutator sunt prezentate în fig. 6.6. În acest caz, frecvența de comutație este variabilă, ea depinzând de valoarea medie a curentului de rețea (i_{rmed}) într-un ciclu de comutație. Diferența față de schema din fig. 6.3 constă în lipsa amplificatorului de eroare de curent cu compensare (AE), locul acestuia fiind luat de un comparator dublu cu histerezis (CH). Totodată, locul modulatorului PWM este luat de un circuit basculant bistabil de tip RS (CBB).

Circuitul basculant bistabil comandă comutatorul Q în funcție de poziția valorii curentului i_r față de pragurile de curent impuse prin comparatorul dublu (i_{r1} , i_{r2}). Dacă $i_r < i_{r1}$, bistabilul dă comanda de închidere (ON), respectiv, dacă $i_r > i_{r2}$, acesta dă comanda de blocare a comutatorului (OFF). Ca și în cazul precedent, referința sinusoidală a curentului, care modulează frecvența de comutație, este dată de multiplicator, care procesează aceleași semnale de intrare.

Curentul prin bobină și cel de rețea evoluează între două anvelope sinusoidale, de mărime: $(1+\alpha/2)i_r$ respectiv $(1-\alpha/2)i_r$, unde α este factorul de riplu al curentului. Curentul de rețea rezultă ca valoare medie a curentului prin bobină, având o formă de undă sinusoidală și în fază cu tensiunea rețelei. Plecând de la ecuațiile de circuit, (6.1), (6.2), scrise pentru cele două secvențe de funcționare, se deduc în mod similar cazului precedent, expresiile perioadei, frecvenței de comutație, și ale curentului maxim prin comutator.

Perioada, respectiv frecvența de comutație sunt date de relațiile:

$$T_c = t_{ON} + t_{OFF} = L \cdot \frac{\alpha \cdot i_{rmed}}{|u_r|} + L \cdot \frac{\alpha \cdot i_{rmed}}{U_0 - |u_r|} = \frac{2 \cdot \alpha \cdot k^3 \cdot \tau}{k - |\sin \theta|} \quad (6.11)$$

$$f_c = \frac{1}{T_c} = \frac{|u_r| \cdot (U_0 - |u_r|)}{\alpha \cdot L \cdot U_0 \cdot i_{rmed}} = \frac{k - |\sin \theta|}{2 \cdot \alpha \cdot k^3 \cdot \tau} \quad (6.12)$$

În relațiile de mai sus, s-a considerat $i_{rmed} = i_r$, ceea ce constituie o aproximație acceptabilă.

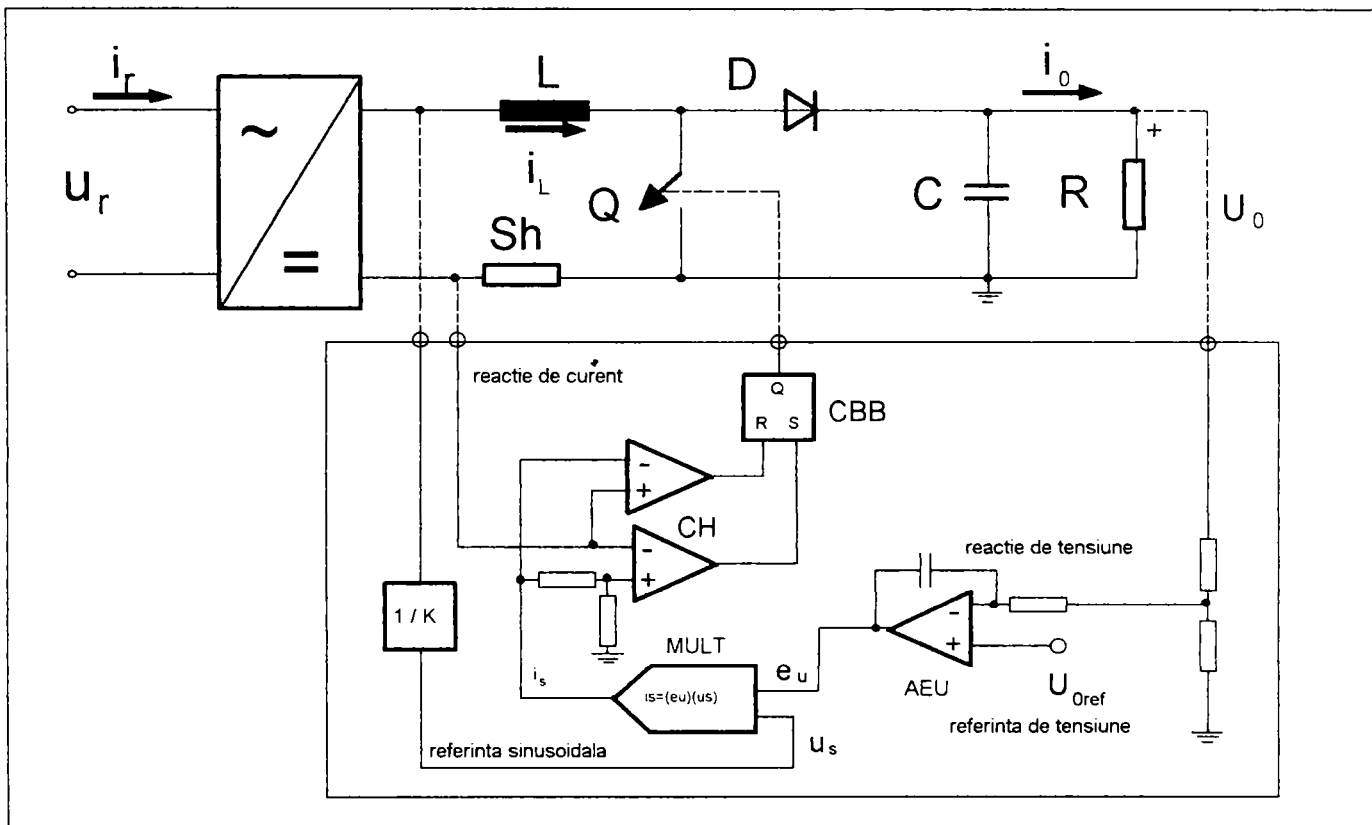


Fig. 6.5. Schema circuitului PFC cu control histeretic al curentului.

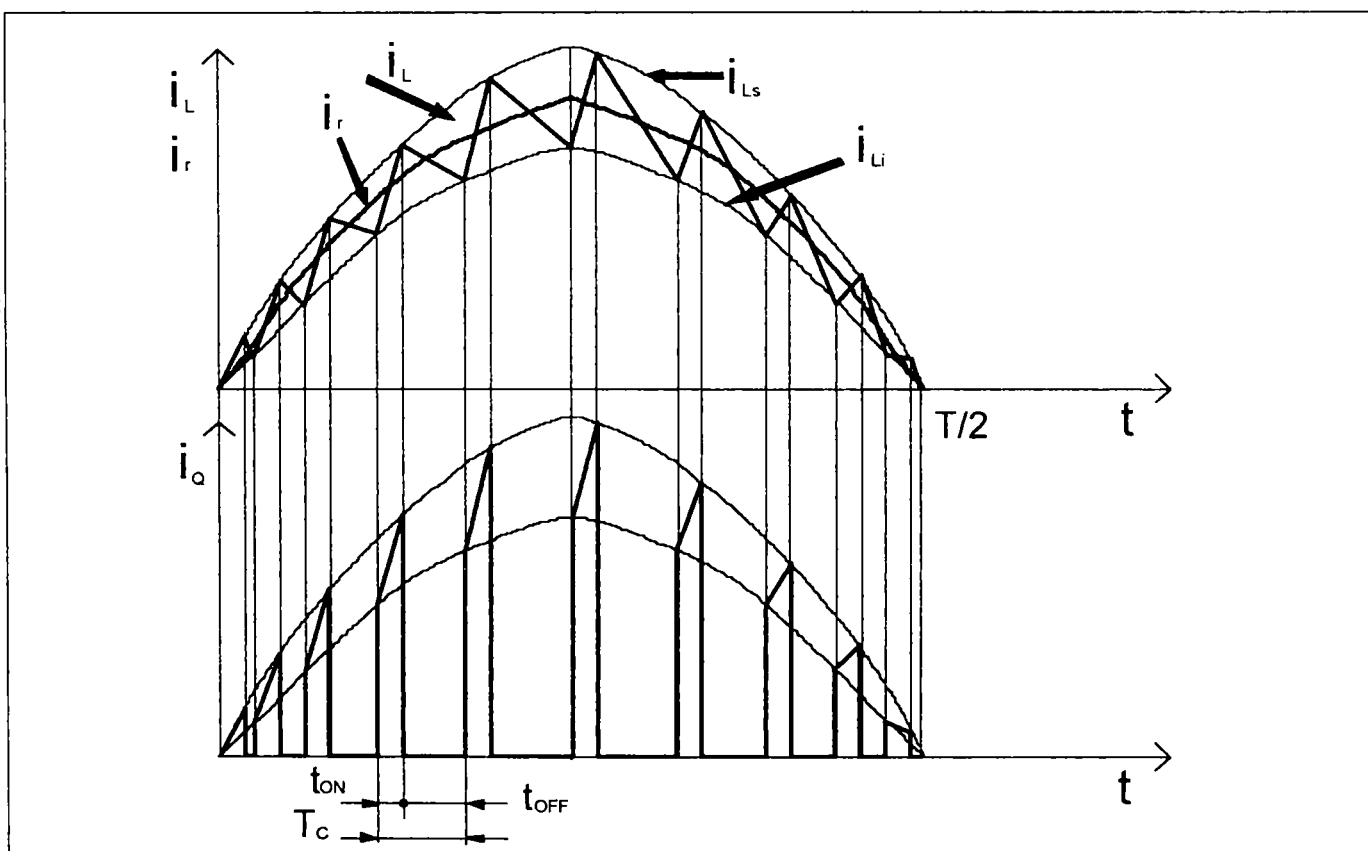


Fig. 6.6. Formele de undă ale curenturilor la controlul histeretic.

Plecând de la relația (6.11), se poate demonstra că timpul de conducție (t_{ON}) este constant, însă timpul de pauză (t_{OFF}) este variabil. Rezultă că frecvența de comutație este variabilă pe durata unei semiperioade a tensiunii rețelei (fiind funcție de unghiul de fază θ). Totodată, frecvența de comutație depinde de valoarea factorului de boost (k), a factorului de riplu al curentului (α), precum și de constanta de timp a circuitului (τ), aceasta din urmă fiind dependentă de sarcină. Valorile extreme ale frecvenței de comutație, pe durata unei perioade a tensiunii rețelei, sunt date de expresiile:

$$f_{c\min} = \frac{k-1}{2 \cdot \alpha \cdot k^3 \cdot \tau}; \quad f_{c\max} = \frac{2k - \omega \cdot T_c}{4 \cdot \alpha \cdot k^3 \cdot \tau} \cong \frac{1}{2 \cdot \alpha \cdot k^2 \cdot \tau} \quad (6.13)$$

Frecvența minimă de comutație survine la $\theta = \pi/2$, deci la maximum curentului de rețea, iar frecvența maximă de comutație la trecerea prin zero a curentului. Conform relației (6.12), la curent de rețea egal cu zero, frecvența de comutație tinde la infinit. Pentru a preveni acest fapt, în momentele de trecere prin zero a tensiunii comutatorul este menținut deschis, apărând astfel un timp mort în forma de undă a curentului, [78,89]. În deducerea relației pentru frecvența maximă, s-au considerat variații liniare ale curentului și tensiunii în zona trecerii prin zero, respectiv, pentru valori ale argumentului $\theta \rightarrow 0$, s-a considerat aproximația: $\sin\theta \cong \theta \cong \omega T_c/2$, [89].

Valoarea curentului maxim prin comutator, este dată de suma dintre valoarea maximă a curentului de rețea și semiriplul maxim al curentului, conform relației:

$$I_{Qm} = \left(1 + \frac{\alpha}{2}\right) \cdot I_m = \sqrt{2}k \cdot \left(1 + \frac{\alpha}{2}\right) \cdot I_0 \quad (6.14)$$

Avantajele acestui mod de comandă sunt:

- simplitate constructivă a controlerului, dată de lipsa comparatorului de valoare medie și a modulatorului PWM;
- forma de undă a curentului este mai apropiată de sinusoidă, cu cât riplul este mai redus.

Dezavantajele asociate controlului histeretic sunt:

- frecvența de comutație variabilă, influențată atât de fluctuațiile tensiunii rețelei, cât și de variațiile sarcinii;
- necesitatea măsurării curentului prin bobină;
- sensibilitate sporită a controlului la paraziții de comutație.

6.2.3. Comanda prin controlul anvelopei curentului

Schema de principiu a circuitului PFC este dată în fig. 6.7, [89], iar formele de undă ale curenților de rețea, prin bobină și prin comutator sunt prezentate în fig. 6.8. Acest mod de control, la frecvență variabilă ($t_{ON} = \text{constant}$, $t_{OFF} = \text{variabil}$), poate fi considerat drept un caz particular al controlului histeretic, la care pragul inferior al curentului este setat la valoarea zero. Semnalul de curent este cules cu un șunt rezistiv din latura de circuit a comutatorului. Totodată, pentru sesizarea trecerii prin zero a curentului prin bobină, aceasta este prevăzută cu o înfășurare suplimentară (L_s). Semnalul cules cu această înfășurare, în fază cu curentul i_L , este transmis unui detector de trecere prin zero.

Ca și la variantele precedente, schema este prevăzută cu reacție externă de tensiune de ieșire, precum și cu circuitul de formare a referinței sinusoidale a curentului. În acest caz, circuitul basculant bistabil, trimite comanda pe poarta comutatorului Q, în funcție de semnalele pe care le primește la intrările sale. Astfel, la sesizarea, de către detectorul de trecere prin zero a curentului, a momentului $i_L = 0$, se dă comanda de conducție (OM). Comutatorul conduce până când curentul ajunge la valoarea de referință, setată în acest

caz la dublul amplitudinii curentului de rețea. În acest moment, se dă comanda de blocare a comutatorului. Ca și în cazul precedent, frecvența de comutație este variabilă cu unghiul de fază al tensiunii rețelei (curentului de rețea).

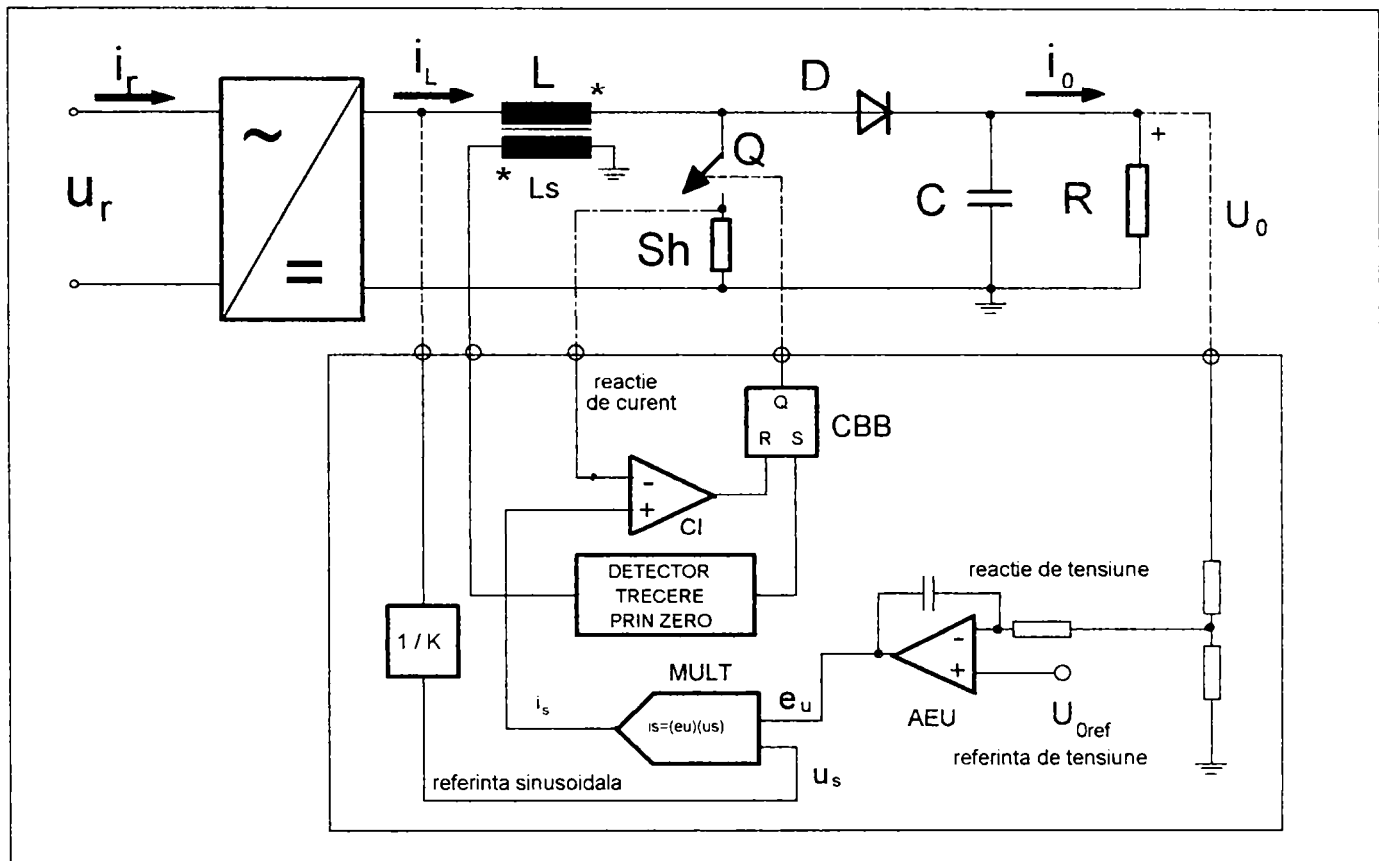


Fig. 6.7. Schema circuitului PFC cu control prin anvelopa curentului.

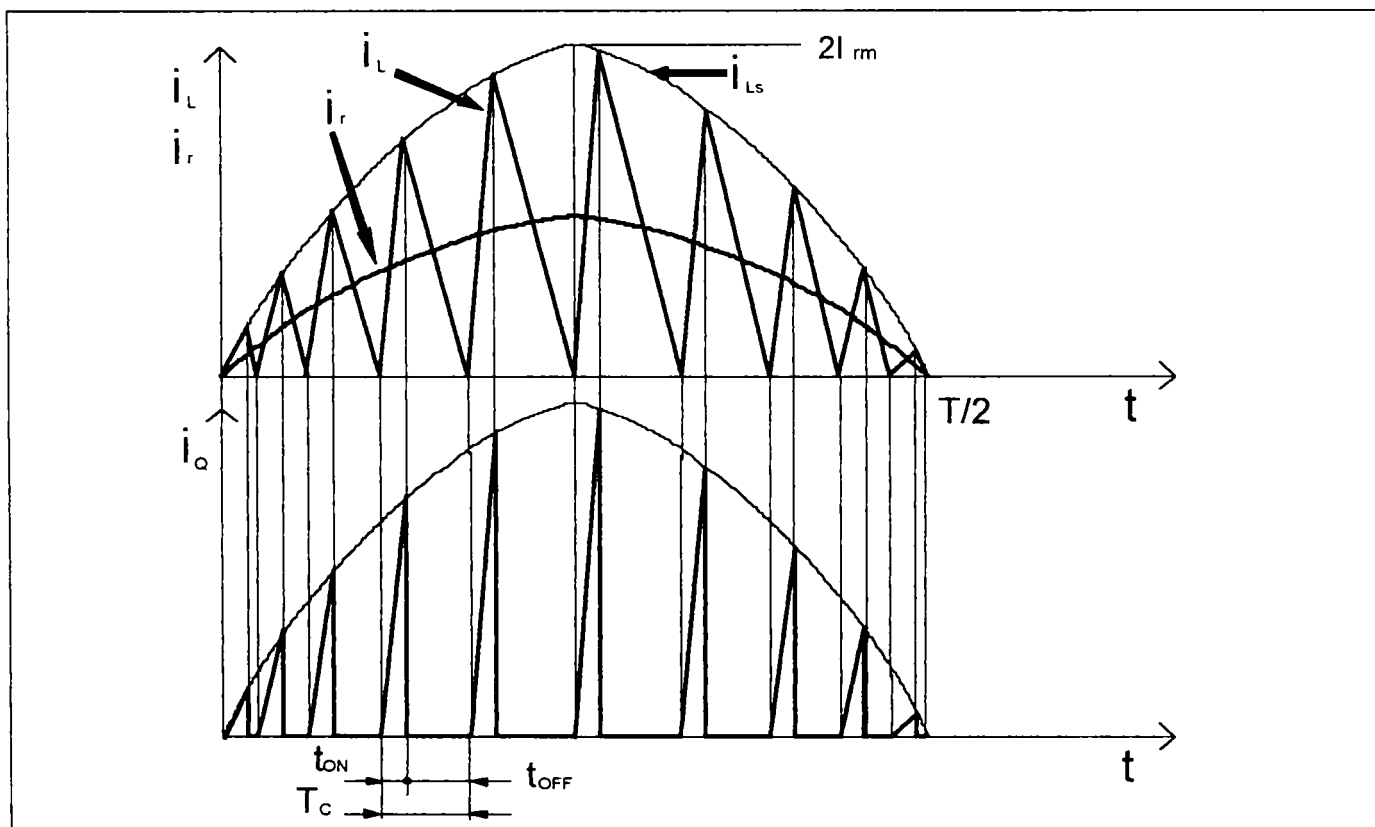


Fig. 6.8. Formele de undă ale curentilor fa controlul prin anvelopă al curentului.

Convertorul funcționează la limita dintre modul de conducție continuă și modul de conducție discontinuă a curentului prin bobină. Curentul de rețea are forma de undă sinusoidală, fiind dat de valoarea medie a curentului prin bobină.

Comutatorul intră în conducție la curent zero, ceea ce are ca efect reducerea pierderilor de intrare în conducție; de asemenea dioda din circuitul ridicător se blochează la curent zero, fiindu-i facilitată astfel recuperarea. Totuși, comutatorul se blochează la un curent care este dublul amplitudinii curentului de rețea, ceea ce constituie o solicitare majoră.

Din ecuațiile (6.1), (6.2), rezultă perioada, respectiv frecvența de comutație:

$$T_c = t_{ON} + t_{OFF} = \frac{L \cdot 2 \cdot i_{med}}{|u_r|} + \frac{L \cdot 2 \cdot i_{med}}{(U_0 - |u_r|)} = \frac{4k^3 \cdot \tau}{k - |\sin \theta|} \quad (6.15)$$

$$f_c = \frac{1}{T_c} = \frac{k - |\sin \theta|}{4k^3 \cdot \tau} \quad (6.16)$$

În relațiile de mai sus, s-a operat aceeași simplificare referitoare la egalitatea valorii medii pe o perioadă de comutație a curentului de rețea cu valoarea momentană a acestuia: $i_{med} = i_r$, deoarece $T_c \ll T$. Se observă din relația (6.15), că timpul de conducție este constant ($t_{ON} = 4k^2 \tau$), iar timpul de pauză este variabil în raport cu unghiul de fază. Prin urmare, și frecvența de comutație este variabilă, valorile extreme fiind date de relațiile:

$$f_{c \min} = \frac{k - 1}{4k^3 \cdot \tau}; \quad f_{c \max} = \frac{1 - 4k \cdot \omega \cdot \tau}{4k^2 \cdot \tau} \quad (6.17)$$

În deducerea relației frecvenței maxime, s-a plecat de la relația (6.16), prin considerarea aproximației valabile la argument $\theta \cong 0$: $\sin \theta \cong \theta \cong \omega T_c / 2$, respectiv a valorii perioadei $T_c \cong 4k^2 \tau$. Frecvența de comutație este minimă la maximum curentului ($\theta = \pi/2$) și este maximă la trecerea curentului prin zero, ($\theta = 0$).

Valoarea maximă a curentului prin comutator este egală cu dublul amplitudinii curentului de rețea, fiind dată de relația:

$$I_{Qm} = 2I_{rm} = 4k \cdot I_0 \quad (6.18)$$

Avantajele acestui mod de comandă sunt:

- simplitatea constructivă a controlerului, nefiind necesar amplificatorul de eroare de curent;
- valoarea redusă considerabil a inductivității, cu repercusiuni asupra gabaritului și costului acesteia;

Dezavantajele metodei de control prin anvelopa curentului sunt:

- frecvența variabilă de comutație;
- necesitatea detectării momentului trecerii prin zero a curentului prin bobină;
- sensibilitate la zgomotele de comutație.

Datorită avantajului oferit de valoarea mult redusă a inductivității (L), acest mod de comandă este recomandabil circuitelor PFC pentru echipamente cu puteri mici (<500W), unde sunt importante considerentele legate de gabarit și costuri, [3].

6.2.4. Evaluarea comparativă a variantelor de comandă PFC

În scopul unei analize comparative a celor trei tehnici de comandă PFC prezentate, se definește un sistem de unități de bază, pentru a putea exprima parametrii caracteristici în unități relative, [89]. Mărimile de bază sunt date în tabelul 6.3.

Tabelul 6.3.

Mărimi de referință		Parametri funcționali	
Denumirea	Relația de definiție	Denumirea	Relația de definiție
Tensiunea de alimentare	$U_b = U_r = 1$	Curentul de rețea	$I_r = P_0/U_r = 1$
Frecvența rețelei	$f_b = f = 1$	Tensiunea de ieșire	$U_0 = k\sqrt{2}$
Puterea de ieșire	$P_b = P_0 = 1$	Curentul de ieșire nominal	$I_0 = \frac{1}{\sqrt{2}k}$
Curentul de bază	$I_b = P_b/U_b = 1$	Rezistența de sarcină nominală	$R = \frac{U_0^2}{P_0} = 2k^2$
Impedanța de bază	$Z_b = P_b/U_b^2 = 1$	Frecvența de comutație	$f_c = k_f \cdot f = k_f$
Inductanța de bază	$L_b = \frac{Z_b}{2\pi \cdot f_b} = \frac{1}{2\pi}$	Durata relativă de conducție	$D = 1 - \frac{ \sin\theta }{k}$
Capacitatea de bază	$C_b = \frac{1}{2\pi \cdot f_b \cdot Z_b} = \frac{1}{2\pi}$		

Considerând un convertor de referință, cu puterea nominală de 1 [u.r.], și raportul tensiunilor $U_0/U_r = 1,41k$, s-au dedus relațiile de evaluare, în unități relative, ale principalilor parametri caracteristici celor trei tehnici de comandă PFC analizate, tabelul 6.4.

Tabelul 6.4

Parametru	Controlul prin valoarea medie (varianta V1)	Controlul histeretic (varianta V2)	Controlul prin anvelopă (varianta V3)
Inductivitatea, L	$\frac{k}{4\alpha \cdot k_f}$	$\frac{k-1}{\alpha \cdot k \cdot k_{f \min}}$	$\frac{k-1}{2k \cdot k_{f \min}}$
Frecvența de comutație minimă, $f_{c \min}$	k_f	$k_{f \min}$	$k_{f \min}$
Timpul de conducție, t_{ON}	$\left(1 - \frac{ \sin\theta }{k}\right) \cdot \frac{1}{k_f}$	$\frac{k-1}{k \cdot k_{f \min}}$	$\frac{k-1}{k \cdot k_{f \min}}$
Timpul de pauză, t_{OFF}	$\frac{ \sin\theta }{k} \cdot \frac{1}{k_f}$	$\frac{k-1}{k \cdot k_{f \min}} \cdot \frac{ \sin\theta }{k - \sin\theta }$	$\frac{k-1}{k \cdot k_{f \min}} \cdot \frac{ \sin\theta }{k - \sin\theta }$
Durata relativă de conducție, D		$1 - \frac{ \sin\theta }{k}$	
Raportul $f_{c \max}/f_{c \min}$	1	$\frac{k}{k-1}$	$\frac{k}{k-1} - \frac{2\pi}{k \cdot k_{f \min}}$
Curentul maxim prin comutator, I_{Qm}	$\left(1 + 4\alpha \cdot \frac{k-1}{k^2}\right) \cdot \sqrt{2}$	$\left(1 + \frac{\alpha}{2}\right) \cdot \sqrt{2}$	$2\sqrt{2}$

Pe baza relațiilor din tabelul 6.4, s-au determinat diagramele de variație ale inductivității bobinei, ale frecvenței de comutație, duratei relative de acționare și ale curentului maxim prin comutator, comparativ, pentru cele trei metode de comandă (V1,V2,V3). Diagramele de variație cu factorul de boost ale inductivității și curentului maxim prin comutator, sunt date în fig. 6.9 și în fig. 6.10. În fig. 6.11, sunt reprezentate variațiile frecvenței de comutație, respectiv ale duratei relative de conducție.

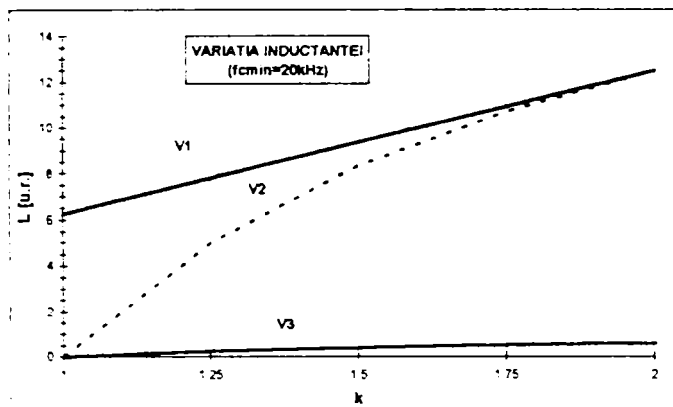


Fig. 6.9. Variația valorii inductivității.

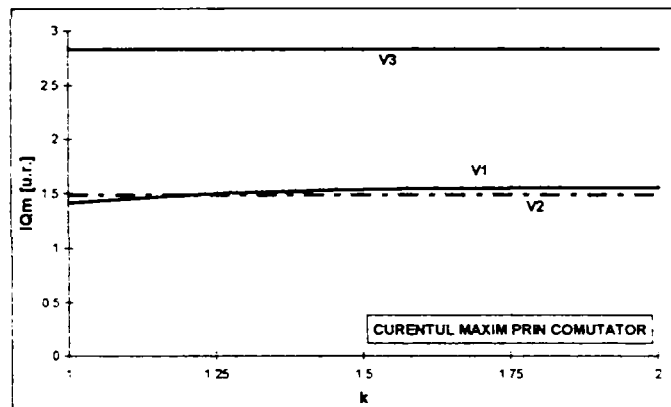
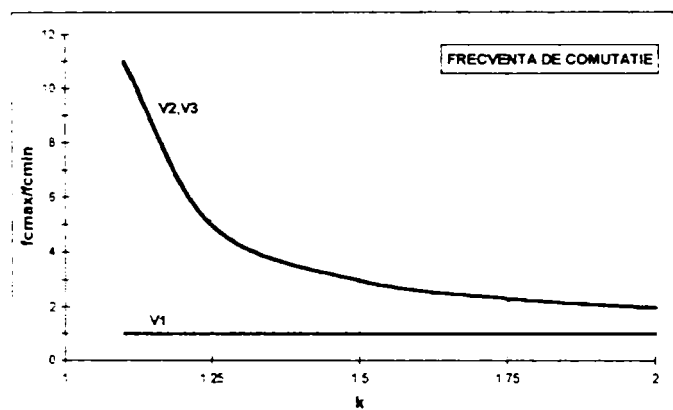
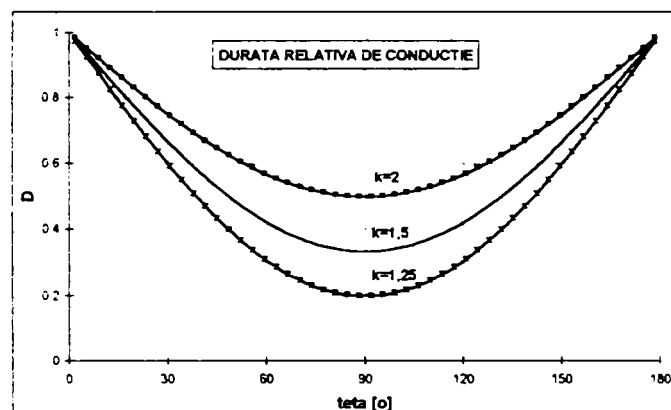


Fig. 6.10. Curentul maxim prin comutator.



a



b

Fig. 6.11. Variația frecvenței de comutație (a) și a duratei relative de conducție (b).

Datele reprezentate în figurile 6.9, 6.10, corespund unui circuit PFC, cu frecvența minimă de comutație de 20kHz ($k_f = k_{fmin} = 400$) și o valoare a factorului de riplu al curentului, $\alpha = 0,1$.

Din analiza celor patru diagrame, rezultă următoarele elemente de evaluare:

- inductivitatea necesară este, în cazul primelor două tehnici de comandă, de valori apropiate (pentru $k > 1,25$); ea este însă mult mai mare (de 20-30 de ori) decât în cazul variantei a treia de comandă (control prin anvelopă);
- curentul maxim prin comutator are cea mai mare valoare în cazul controlului prin anvelopă (variante V3), fiind egal cu dublul amplitudinii curentului de rețea; în cazul primelor două variante, curentul I_{Qm} este aproximativ același; curentul maxim nu depinde sensibil de factorul de boost al tensiunilor (k);
- frecvența de comutație este constantă în cazul primei variante, respectiv variabilă, în cazul celorlalte două variante (atât în raport cu unghiul de fază al tensiunii rețelei, cât și în raport cu factorul de boost al tensiunilor); pentru valori $k < 1,25$, raportul dintre frecvența maximă și cea minimă de comutație este mai mare de 5. Aceasta impune funcționarea cu un factor de boost $k \geq 1,5$, în cazul utilizării variantelor de comandă de tip histeretic, sau control prin anvelopă, [3,77,78,89];
- indiferent de tehnica de control, variația duratei relative de conducție în funcție de unghiul de fază și de factorul de boost, este aceeași: durata relativă este maximă în zona trecerilor prin zero ale tensiunii (și curentului) de rețea, ea fiind minimă la momentul corespunzător valorilor maxime ale acestora; se observă că raportul dintre

D_{\max}/D_{\min} , scade cu creșterea valorii factorului de boost al tensiunilor. Pe baza modului unitar de variație a duratei relative de conducție, se poate afirma că tehnicile PFC modulează durata relativă de conducție a comutatorului după o funcție de undă care urmărește forma sinusoidală a tensiunii, impunând, în mod sinfazic, și curentului de rețea această formă de undă.

6.3. Evaluarea analitică a tehnicilor PFC la sursa de putere cu inverter pentru sudare cu arc electric

Pe baza considerațiilor rezultate din analiza de mai sus, se procedează la o evaluare a aplicabilității tehnicilor de comandă PFC la o sursă cu inverter pentru sudare cu arc electric. Datele caracteristice ale sursei cu inverter, precum și datele de referință pentru evaluare, sunt prezentate sintetic în tabelul 6.5.

Tabelul 6.5

Denumire parametru, [unitate de măsură]	Valoare
Tensiune/frecvență de alimentare U_r , [V]/f[Hz]	220±10%/ 50
Tensiune în circuitul de curent continuu, U_0 , [V]	400
Factor de boost al tensiunilor, k	1,1688...1,4285
Putere nominală în circuitul de curent continuu, P_0 , [W]	4500
Curent nominal în circuitul de curent continuu, I_0	11,25
Rezistența echivalentă sarcinii nominale în circuitul de curent continuu, R [Ω]	35,556
Randamentul redresorului de rețea, η	0,92
Amplitudinea curentului nominal de rețea, $I_{r,\min} / I_{r,\max}$ [A]	28,585 / 34,936
Factor de riplu admisibil al curentului, α	0,1
Frecvența minimă de comutație, $f_{c\min}$ [kHz]	5; 10; 20

În tabelul 6.5, s-au considerat valorile extreme ale factorului de boost al tensiunilor și ale amplitudinii curentului de rețea, corespunzătoare valorilor extreme ale tensiunii de alimentare $U_r=198...242V$. Puterea nominală în circuitul de curent continuu P_0 , a fost stabilită la o valoare tipică pentru o sursă monofazată cu inverter pentru sudare manuală cu arc electric, [148]. De asemenea, tensiunea în circuitul de curent continuu, U_0 , a fost aleasă la 400V, pe considerentul limitării solicitării în tensiune a tranzistoarelor de putere (atât comutatorul circuitului PFC, cât și comutatoarele inverterului sursei propriu-zise). Valoarea randamentului redresorului de rețea este una indicată de literatura de specialitate drept o valoare tipică [169]. Pentru evaluare, s-au considerat trei valori ale frecvenței de comutație minime.

Se compară: valorile inductivității, raportul frecvențelor maxime/minime de comutație și valorile maxime ale curenților prin comutatoare. Raportul frecvențelor de comutație și valorile curenților sunt calculate cu relațiile prezentate în tabelul 6.4. Relațiile de calcul ale inductivității L, sunt prezentate în tabelul 6.6, pentru cele trei moduri de control PFC.

Tabelul 6.6

Controlul prin valoarea medie (varianta V1)

$$L = \frac{U_0}{4\alpha \cdot f_c \cdot I_{r,\min}}$$

Controlul histeretic (varianta V2)

$$L = \frac{(U_0 - U_{r,\min}) \cdot U_{r,\min}}{\alpha \cdot f_{c\min} \cdot U_0 \cdot I_{r,\max}}$$

Controlul prin anvelopă (varianta V3)

$$L = \frac{(U_0 - U_{r,\min}) \cdot U_{r,\min}}{4f_{c\min} \cdot U_0 \cdot P_0}$$

În tabelul 6.6, $U_{r,\min} = 1,41U_{r,\min} = 1,41 \times 198 = 280V$, reprezintă amplitudinea minim admisibilă a tensiunii rețelei de alimentare.

Rezultatele analizei sunt prezentate în tabelul 6.7, corespunzător celor trei frecvențe de comutație, respectiv, celor două valori limită ale factorului de boost al tensiunilor.

Tabelul 6.7.

Parametru	Control PFC prin valoarea medie (var.1)			Control PFC prin histerezis (var.2)			Control PFC prin anvelopă (var.3)		
	5	10	20	5	10	20	5	10	20
f_c [kHz]	5	10	20	5	10	20	5	10	20
L [mH]	6,997	3,498	1,749	4,808	2,404	1,202	0,2613	0,1307	0,0653
f_{cmax}/f_{cmin} (k_{min})	1			6,924			6,849	6,887	6,905
f_{cmax}/f_{cmin} (k_{max})	1			3,334			3,29	3,312	3,323
I_{Qm} [A] (k_{min})	27,949			30,014			57,169		
I_{Qm} [A] (k_{max})	35,571			36,683			69,872		

Pe baza rezultatelor din tabelul 6.7, se pot formula următoarele concluzii:

- din punct de vedere al frecvenței de comutație, varianta 1 este cea mai avantajoasă, controlul realizându-se la frecvență constantă;
- valoarea inductivității bobinei circuitului PFC, depinde sensibil de tehnica de comandă; raportul valorilor este de: $L1/L2=1,455$, respectiv, $L1/L3=26,78$, sub acest aspect, varianta 3-a de comandă este mai avantajoasă;
- valoarea inductivității este determinată, pentru fiecare variantă, de frecvența de comutație; alegerea unei frecvențe de comutație mai înalte, determină reducerea valorii inductivității, și implicit, a gabaritului și costurilor bobinei, conform relației, [77]:

$$L \cdot I_{Lm} \cdot I_L = (A_{Fe} \cdot B_m) \cdot (k_{Cu} \cdot A_{Cu} \cdot J) \quad (6.19)$$

unde: I_{Lm} , I_L , reprezintă valoarea maximă, respectiv efectivă a curentului prin bobină;
 A_{Fe} , A_{Cu} aria secțiunii transversale a miezului (din ferită), respectiv a înfășurării;
 B_m amplitudinea inducției magnetice în miez;
 J , densitatea de curent în înfășurări (valoare uzuală: 2...3 A/mm²);
 k_{Cu} factor de umplere a bobinajului (valoare uzuală: 0,6).

Din relația (6.19) se poate observa că dimensiunile de gabarit ale unei bobine (exprimate prin produsul ariilor caracteristice), sunt direct proporționale cu valoarea inductivității.

- raportul frecvențelor de comutație, la variantele 2 și 3, variază cu factorul de boost în proporție de peste 100%; astfel, la valori mari ale amplitudinii tensiunii rețelei, frecvența de comutație maximă ajunge la aproape de 7 ori frecvența de comutație de bază (minimă); și sub acest aspect este avantajoasă, la sursa cu inverter, varianta 1 de comandă PFC;
- curentul maxim prin comutator este dependent atât de tehnica de comandă cât și de factorul de boost; astfel, în valori raportate, curentul maxim prin comutator este, la variantele $V3/V2/V1$: 2,045/1,074/1, la $k=k_{min}$, respectiv de: 1,964/1,031/1, la $k=k_{max}$; deci, și sub aspectul solicitării în curent a comutatorului, varianta 1 este mai avantajoasă, mai ales la puteri mari.

În final, pe baza analizei efectuate, se poate concluziona că pentru o sursă de putere cu inverter pentru sudare cu arc electric, este mai avantajoasă tehnica de control PFC prin valoarea medie a curentului.

6.4. Rezultate experimentale

6.4.1. Descriere constructivă și funcțională a schemei realizate de circuit PFC

Schema realizată pentru un model experimental de circuit PFC, este prezentată în fig. 6.12. Acest montaj utilizează controlerul PFC realizat cu circuitul integrat MC 34262, produs de firma Motorola, [169]. Circuitul este un convertor ridicător ("boost"), cu funcționare în mod de conducție continuă critică, cu comutație caracterizată prin timpii $t_{ON} = \text{constant}$, $t_{OFF} = \text{variabil}$, respectiv cu frecvența variabilă. Acest tip de convertor PFC poate funcționa cu o tensiune de alimentare din rețea variabilă într-un domeniu larg (90V...268V), [168,169].

Circuitul convertorului PFC cuprinde pe lângă controlerul integrat MC 34262, următoarele componente mai importante: comutatorul Q, implementat cu un tranzistor de tip IRF 640 (200V, 18A), bobina principală L, cuplată magnetic cu înfășurarea L_s , de sesizare a trecerii prin zero a curentului i_L , dioda de boost, D, cu rol de asigurare a sensului de pompare a puterii spre sarcină, pe durata t_{OFF} . Pe lângă aceste componente, esențiale structurii convertorului "boost", circuitul mai conține condensatoarele C, de netezire a tensiunii continue U_0 , C_5 , de atenuare a perturbațiilor de înaltă frecvență datorate comutației și transmise spre redresorul de rețea. Pentru culegerea semnalului de reacție de tensiune, este prevăzut divizorul rezistiv R_1 , R_2 . Divizorul rezistiv format din R_3 , R_5 , culege un semnal proporțional cu $|\sin \omega t|$, pentru construirea referinței sinusoidale. Semnalul de reacție de curent este cules cu un șunt rezistiv, R_7 , conectat în serie cu tranzistorul de putere.

Circuitul integrat MC 34262 are în componență următoarele blocuri principale:

a). Amplificatorul de eroare, (pini 1,2), cu acces la intrarea inversoare (pin 1), intrarea neinversoare fiind polarizată intern la +2,5V. Amplificatorul de eroare asigură compararea tensiunii de ieșire din circuitul PFC cu tensiunea de referință, furnizând un semnal de eroare, care se aplică multiplicatorului. Lățimea benzii amplificatorului de eroare este setată sub 20Hz, astfel încât tensiunea de ieșire a amplificatorului este practic constantă pe durata unei semiperioade a tensiunii rețelei. În fapt, amplificatorul de eroare monitorizează tensiunea medie de ieșire din circuitul PFC (tensiunea continuă U_0), pe durata câtorva perioade ale tensiunii rețelei.

b). Comparatorul de supratensiune, monitorizează tensiunea maximă (de vârf) de la ieșirea circuitului PFC, iar atunci când ripplul acesteia $\Delta U_0 > 0,16U_0$, se comandă blocarea comutatorului de putere (Q). Astfel de situații pot surveni fie pe durata pornirii (conectării inițiale), fie la variații bruște ale sarcinii.

c). Multiplicatorul într-un singur cadran, cu 2 intrări, este elementul critic, care permite dispozitivului să controleze factorul de putere și forma de undă a curentului de rețea. La pinul 3 se aplică un semnal sinusoidal redresat, în fază cu tensiunea rețelei, care este multiplicat cu semnalul de ieșire al amplificatorului de eroare de tensiune. Ieșirea multiplicatorului controlează pragul comparatorului senzorului de curent, corelat cu excursia semnalului tensiunii sinusoidale redresate, de la zero la valoarea maximă.

d). Detectorul de curent zero (pin 5, cu intrarea protejată atât la prag superior cât și inferior) inițiază reintrarea în conducție a tranzistorului de putere Q, numai în momentul în care curentul prin bobina L devine zero. Astfel, circuitul MC 34262 funcționează ca un controler PWM de tip "Current Mode Control", în mod de conducție continuă critică, [77,78]. Acest mod de conducție prezintă două avantaje importante:

- (re)intrarea în conducție a tranzistorului Q are loc la curent zero ($i_L = 0$), ceea ce facilitează revenirea diodei de boost, D, astfel încât timpul de revenire (t_r) nu este critic la alegerea acesteia, permițând utilizarea unei diode mai ieftine;

- lipsa timpilor morți dintre ciclurile de comutație determină un curent de rețea neîntrerupt, astfel încât valoarea maximă a curentului prin tranzistorul Q (I_{qm}) este limitată la dublul amplitudinii curentului de rețea.

e). Comparatorul senzorului de curent și circuitul basculant bistabil de tip RS, care prin configurația dată, asigură comanda driver-ului tranzistorului de putere Q. Comparatorul senzorului de curent compară semnalul referință sinusoidală furnizat de multiplicator cu cel furnizat de bucla de reacție de curent (curentul prin tranzistor pe durata unui ciclu de comutație, intrare la pin 4). Semnalul de eroare se aplică CBB-RS, care dă semnal de comandă de conducție în poarta tranzistorului Q, prin intermediul driver-ului.

f). Etajul de comandă al tranzistorului de putere (driver, ieșire la pin 7) asigură semnalul de comandă compatibil cu tranzistoarele cu poartă izolată (MOSFET, IGBT). Valorile caracteristice ale semnalului sunt: $I_G = 500 \text{ mA}$, $t_{rise} = t_{fall} = 50 \text{ ns/1nF}$.

Pe lângă aceste blocuri, circuitul integrat mai conține un circuit de supraveghere ("watchdog timer"), pentru automatizarea pornirii (repornirii) convertorului PFC, respectiv circuite de blocare la tensiune minimă ("undervoltage lockout") și de pornire rapidă ("quick start"- pin 2).

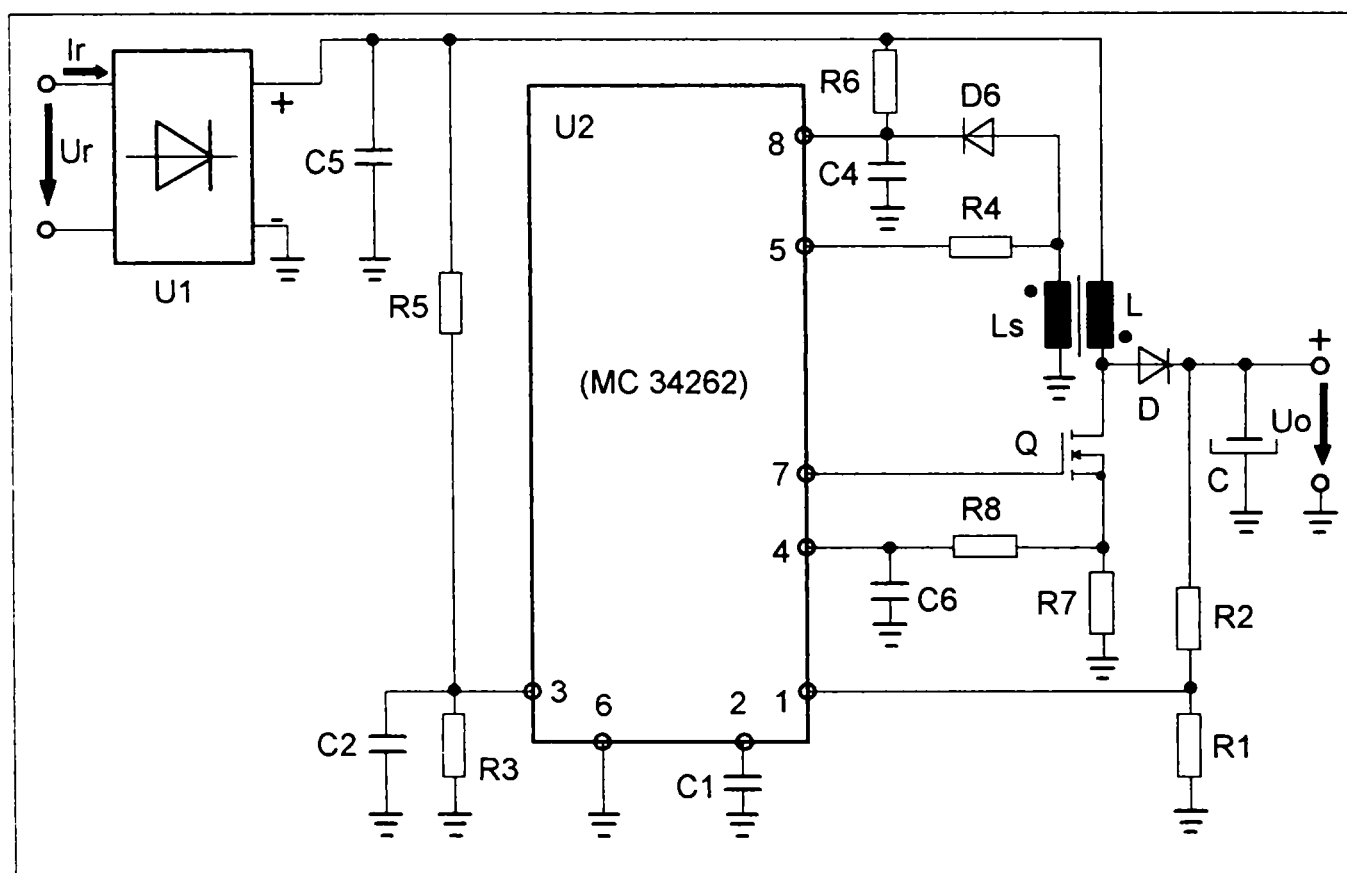


Fig. 6.12. Schema electrică a circuitului PFC realizat.

6.4.2. Procedura de dimensionare a modelului experimental al circuitului PFC

Procedura practică de dimensionare comportă procesarea următoarelor date:

Date de intrare

- tensiunea de ieșire în curent continuu: U_o ;
- riplul tensiunii de ieșire (valoare vârf-la-vârf): ΔU_o ;
- curentul continuu de ieșire: I_o ;
- tensiunea nominală a rețelei de alimentare (valoare efectivă): U_n ;
- tensiunea minimă a rețelei de alimentare: $U_{r,min}$;

Relațiile de calcul ale principalelor elemente ale circuitului PFC sunt prezentate sintetic în tabelul 6.8, [89,168,169].

Tabelul 6.8

Mărimă	Relația de calcul	Observații
Puterea necesară la ieșirea convertorului PFC	$P_0 = U_0 \cdot I_0$	
Curentul maxim prin bobină	$I_{Lm} = \frac{2\sqrt{2}P_0}{\eta \cdot U_{r,\min}}$	Se calculează la valoarea minimă a tensiunii rețelei. Se admite pentru redresor $\eta=0,92$
Inductivitatea	$L = \frac{\eta \cdot (U_0 \sqrt{2} - U_{r,\min}) \cdot U_{r,\min}^2}{\sqrt{2}f_c \cdot U_0 \cdot P_0}$	Perioada de comutație, $T_c=40 \mu s$, pentru $U_r=85-265V$, și $T_c=25 \mu s$, pentru $U_r=92-138V$, sau $U_r=184-276V$.
Timpul t_{ON}	$t_{ON} = \frac{2L \cdot P_0}{\eta \cdot U_{r,\min}^2}$	Teoretic, este constant; practic, tinde să crească la trecerea prin zero a tensiunii rețelei, datorită încărcării condensatorului C_s .
Timpul t_{OFF}	$t_{OFF} = \frac{t_{ON}}{\frac{U_0}{\sqrt{2}U_{r,\min}} \sin \theta - 1}$	θ reprezintă unghiul de fază al tensiunii rețelei.
Frecvența de comutație	$f_c = \frac{1}{t_{ON} + t_{OFF}}$	
Rezistența circuitului senzorului de curent	$R_7 = U_{CS} / I_{Lm}$	Se ia $U_{CS}=1V$, pentru intrare universală, și $U_{CS}=0,5V$, pentru intrare fixată.
Tensiunea de intrare în multiplicator	$U_M = \frac{\sqrt{2}U_r}{R_5 R_3 + 1}$	Se setează $U_M=3V$, corespunzător amplitudinii maxime a tensiunii rețelei.
Tensiunea de ieșire din convertorului PFC	$U_0 = U_{ref} \cdot (R_2/R_1 + 1) - I_{IB} \cdot R_1$	Curentul de intrare la pinul 2: $I_{IB} \approx 0,1 \mu A$ Tensiunea de referință $U_{ref} = 2,5V$.
Ripul tensiunii de ieșire	$\Delta U_0 = I_0 \sqrt{\frac{1}{(2\pi \cdot f \cdot C)^2} + r_{ES}^2}$	$\Delta U_0 / U_0 < 0,16$, pentru a se evita declanșarea comparatorului de supratensiune. Termenul r_{ES} , reprezintă rezistența echivalentă serie a condensatorului de filtrare (C).
Lățimea benzii amplificatorului de eroare	$BW = \frac{gm}{2\pi \cdot C_1}$	Lățimea de bandă e uzual de 20Hz. Dacă se lucrează la tensiuni mari de rețea, valoarea lui C_1 trebuie mărită. Transconductanța are valoarea tipică $gm=100 \mu mho$, [6.14].

Pe baza procedurii de calcul prezentate, s-au calculat valorile parametrilor modelului experimental de circuit PFC. Acestea sunt date în tabelul 6.9. Specificația completă a componentelor electronice din cadrul circuitului PFC din fig. 6.12, este dată în tabelul 6.10. Modelul experimental a fost realizat cu componente disponibile în cadrul laboratorului de Echipamente pentru Electrotehnologii al Facultății de Electrotehnică din Timișoara.

Tabelul 6.9

Parametru	Valoare	Parametru	Valoare
Tensiune rețea U_r [V]	50...100	Timp t_{OFF} (min./max.) [μ s]	0,062/18,91
Tensiune U_0 [V]	150	Frecvența de comutație f_c (min./max.) [kHz]	24,928/47,019
Curent de ieșire nominal I_0 [A]	2	Rezistența șuntului R_7 [Ω]	0,0542
Putere de ieșire nominală P_0 [W]	300	Divizorul rezistiv R_5/R_3 [k Ω]	553,68/12
Curent maxim prin bobină I_{im} [A]	18,446	Divizorul rezistiv R_2/R_1 [k Ω]	590/10
Inductivitate L [μ H]	81,288	Riplitul tensiunii de ieșire ΔU_0 [V]	18,24 (<16%)
Timp t_{ON} [μ s]	21,205	Lățimea benzii BW [Hz]	23,405

Tabelul 6.10

Simbol	Denumirea	Caracteristici tehnice	Simbol	Denumirea	Caracteristici tehnice
U1	Punte redresoare monofazată	20PM4 20A/400V	R7	Rezistor	0,05 Ω
U2	Circuit integrat PFC	MC 34262	C	Condensator	440 μ F
Q	Tranzistor MOSFET	IRF 640 200V/18A	C1	Condensator	0,68 μ F
D	Diodă rapidă	HFA 15PB60 600V/15A	C2	Condensator	0,01 μ F
R1	Rezistor	10k Ω	C4	Condensator	100 μ F
R2	Rezistor	590k Ω	C5	Condensator	2 μ F
R3	Rezistor	12k Ω	C6	Condensator	1nF
R4	Rezistor	22k Ω	D6	Diodă redresoare	1N4934
R5	Rezistor	550k Ω	L	Bobină	81 μ H; miez 2xE55; N=35spire
R6	Rezistor	100k Ω	L_s	Înfășurare suplimentară	$N_s=5$ spire, pe bobina L

6.4.3. Măsurări experimentale

Modelul experimental de circuit PFC a fost supus unor măsurări experimentale, pentru determinarea performanțelor sale. Circuitul a fost alimentat printr-un autotransformator monofazat (ATR-16), la ieșirea de curent continuu având conectat un reostat de sarcină. Formele de undă de interes au fost achiziționate cu un osciloscop digital cu două canale, memorie și interfață, tip HAMEG HM 305-2, iar parametrii electroenergetici, inclusiv cei aferenți regimului deformant, au fost achiziționați cu un analizor de putere tip LEM NORMA D 4010S. S-a urmărit comportarea circuitului PFC la diferiți curenți de sarcină. De asemenea, în scopuri de comparație, s-a testat și redresorul monofazat fără circuit PFC. Rezultatele complete ale măsurărilor sunt date în ANEXA 6.1.

Formele de undă aferente tensiunii și curentului de rețea, pentru două valori ale curentului de sarcină, sunt date în fig. 6.13. Se observă forma sinusoidală a curentului de rețea, care este în fază cu tensiunea rețelei. Tensiunea rețelei este parazitată de armonicile de înaltă frecvență datorate comutației tranzistorului de putere. Formele de undă ale semnalului furnizat de înfășurarea suplimentară L_s (i_{L_s}), detectorului de trecere prin zero a curentului prin bobina L, împreună cu ale tensiunii drenă-sursă (u_{DS}) a tranzistorului de putere sunt prezentate în fig. 6.14, a. În fig. 6.14, b, sunt prezentate oscilogramele tensiunii de comandă ale tranzistorului de putere (u_{GS}), împreună cu ale riplitului curentului prin bobină (Δi_L).

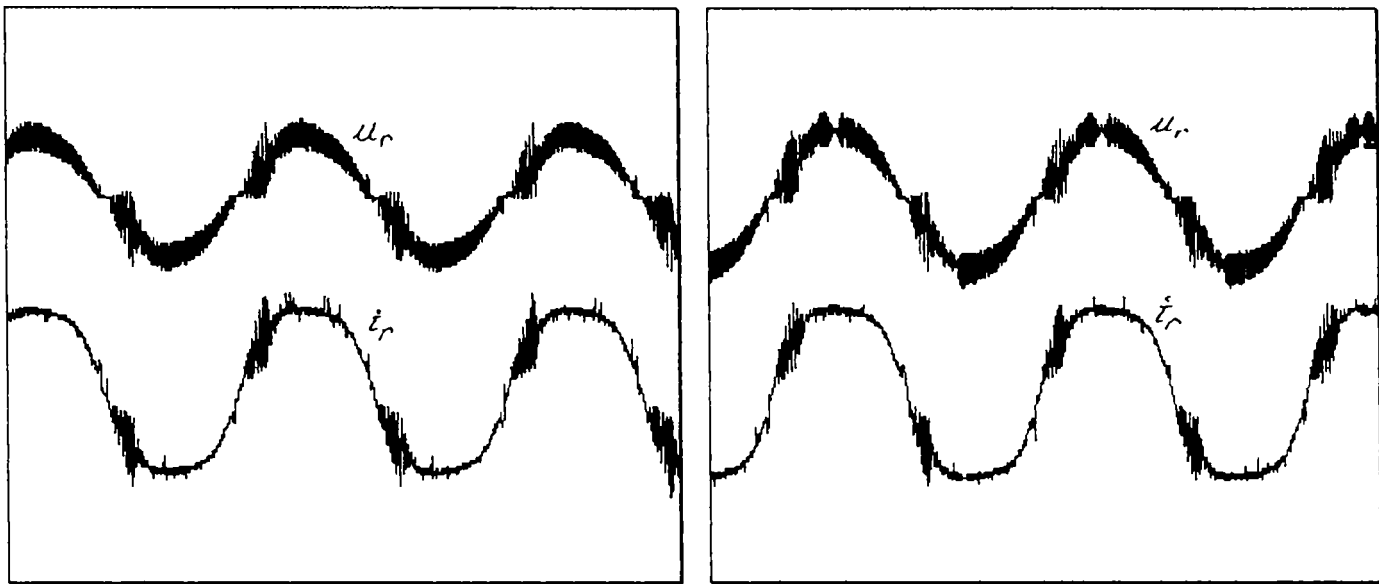


Fig. 6.13. Formele de undă ale tensiunii și curentului de rețea: a). curent $I_0=1,5A$; b) $I_0 =2A$.
(100v/div.; 2A/div; 5ms/div.)

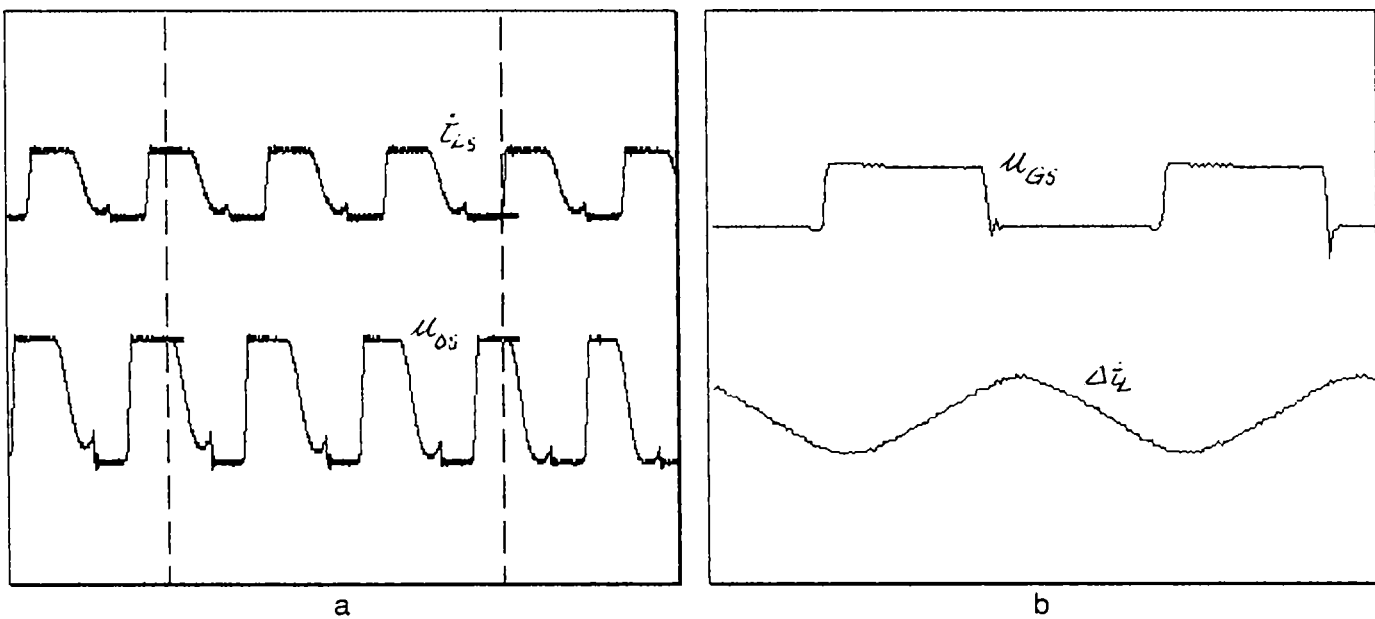


Fig. 6.14. Forme de undă: a) semnalul de urmărire al trecerilor prin zero (i_{Ls}) și tensiunea pe tranzistorul de putere (u_{DS}); b) tensiunea de comandă a tranzistorului (u_{GS}), ripple curentului prin bobină (Δi_L).

Spectrogramele armonicilor raportate la fundamentală, ale curentului de rețea și ale puterii active de la intrare, sunt prezentate în fig. 6.15.

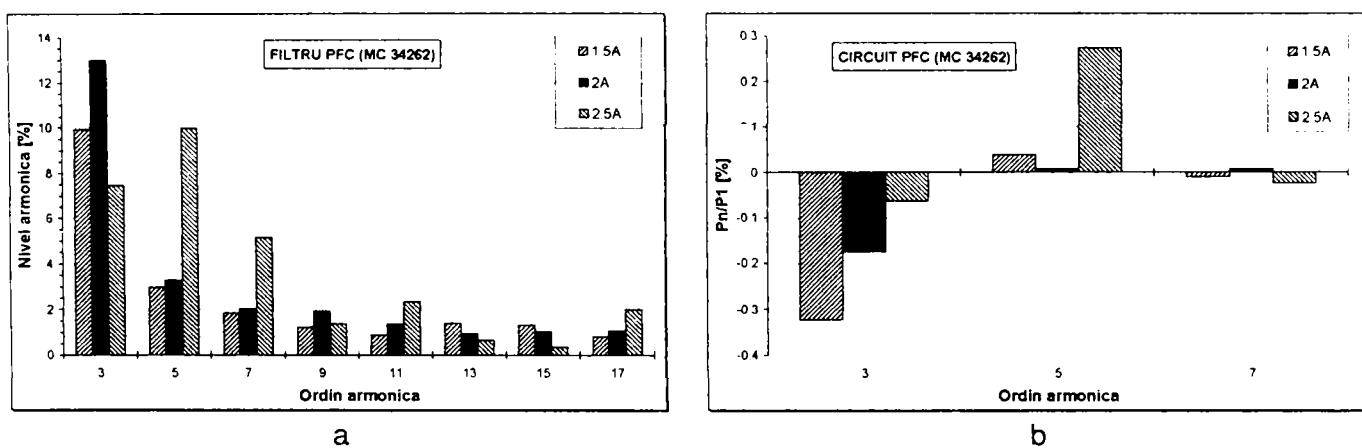


Fig. 6.15. Spectrogramele armonicilor raportate: a) curent de rețea; b) putere activă.

Din spectrograma din fig. 6.15,a, se observă că nivelul maxim al armonicilor de curent este sub 15% (armonica de ordin 3) și scade cu creșterea ordinului acestora. Sunt reprezentate doar armonicile impare, deoarece nivelul maxim măsurat al armonicilor pare este sub 3% (armonica de ordinul 2).

Conform spectrogramei armonicilor puterii active, nivelul armonicilor 3, 5 este sub 0,5% din puterea activă absorbită pe fundamentală. Puterea armonică de ordinul 3 apare cu semnul minus, deci este injectată în rețea, pe când armonica de ordinul 5 apare cu semnul plus, ea fiind absorbită de receptor. Absorbția armonicii de ordin 5 a puterii active se explică prin existența în unda tensiunii rețelei a armonicii de ordin 5 (circa 4V, valoare efectivă). Armonicile puterii active de ordin superior sunt neglijabile.

S-a efectuat o măsurare și la un curent de sarcină mai mare decât cel pentru care a fost dimensionat circuitul PFC (2,5A), anume pentru a se studia comportamentul acestuia la o suprasarcină. Se observă, din fig. 6.15, că în acest caz crește nivelul armonicilor 3;5 de curent, precum și cel al puterii active armonică de ordinul 5. Totodată, se constată o variație atipică a spectrului armonicilor de curent, care în primele două cazuri prezintă o descreștere cvasi-exponențială a nivelului cu creșterea ordinului armonicii. De asemenea, în acest caz, circuitul PFC nu mai este capabil să mențină tensiunea de ieșire în apropierea valorii de 150V, tensiunea pe sarcină scăzând la 103V.

În fig. 6.16 se prezintă spectrogramele, determinate experimental, ale curentului de rețea și puterii active la rețea, în cazul redresorului monofazat fără circuitul PFC.

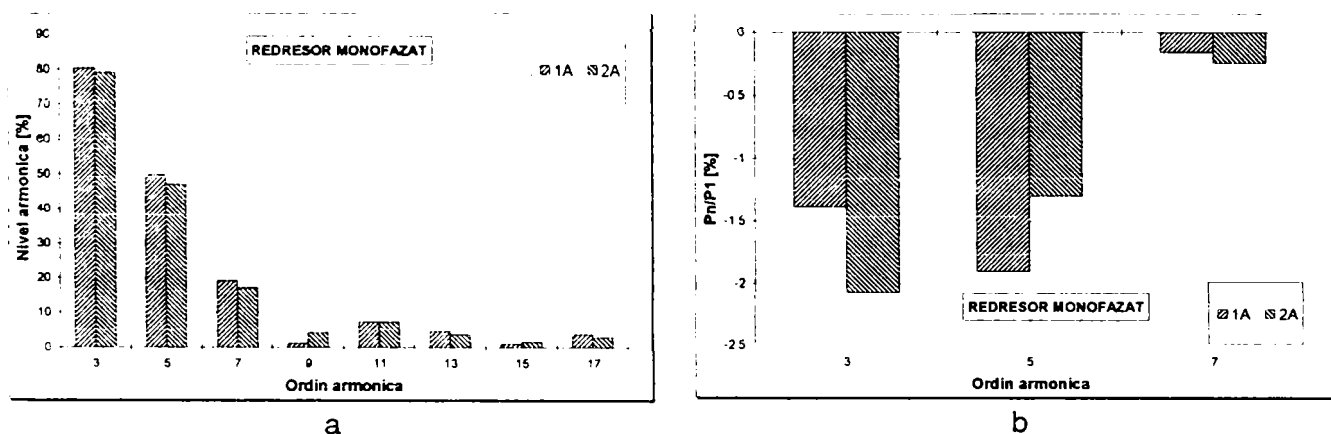


Fig. 6.16. Spectre de armonici determinate la redresorul monofazat necomandat: a) curent de rețea; b) putere activă.

Comparând spectrogramele din fig. 6.15 cu cele din fig. 6.16, se remarcă reducerea drastică a nivelului armonicilor de curent. Astfel, la același curent și tensiune de sarcină (2A/146V), armonica 3-a, scade de la circa 80% la 13%, armonica 5-a, de la circa 47% scade la 3,2%, etc. De asemenea scade și nivelul armonicilor puterii active: armonica 3-a de la 2,1%, la 0,17%, iar armonica 5-a, de la 1,9% la 0,01%. Armonicile de putere activă apar cu semn, pozitiv sau negativ, după cum sunt absorbite sau injectate în rețea de către receptorul neliniar.

Tabelul 6.11 prezintă principalii parametri determinați prin măsurări cu redresorul monofazat simplu, respectiv cu redresorul cu circuit PFC.

Tabelul 6.11

Circuit testat	I_0 [A]/ U_0 [V]	k_{di} [%]	k_{du} [%]	Factor de putere k	Pierderi de putere în circuit, [W]	Randament circuit
Redresor monofazat	1/146	69,53	6,81	0,6915	2,07	0,98
	2/146	69,54	6,93	0,6954	22,15	0,93
Redresor cu circuit PFC	1,5/146	13,37	20,08	0,9576	12,35	0,89
	2/147	17,29	20,13	0,9574	6,53	93,86
	2,5/103	13,99	22,32	0,9566	9,61	0,91

Din tabelul 6.10 se remarcă valoarea mult diminuată a coeficientului de distorsiune al curentului (k_{di}). Totodată, se remarcă creșterea valorii coeficientului de distorsiune al tensiunii (k_{du}), datorită comutației la înaltă frecvență a tranzistorului de putere. Nivelul perturbațiilor de înaltă frecvență din unda tensiunii poate fi redus prin intercalarea, între redresorul de intrare și rețea, a unui filtru de reducere a interferenței electromagnetice (filtru EMI). De asemenea, într-o anumită măsură, aceste perturbații pot fi reduse și prin ajustarea corespunzătoare a valorii capacității C_5 , din schema dată în fig.6.12, [77,78].

Factorul de putere are o valoare ridicată, practic constantă în raport cu variația sarcinii. Valorile sunt de peste 0,9, în comparație cu valorile de 0,69, de la redresorul monofazat necomandat. Pierderile și randamentul prezentate s-au obținut prin diferența puterilor la intrare-ieșire, ele incluzând și pierderile în redresorul de intrare. Randamentul se situează în jurul valorii de 0,9, cu puțin mai mic decât al redresorului simplu.

În tabelul 6.11, se compară valorile efective ale armonicilor impare de curent cu valorile maxim admisibile de norma IEC 1000-3-2, clasa D. Se remarcă faptul că valorile măsurate ale armonicilor de curent sunt mult mai mici decât limitele admise.

Tabelul 6.11

n	$I_{r,n}$ [A]						
	3	5	7	9	11	13	15
IEC 1000-3-2	2,3	1,14	0,77	0,4	0,33	0,21	0,21
$I_0=1,5A$	0,430	0,129	0,079	0,054	0,039	0,061	0,057
$I_0=2A$	0,604	0,152	0,093	0,089	0,064	0,043	0,048
$I_0=2,5A$	0,357	0,478	0,246	0,066	0,112	0,031	0,017

În concluzie, circuitele de corectare a factorului de putere prin configurarea activă a formei de undă a curentului de rețea constituie soluția cea mai adecvată pentru interfațarea cu rețeaua electrică de alimentare a surselor cu invertor de înaltă frecvență destinate sudării cu arc electric.

7. CONCLUZII. CONTRIBUȚIILE PRINCIPALE ALE LUCRĂRII

7.1. Concluzii

Subansamblul esențial din componența unei instalații pentru sudare cu arc electric îl constituie sursa de putere. Rolul principal al sursei de putere este de a furniza controlat puterea electrică necesară amorsării și menținerii arcului electric de sudare, corespunzător unui anumit procedeu și unei anumite selecții a valorilor parametrilor de lucru. Performanțele relative la controlul parametrilor de ieșire ai sursei (tensiune, curent, viteză de variație a curentului, etc.), sunt decisive în controlul proceselor care concură la realizarea sudurii: arderea arcului și conversia energiei, topirea componentelor, transferul energiei și metalului topit, comportarea băii metalice topite. Un control mai bun al proceselor de sudare se traduce în parametri calitativi superiori ai sudurii.

Pe lângă cerințele esențiale privind controlul parametrilor electrici de ieșire, sursa de putere trebuie să răspundă și unor cerințe privind disponibilitatea de utilizare - în raport cu procedeele de sudare și cu condițiile de teren, flexibilitate în selecția valorilor parametrilor, gabarit și masă netă reduse.

Sursele de putere, din punct de vedere al modului de control al parametrilor electrici de ieșire, se pot grupa în surse cu control electromagnetic (convertizoare rotative, transformatoare, redresoare cu amplificator magnetic), respectiv surse cu control electronic (redresoare pentru sudare comandate indirect: cu variator de tensiune alternativă în primarul transformatorului de rețea, cu regulator de curent serie tranzistorizat în circuitul de sudare, cu chopper, cu inverter).

Evoluția surselor de putere pentru sudare cu arc electric, înregistrată în ultimele două decenii, este strâns legată de progresele electronicii de putere. Aceste progrese au făcut posibilă dezvoltarea surselor cu control electronic, care permit implementarea unor bucle de reglare a curentului/tensiunii la ieșire, determinând astfel lărgirea ariei de aplicație a unui echipament la mai multe procedee de sudare (surse cu destinație multiplă). Totodată, controlul electronic permitea și controlul formei de undă a curentului de sudare, ceea ce a dus la extinderea posibilităților tehnologice ale sudării, prin dezvoltarea unor moduri noi de transfer și tehnici de lucru (modul de transfer prin curent pulsant, transferul sinergic, tehnicile *AVC*, *ALC*, *DOC*, *Arc Force Control*, etc).

În acest context, al unor opțiuni tot mai diverse și cu un grad tot mai ridicat de tehnicitate, apariția la finele deceniului 1970, a primelor surse de putere cu inverter, a marcat un moment important. Dacă în cazul redresoarelor de sudare comandate indirect, un prim pas s-a făcut prin trecerea de la controlul liniar al puterii de ieșire la controlul bazat pe comutație la înaltă frecvență (redresoarele cu chopper), pasul cu adevărat "revoluționar" s-a făcut prin plasarea blocului de comutație la înaltă frecvență în circuitul primar al transformatorului, ceea ce a favorizat reducerea considerabilă a dimensiunilor de gabarit și a masei nete ale transformatorului și bobinei de netezire a curentului de ieșire, cu implicații majore asupra gabaritului și masei nete ale sursei de putere în ansamblu. Premizele perfecționării acestui tip de sursă rezidă, pe de o parte, în performanțele dispozitivelor semiconductoare de putere (tranzistoare MOSFET de putere, sau IGBT, diode ultrarapide de putere) și de comandă (circuite integrate specializate pentru comanda tranzistoarelor, inclusiv cu tehnici PWM implementate), respectiv - pe de altă parte - în dezvoltarea conceptelor și tehnicilor de procesare la înaltă frecvență a puterii, în cadrul convertoarelor statice în comutație sau rezonante. Performanțele sursei de putere cu inverter sunt: performanțe de proces, de utilizare, de operare și de manevrabilitate. Esențiale sunt performanțele dinamice de proces, care sunt puternic dependente de viteza de control a parametrilor de ieșire. Performanțele de utilizare se referă la versatilitatea surselor cu inverter, cele de operare-manevrabilitate, la facilitatea selecției și setării parametrilor,

respectiv a transportului, instalării și manipulării în locuri de muncă cu accesibilitate dificilă. Tot acest ansamblu de performanțe definesc sursa cu inverter drept o nouă generație de surse de putere pentru sudare cu arc electric.

Sursele cu inverter constituie materializarea a diferite topologii de conversoare statice de putere cu funcționare la înaltă frecvență, din familia celor cu izolare galvanică: forward cu două tranzistoare, semipunte, și punte. O caracteristică comună tuturor redresoarelor pentru sudare, inclusiv surselor cu inverter, este prezența transformatorului de adaptare și de izolare galvanică a circuitului de sarcină. Astfel, în cadrul unei surse cu inverter, transformatorul reprezintă o componentă de bază atât sub aspectul gabaritului și masei, cât și al pierderilor de putere, respectiv al funcționării ansamblului convertorului.

Tehnologia componentelor magnetice, în special a transformatoarelor la înaltă frecvență, a cunoscut în ultimii ani o continuă dezvoltare. Au apărut tipuri constructive noi de transformatoare: transformatorul cu miezuri toroidale și înfășurări coaxiale și transformatorul planar. Comparativ cu transformatorul în manta, variantele nou apărute prezintă o serie de avantaje. Astfel, transformatorul cu înfășurări coaxiale permite puteri procesate mai mari și un control deosebit de riguros al inductivității de dispersie. Transformatorul planar reprezintă însă soluția cea mai avantajoasă, atât din punct de vedere al gabaritului, cât și al densității masice de putere procesată, al pierderilor și al dispersiei.

Toate progresele înregistrate în tehnologia transformatoarelor de înaltă frecvență au fost posibile ca urmare a numeroase eforturi de studiu al comportamentului la înaltă frecvență al materialelor feromagnetice și al transformatoarelor. Analiza acestora s-a efectuat, de cele mai multe ori, pe baza unor modele dezvoltate pentru componentele în cauză. Un model deosebit de atractiv pentru studiu, de transformator la înaltă frecvență, este modelul cuadripolar liniar. Acest model permite descrierea, prin elemente concentrate de circuit, a fenomenelor care se produc în transformator la înaltă frecvență: cuplaje capacitive parazite, pierderi suplimentare prin curenți turbionari, fenomene de rezonanță magnetică în ferite. Modelul se dovedește util în simularea comportamentului conversoarelor statice de putere. Astfel, în cazul unui convertor cu circuit rezonant serie-paralel de ordinul trei, se poate studia comportamentul rezonant al circuitului, cuplat cu modelul cuadripolar liniar al transformatorului, pentru a se evidenția influența valorii parametrilor reactivi ai transformatorului asupra funcționării convertorului rezonant. Din analiza efectuată se concluzionează că pentru un convertor rezonant serie-paralel destinat sudării cu arc electric, frecvența de rezonanță în regim de gol și la sarcină redusă a convertorului, este afectată numai de inductivitatea de magnetizare (gol) a transformatorului; în regim de scurtcircuit, respectiv la sarcină nominală, frecvențele de rezonanță sunt afectate atât de inductivitatea de dispersie (scurtcircuit), cât și de cea de magnetizare. Totodată, analiza a relevat faptul că în domeniul uzual al frecvențelor de lucru ($50...150\text{kHz}$), capacitățile parazite asociate modelului de transformator la înaltă frecvență nu influențează comportamentul rezonant al circuitului. De altfel, după cum s-a determinat experimental, capacitățile parazite ale transformatorului de putere la înaltă frecvență au, în general, valori relativ mici (ordinul pF), ceea ce implică rezonanțe la frecvențe peste 200kHz . Prin urmare, circuitul rezonant din componența unui convertor rezonant, trebuie dimensionat prin considerarea și a parametrilor reactivi ai transformatorului, cel puțin a inductivităților de magnetizare și de dispersie.

Un aspect important, legat de utilizarea surselor cu inverter pentru sudare cu arc electric, îl reprezintă modul în care aceste receptoare electrice interacționează cu rețeaua electrică de alimentare. Datorită prezenței în structura sa a redresorului de rețea de tip necomandat și a filtrului capacitiv, sursa cu inverter se înscrie în categoria receptoarelor deformante, de tip ID , cu mutatoare (electronică de putere). Acest tip de receptoare distorsionează forma de undă a curentului absorbit de la rețea, în raport cu forma de undă sinusoidală. Analiza armonică a curentului de rețea, absorbit de o sursă monofazată cu inverter, relevă prezența armonicilor impare de curent într-o proporție coconsiderabilă.

Valorile coeficientului de distorsiune al curentului (reziduu deformant supra valoare efectivă a curentului total), este, în sudare de 65...80%. Nivelul armonicilor pare este mult mai mic (sub 3% din fundamentala curentului). Nivelul armonicilor de curent variază în funcție de încărcarea sursei: cu cât curentul de lucru este mai mare, cu atât nivelul armonicilor impare, cu ordin până la $n=14$, este mai mic.

Efectele regimului deformant se pot examina și din spectrograma armonicilor puterii active. În general, puterile active armonică de ordin 3, 7,9 sunt negative, fiind deci injectate în rețea, pe când puterea activă armonică de ordinul 5, apare cu alternanțe de semn (posibil, datorită prezenței, în unda tensiunii rețelei, a armoniciei de tensiune de ordinul 5).

Încărcarea sursei cu inverter cu o rezistență de probă, la sarcină statică echivalentă sudării, nu relevă modificări consistente în nivelul armonicilor de curent și al valorilor celorlalți indicatori ai regimului deformant, față de cazul sudării. Aceasta se poate explica prin faptul că sursa debitând la ieșire un curent continuu, cu pulsații de înaltă frecvență, caracterul neliniar al arcului de sudare nu se manifestă în domeniul frecvențelor relativ joase, supus investigării regimului deformant (50...1250Hz, respectiv armonicile 1...25).

Pe baza comparației datelor experimentale referitoare la nivelul armonicilor de curent, la diferite nivele de încărcare ale sursei cu inverter, cu cele rezultate prin simulare pentru un redresor monofazat tip punte necomandată, cu filtru capacitiv și sarcină rezistivă, rezultă că regimul deformant produs este aproximativ același pentru ambele receptoare (sursă cu inverter, respectiv redresor necomandat).

Prin prelucrarea rezultatelor privind nivelurile armonicilor de curent, cu ajutorul unor funcții de aproximare a curbelor, s-au dedus expresii analitice care descriu variația nivelului armonicilor impare produse, în funcție de încărcare, cu suficientă aproximație până la ordinul 13. Plecând de la relația analitică dedusă, se poate concluziona că sursa monofazată cu inverter pentru sudare studiată se încadrează în grupa receptoarelor deformante de tip ID , de ordinul doi.

Investigarea experimentală a eficacității filtrelor pasive în reducerea regimului deformant (armonicilor de curent) produs de o sursă monofazată cu inverter pentru sudare cu arc electric, duce la concluzia generală că aceste filtre nu oferă rezultate satisfăcătoare. Astfel, cu filtrul inductiv serie (tip "L") nu se reușește reducerea tuturor armonicilor impare cu ordinul mai mic de 25, sub valorile admise de standardul european EN 6100-3-2 (IEC 1000-3-2). În plus, la valori mai mari ale inductivității (peste 15mH), se produce și o declasare a caracteristicilor externe ale sursei (scade puterea debitată la ieșire).

Filtrul absorbant (tip "LC"), acordat pe armonica de ordin 3, este total nesatisfăcător, deoarece, pe lângă faptul că nu se reușește reducerea armonicilor de curent, acesta determină și creșterea valorii efective a fundamentalei curentului absorbit de la rețea.

Filtrul refulant (tip "RLC"), acordat pe armonica de ordin 3, asigură o atenuare corespunzătoare (la valori încadrabile în limitele standardului EN 6100-3-2) a armoniciei de ordin 3, și într-o mai mică măsură, a armoniciei de ordin 5, însă nu se reușește reducerea armonicilor de ordin mai mare. Totodată, filtrul RLC determină declasarea caracteristicilor externe ale sursei, pe măsura creșterii impedanței caracteristice (a inductivității) filtrului.

Filtrul "trece-jos" (tip "LCL") realizează o reducere corespunzătoare a armonicilor de curent cu ordin " $n \geq 7$ ", însă nu reușește reducerea la valori admise, a armonicilor de ordin 3 și 5. De asemenea, filtrul LCL produce o creștere a tensiunii de alimentare a sursei, atunci când aceasta este în regim de gol, supratensiune care poate duce la defectarea sursei de putere. Pe lângă aspectele prezentate, filtrele pasive sunt tributare și gabaritului și masei, precum și pierderilor de putere activă (până la 10% din puterea nominală a sursei).

Deoarece utilizarea filtrelor pasive nu reprezintă o soluție tehnică adecvată, devine necesară investigarea aplicabilității filtrelor active, corectoare de factor de putere (circuite PFC) la sursele cu inverter pentru sudare. Acest tip de filtre active sunt realizate pe principiul convertorului ridicător ("boost") și se intercalează în cadrul unui convertor static de putere, între redresorul de rețea și filtrul capacitiv din circuitul de curent continuu. Tehnicile de comandă utilizate curent la circuitele PFC sunt: comanda prin controlul valorii medii a

curentului, comanda prin controlul histereric, respectiv comanda prin controlul anvelopei (înfășurătoarei) curentului de rețea. Analizând caracteristicile celor trei tehnici de comandă, rezultă că soluția cea mai potrivită pentru sursa de putere cu invertor o reprezintă circuitul PFC cu funcționarea bazată pe controlul valorii medii a curentului de rețea. Principalele argumente sunt frecvența fixă de comutație și valoarea mai mică (decât în cazul celorlalte două variante) a curentului maxim prin tranzistorul de putere (comutator).

7.2. Contribuțiile principale ale lucrării

Lucrarea abordează, pentru prima dată în literatura românească de specialitate, o cercetare teoretică cu validare experimentală, privind sursele cu invertor pentru sudare cu arc electric, care reprezintă pe plan mondial noua generație performantă de echipamente pentru sudare.

Lucrarea se bazează pe următoarele contribuții principale privind comportamentul surselor cu invertor, respectiv al convertoarelor statice de putere din structura surselor cu invertor pentru sudare:

- a) prezentarea într-o manieră sintetică originală a progreselor înregistrate în realizarea surselor de putere pentru sudare cu arc electric;
- b) analiza formelor de undă, determinate experimental, ale principalelor blocuri funcționale din componența unei surse cu invertor;
- c) prezentarea sintetică și unitară a mărimilor și indicatorilor caracteristici regimului deformant în rețele electrice monofazate, a normelor, precum și a soluțiilor tehnice de reducere a armonicilor de curent;
- d) determinarea experimentală a parametrilor electroenergetici la intrarea și ieșirea unei surse de putere cu invertor, a caracteristicilor statice externe, precum și a curbelor de variație ale randamentului și factorului de putere;
- e) investigarea experimentală complexă, utilizând o aparatură performantă, a regimului electroenergetic deformant produs de o sursă monofazată cu invertor pentru sudare, la interfața cu rețeaua electrică de alimentare, în toate modurile posibile de funcționare: gol, scurtcircuit, sudare;
- f) analiza regimului deformant produs de sursă în sudare și la încărcarea cu o rezistență de probă de sarcină echivalentă sudării, la diferite niveluri de încărcare ale sursei, în scopul unei evaluări comparative a regimului deformant;
- g) evaluarea sursei cu invertor ca receptor deformant de ordinul doi, prin prelucrarea matematică a diagramelor de variație a spectrelor armonicilor impare ale curentului de rețea cu încărcarea;
- h) evaluarea, prin simulare și prin determinări experimentale, a acțiunii de reducere a regimului deformant de curent produs de sursa cu invertor, de către filtrele pasive: de tip inductiv serie, absorbant- acordat pe armonica de ordin 3, refulant- acordat pe armonica de ordin 3, "trece-jos";
- i) analiza, pe baza determinărilor experimentale, a eficacității filtrării la diferite niveluri de încărcare ale sursei cu invertor;
- j) analiza influenței valorilor caracteristice ale elementelor filtrelor pasive asupra performanțelor filtrului și ale sursei;
- k) evaluarea tehnicilor de comandă și a performanțelor circuitelor de filtre active corectoare de factor de putere în conjuncție cu aplicabilitatea lor la surse monofazate cu invertor pentru sudare cu arc electric;
- l) studiul, pe un model de laborator de circuit PFC, dimensionat și realizat practic prin eforturi proprii, a acțiunii de reducere a regimului deformant produs de un receptor electric neliniar, similar- sub raportul comportamentului, sursei cu invertor pentru sudare;
- m) analiza topologiilor de convertoare statice de putere în comutație la înaltă frecvență precum și a tehnicilor de comandă aferente, sub raportul aplicabilității lor la realizarea surselor cu invertor actuale;

n) evaluarea convertoarelor rezonante cu sarcina, ca soluții noi privind realizarea surselor cu invertor pentru sudare;

o) analiza circuitelor rezonante serie-paralel de ordinul 3 și 4;

p) analiza originală a circuitului rezonant serie-paralel de ordinul 3, cuplat cu diferite modele de transformator, pentru evidențierea influenței parametrilor schemei electrice echivalente a transformatorului asupra comportării circuitului rezonant;

q) validarea experimentală a rezultatelor analizei circuitului rezonant serie-paralel cuplat cu transformatorul, pe un model de laborator, realizat în concepție proprie, de convertor rezonant serie-paralel;

r) adoptarea, pentru studiul transformatorului la înaltă frecvență, a unui model cuadripolar liniar, dezvoltat, simulat și validat experimental pe un prototip de laborator de transformator la înaltă frecvență, realizat în concepție proprie;

s) elaborarea unei metode coerente de determinare experimentală a parametrilor reactivi ai modelului cuadripolar liniar al transformatorului la înaltă frecvență;

t) prezentarea sintetică, unitară, a variantelor constructive actuale de transformatoare de înaltă frecvență, evidențiindu-se aspectele de performanță ale fiecărei variante.

BIBLIOGRAFIE

- [1] AMBATIAN, C., CHAO, C., *IGBTs Replace Power MOSFETs in SPMS*. PCIM Europe, No. 4, 1997, pp. 228-230.
- [2] ANDERSEN, K., COOK, G.E., BARNETT, R.J., STRAUSS, A.M., *Synchronous Weld Pool Oscillation for Monitoring and Control*. IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 33, No. 2, 1997, pp. 464-471.
- [3] ANDREYCAK, B., *Power Factor Correction using the UC 3852 Controlled on-Time Zero Current Switching Technique*. Application Note U-132, Unitrode Corporation, pp. 3/235-3/250.
- [4] ANDREYCAK, B., *Optimizing Performance in UC 3854 Power Factor Correction Applications*. Design Note, DN-39E, Unitrode Corporation, 11/94, pp. 1-5.
- [5] ANDREYCAK, B., *Phase-Shifted, Zero Voltage Transition Design Considerations and the UC 3875 PWM Controller*. Application Note, U-136A, Unitrode, 5/1997.
- [6] ANDREYCAK, B., *Zero Voltage Switching Resonant Power Conversion*. Application Note, U-138, Unitrode, 1997.
- [7] ANG, S.S., *Power Switching Converteres*. Marcel Dekker Inc., New-York, Basel, Hong Kong, 1995.
- [8] ARIE, A., NEGUȘ, C., GOLOVANOV, Carmen, GOLOVANOV, N., *Poluarea cu armonici a sistemelor electroenergetice funcționând în regim permanent simetric*. Ed. Academiei Române, Bucureșt, 1994.
- [9] BATARSEH, I., *Resonant Converter Topologies with Three and Four Storage Elements*. IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 9, No. 1, 1994, pp. 64-73.
- [10] BĂLĂ, C., ȚOGUI, L., COVRIG, M., *Bobine de reactanță pentru sisteme energetice*. Ed. Tehnică, București, 1982.
- [11] BENEĂ, Floarea, *Transferul de metal ca proces nestăționar din arcul electric de sudare*. SE-18-19/1991, OIDICM București.
- [12] BEZOLD, H., LAMPL, R., *Power Analysis with Distorted Wave Forms*. PCIM Europe Magazin, No. 5, 1997, pp. 270-274.
- [13] BHAT, A.K.S., *Fixed-Frequency PWM Series-Parallel Resonant Converter*. IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 28, No. 5, 1992, pp. 1002-1009.
- [14] BJORGVINSSON, J.B., COOK, G.E., ANDERSEN, K., *Microprocessor Based Arc Voltage Control for Gas Tungsten Arc Welding Using Gain Scheduling*. IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 29, No. 2, 1993, pp. 250-255.
- [15] BOBER, G., *IGBTs Beat MOSFETs*. PCIM Europe, No. 1, 1998, pp. 20-21.
- [16] LE BOURGEOIS, B., *Y-a-t-il encore des problemes electriques en soudage?* Souder, Vol. 17, No. 2, Mai, 1993, pp. 21-25.
- [17] BUTCHERS, D., KIRALY, L., *IGBT Replace MOSFETs at Lower Cost*. PCIM Europe, Vol.7, No. 2, March/April, 1995, pp. 62-63.
- [18] CHINDRIȘ, M., SUDRIA I ANDREU, A., *Poluarea armonică a rețelelor electrice industriale*. Ed. Mediamira, Cluj-Napoca, 1999.
- [19] CHO, J-G., SABATÉ, J.A., HUA, G., LEE, F.C.Y., *Zero-Voltage and Zero-Current-Switching Full Bridge PWM Converter for High-Power Applications*. IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 11, No. 4, 1996, pp. 622-628.
- [20] CHOY, N.C., LEE, S.W., JANG, K.H. *A New Control Method for SMPS*. PCIM Europe, No. 6, 1997, pp. 330-333.
- [21] CLEMENTE, S., DUBHASHI, A., PELLY, B., *IGBT Characteristics*. AN-983A, Control Integrated Circuits Designer's Manual. International Rectifier, 1996, pp. C21-C32.
- [22] CLEMENTE, S., *Application Characterization of IGBTs*. AN-990, Control Integrated Circuits Designer's Manual. International Rectifier, 1996, pp. C41-C58.

- [23] CLEMENTE, S., *Gate Drive Characteristics and Requirements for Power MOSFETs*. AN-937A. Control Integrated Circuits Designer's Manual. International Rectifier, 1996, pp. C1-C8.
- [24] COLLARD, J.F., *Adaptive Pulsed GMAW Control: The Digipulse System*. Welding Journal, Nov. 1988, pp. 35-38.
- [25] COOK, G.E., EASSA, H., *The Effect of High-Frequency Pulsing of a Welding Arc*. IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. IA-21, No. 5, 1985, pp. 1294-1299.
- [26] COUDERC, P., *Une révolution électronique dans le matériel de soudage*. Souder, Vol. 20, No. 5, Sept. 1996, pp. 22-32.
- [27] CHRYSSIS, G., *High-Frequency Switching Power Supplies - Theory and Design*. Mc Graw Hill Book Co., 1984.
- [28] CZARKOWSKI, D., KAZIMIERCZUK, M.K., *Phase-Controlled Series-Parallel Resonant Converter*, IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 8, No. 3, 1993, pp. 309-319.
- [29] CZARNECKI, L.S., *What is Wrong with the Budeanu Concept of Reactive and Distorsion Power and Why It Should be Abandoned*. IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement, Vol. IM-36, No. 3, 1987, pp. 834-837.
- [30] DALLAGO, E., SASSONE, G., VENCHI, G., *High-Frequency Power Transformer Model for Circuit Simulation*. IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 12, No. 4, 1997, pp. 664-670.
- [31] DEHELEAN D. *Sudarea prin topire*. Ed. Sudura, Timișoara, 1998.
- [32] DIERBERGER, K., *A New Generation of Power MOSFETs Offers Improved Performance at Reduced Cost*. Advanced Power Technology Application Note, APT 9703, 1997.
- [33] DZELNITZKI, D., *Progrese realizate la sudarea WIG și MIG/MAG prin folosirea unor surse de curent cu destinație multiplă (destinate sudării cu mai multe procedee de sudare)*. Sudura, No. 3, 1997, pp. 8-20.
- [34] FERREIRA, J.A., *Improved Analytical Modeling of Conductive Losses in Magnetic Components*. IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 9, No. 1, 1994, pp. 127-131.
- [35] FERRIEUX, J.P., FOREST, F., *Alimentation à découpage. Convertisseurs à résonance. Principes. Modélisation. Composants*. Edition Masson, Paris, 1987.
- [36] FRAPPIER, M.B., *Plasma Arc Cutting Power Supplies Explained*. Welding and Metal Fabrication, February, 1988, pp. 48-50.
- [37] FRAUENFELDER, H., *Moderne Schweißstromquelle durch Anwendung der Invertertechnik*. Technica, No. 4, 1986, pp. 54-57.
- [38] FREELAND, S.D., *Techniques for the Practical Application of Duality to Power Circuits*. IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 7, No. 2, 1992, pp. 374-384.
- [39] GABELMAN, von V., WINTER, U., *Einführung in die Elektronik-Transistoren in Schweißstromquellen*. Schweißtechnik, No. 9, 1988, pp. 188-191.
- [40] GIACOLETTO, L.J., *Frequency-and Time Domain Analysis of Skin Effects*. IEEE Trans. on Magnetics, Vol 32, No. 1, 1996, pp. 220-229.
- [41] GOLOVANOV, Carmen, *Aparate electrocasnice. Probleme de compatibilitate electromagnetica*. Ed. ICPE, București, 1997.
- [42] GOODENOUGH, F., *150-kHz IGBT Take On Power MOSFETs*. Electronic Design, Penton Publishing Inc., Cleveland OH, June, 1997, pp. 37-39.
- [43] GREENE, J.D., GROSS, C.A., *Nonlinear Modeling of Transformers*. IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 24, No. 3, 1988, pp. 434-438.
- [44] GUIGNARD, J.C., "L'alimentation corrige son facteur de puissance". Electronique, No. 33, 1993, pp. 65-70.
- [45] HEDEȘ, A., *Stadiul actual privind echipamentele de sudare cu arc electric*. Referat nr.1 - doctorat, 1992.
- [46] HEDEȘ, A., *Soluții noi privind realizarea unor echipamente neconvenționale cu înaltă frecvență de sudare cu arc electric*. Referat nr.2 - doctorat, 1996.

- [47] HORTOPAN Gh., *Aparate electrice*, Editura Didactică și Pedagogică, București, 1980.
- [48] HUBER, L., JOVANOVIĆ, M.M., "Design-Oriented Analysis and Performance Evaluation of Clamped-Current-Boost Input-Current-Shaper for Universal-Input-Voltage Range". IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 13, No. 3, 1998, pp. 528-537.
- [49] HURLEY, W.G., WILCOX, D.J., *Calculation of Leakage Inductance in Transformer Windings*. IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 9, No. 1, 1994, pp. 121-126.
- [50] HURLEY, W.G., WOLFE, W.H., BRESLIN, J.G., *Optimized Transformer Design: Inclusive of High-Frequency Effects*. IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 13, No. 4, 1998, pp. 651-660.
- [51] JOVANOVIĆ, M.M., TABISZ, W.A., LEE, F.C.Y., *High-Frequency off-Line Power Conversion Using Zero-Voltage-Switching Quasi-Resonant and Multiresonant Techniques*. IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 4, No. 4, 1989, pp. 459-469.
- [52] HUMPHREYS, M.J., BARNES, J.P., *Introduction in IGBTs*. PCIM Europe, July, 1989, pp. 134-138.
- [53] KERADEC, J.P., COGITORE, B., LAVEUVE, E., *Des circuits a constantes localisées pour représenter les transformateurs haut frequence*. Revue Générale d'Électricité, No. 5, 1992, pp. 36-47.
- [54] KEY, T.S., LAI, J.S., *Comparison of Standards and Power Supply Design Options for Limiting Harmonic Distorsion in Power Systems*. IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 29, No. 4, 1993, pp. 688-695.
- [55] KHERALUWALA, M.H., NOVOTNY, D.W., DIVAN, D.M., *Coaxially Wound Transformers for High- Power High-Frequency Applications*, IEEE Trans. on Power Electronics, Vol.7, No.1, 1992, pp.54-62.
- [56] KILLING von, R., *Der Inverter- eine Universalschweißstromquelle?* Schweißtechnik, No. 2, 1988, pp. 188-191.
- [57] KIM, G.-H., KIM, W.-H., KANG, I., "A Simplified Analog Controller for Power Factor Correction Converters". IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 42, No. 4, 1995, pp. 417-419.
- [58] KISLOVSKI, A.S., "Modular Control of Different Input Stage for Single-Phase off-Line Power Supplies". Proceedings of PCIM'97, Part: Power Conversion, CD-ROM-Version, pp. 233-241.
- [59] KOLASA, A., MATSUNAWA, A., ARATA, Y., *Experimental Study on Dynamic Properties of Power Sources for MIG/MAG Welding*. TJWRI, vol. 14, No. 2, 1985, pp. 55-65.
- [60] KOLASA, A., MATSUNAWA, A., ARATA, Y., *Dynamic Characteristics of Variable Frequency Pulsed TIG Arc*. TJWRI, Vol. 15, No. 2, 1986, pp. 1-5.
- [61] LAVEUVE, E., KERADEC, J.P., MEUNIER, G., *Influence of Induced Currents in Conductors on Leakage and Losses in a Transformer*. Electric Machines and Power Systems, Vol. 19, No. 1, 1991, pp. 55-68.
- [62] LIU, Y., COOK, G.E., BARNETT, R.J., SPRINGFIELD, J.F., *PC-Based Arc Ignition and Arc Length Control System for Gas Tungsten Arc Welding*. IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 28, No. 5, 1992, pp. 1160-1165.
- [63] LU, M., KOU, S., *Power and Current Distributions in Gas Tungsten Arcs*. Welding Journal, Vol. 67, No. 2, 1988, pp. 29s-33s.
- [64] LUCAS, W. *TIG and Plasma Welding*. Abington Publishing, Cambridge, England, 1990.
- [65] LUDWIG, G.W., EL-HAMAMSY, S.A., *Coupled Inductance and Reluctance Models of Magnetic Components*. IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 6, No. 2, 1991, pp. 240-250.

- [66] MAKSIMOVIC, D., "Design of the Clamped-Current High-Power Factor Boost Rectifier". IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 31, No. 5, 1995, pp. 986-992.
- [67] MALESANI, L., MATTAVELI, P., ROSSETTO, L., TENTI, P., MARIN, W., POLLMANN, A., *Electronic Welder with High-Frequency Resonant Inverter*. IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 31, No. 2, 1995, pp. 273-279.
- [68] MAMMANO, R., *Switching Power Supply Topology. Voltage Mode vs. Current Mode*. Unitrode, Design Note DN-62, 1994.
- [69] MANSOOR, A., GRADY, W.M., CHOWDHURY, A.H., SAMOTYJ, M.J., *An Investigation of Harmonic Attenuation and Diversity Among Distributed Single-Phase Power Electronic Loads*, IEEE Trans. on Power Delivery, Vol. 10, No. 1, January 1995, pp. 467-473.
- [70] MATSUDA, F., USHIO, M., TANAKA, Y., *Metal Transfer Characteristics in Pulsed GMA Welding*. TJWRI, Vol. 12, No. 1, 1983, pp. 9-17.
- [71] MATSUDA, F., USHIO, M., TANAKA, Y., YTONAGA, K., *Pulsed GMAW: One-Drop Transfer and Process Parameter*. TJWRI, Vol. 13, No. 2, 1984, pp. 15-20.
- [72] MATSUDA, F., USHIO, M., NISHIKAWA, H., *ş.a.*, *Pulsed GMAW: Spattering in Pulsed CO₂ Welding*. TJWRI, Vol. 14, No. 1, 1985, pp. 13-19.
- [73] MATSUDA, F., USHIO, M., MITA, T., *Wellenformsteuerungs-methode im CO₂ Schweißen*. TJWRI, Vol. 17, No. 2, 1988, pp. 11-17.
- [74] MELTON, G.B., *Updating the current situation on the Electromagnetic Compatibility Directive*. Welding and Metal Fabrication, July, 1994, pp. 289-290.
- [75] METAXAS A.C., *Foundations of Electroheat. A unified approach*. John Wiley&Sons, Chichester, New York, Brisbane, Toronto, Singapore, 1996.
- [76] MICLOŞI, V., ANDREESCU, F., LUPU, V., *Echipamente pentru sudare*. Editura Didactică şi Pedagogică, Bucureşti, 1984.
- [77] MOHAN, N., UNDELAND, T.M., ROBBINS, W.P., *Power Electronics: Converters, Applications and Design*. Second edition, John Wiley&Sons, New York, 1995.
- [78] MUNTEAN, N., "Convertoare statice". Editura Politehnica, Timişoara, 1998.
- [79] MUSUMECI, S., RACITI, A., *Switching Behavior Improvement of Insulated Gate-Controlled Devices*. IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 12, No. 4, 1997, pp. 645-653.
- [80] NGO, K.D.T., ALLEY, R.P., YERMAN, A.J., CHARLES, R.J., KUO, H.M., *Design Issues for the Transformers in a Low-Voltage Power Supply with High-Efficiency and High Power Density*. IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 7, No. 3, 1992, pp. 592-600.
- [81] NORRISH, J., *Advanced Welding Processes*, Institute of Physics Publishing Bristol, Philadelphia and New-York, 1992.
- [82] NORRISH, J., OOI, C.L., *Adaptive asymmetric waveform control in bipolar gas tungsten arc welding of aluminium*. Welding and Metal Fabrication, June, 1993, pp. 230-232.
- [83] Mc NULTY, T., *Understanding Power MOSFETs*. Harris Semiconductors Application Note, AN 7244.2, 1993.
- [84] OGASAWARA, T., MARUYAMA, T., SAITO, T., SATO, M., HIDA, Y., *A Power Source for Gas Shielded Arc Welding with New Current Waveforms*. Welding Journal, 1987, pp. 57-63.
- [85] ORUGANTI, R., HENG, P.C., GUAN, T.K., CHOY, L.A., *Soft-Switched DC/DC Converters with PWM Control*. IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 13, No. 1, 1998, pp. 102-113.
- [86] PETKOV, R., *Design Issues of the High-Power High-Frequency Transformer*. IEEE Catalogue No. 95TH8025, 1995, pp. 401-410.
- [87] PETKOV, R., *Optimum Design of a High-Power High-Frequency Transformer*. IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 11, No. 1, 1996, pp. 33-42.

- [88] POLLOK H., FLOWER, J.O., *New Method of Power Control for Series-Parallel Load Resonant Converters Maintaining Zero-Current Switching and Unity Power Factor Operation*, IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 12, No. 1, 1997, pp. 103-115.
- [89] POPESCU M., POPESCU Claudia, *Filtre active de putere cu convertoare statice - comandă cu circuite integrate specializate a filtrelor active serie*. EEA-Electronica, 43, 1995, Nr. 5-6, pp. 27-32.
- [90] POPESCU, M., RADOMIRESCU B.M., POPESCU Claudia, GUȘIA, S., *Active filters-a technical solution for harmonic current limitation*, Volumul de lucrări susținute la conferința "Electrotehнологii și mediul ambiant", ICEH'96, Sibiu, Nov. 1996, pp. 65-70.
- [91] POPESCU, V., *Stabilizatoare de tensiune în comutație*. Ed. de Vest, Timișoara, 1992.
- [92] POPOVICI, D. *Bazele convertoarelor statice*, Editura Politehnica, Timișoara, 1999.
- [93] POPOVICI, V., IVANCENCO, A., *Utilajele sudării electrice*. Editura Didactică și Pedagogică, București, 1968.
- [94] RAULS, M. S., NOVOTNY, D. W., DIVAN, D. M., BACON, R. R., GASCOINE, R. W., *Multi-turn High Frequency Co-axial Winding Power Transformers*, IEEE-IAS'92, Vol.1, pp.956-963.
- [95] RAULS, M.S., NOVOTNY, D.W., DIVAN, D.M., *Design Considerations for High-Frequency Coaxial Winding Power Transformers*, IEEE Trans. on Industry Applications, Vol.29, No.2, 1993, pp.375-381.
- [96] RAULS, M.S., NOVOTNY, D.W., DIVAN, D.M., *Multiturn High-Frequency Coaxial Winding Power Transformers*, IEEE Trans. on Industry Applications, Vol.31, No.1, 1995, pp.112-118.
- [97] RĂDULEȚ, R., *Bazele electrotehnicii - Probleme*, Vol. 2, Editura Tehnică, București, 1981.
- [98] RICHTER, A.N., *Litz wire use in high-frequency power conversion magnetics*. Powertech Magazine, April 1987, pp. 31-33.
- [99] RYBAKOV, V., *Arc and Gas Welding*. MIR Publishers, Moscow, 1986.
- [100] SAEDI, H.R., UNKEL, W., *Arc and Weld Pool Behavior for Pulsed Current GTAW*. Welding Journal, Vol. 67, Nov. 1988, pp. 247-255.
- [101] SALMON, J.C., *Performance of a single-phase pwm boost rectifier using a hysteresis current controller*. Conf. Proceedings of EPE Firenze, 1991, pp. 4/384-4/389.
- [102] SCHARF, A., *State-of-the-Art and Future Trends*. PCIM Europe, No. 3, 1998, pp.106-126.
- [103] SCHUTTEN, M.J., STEIGERWALD, R.L., *Characteristics of Load Resonant Converters Operated in a High-Power Factor Mode*. IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 7, No. 2, 1992, pp. 304-314.
- [104] SCHWAB, A.J., *Compatibilitatea electromagnetica*. Editura Tehnică, București, 1996.
- [105] SPREEN, J.H., *Electrical Terminal Representation of Conductor Loss in Transformers*. IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 5, No. 4, 1990, pp. 424-429.
- [106] STEIGERWALD, R.L., *High-Frequency Resonant Transistor DC-DC Converters*. IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. IE-31, No. 2, 1984, pp. 181-191.
- [107] SUM, K.K., *Switch Mode Power Conversion - Basic Theory and Design*. Marcel Dekker Inc., New-York, Basel, 1984.
- [108] ȘORA C., *Bazele electrotehnicii*. Editura Didactică și Pedagogică, București, 1981.
- [109] ȘORA, I. ș. a., *Utilizări ale energiei electrice*, Editura Facla, Timișoara, 1983.
- [110] ȘORA, I., HEDEȘ, A., *Tendințe și soluții în realizarea echipamentelor cu invertoare pentru sudarea cu arc electric*. Analele Universității din Oradea, Fascicola Electrotehnică, 1993, pp. 143-148.

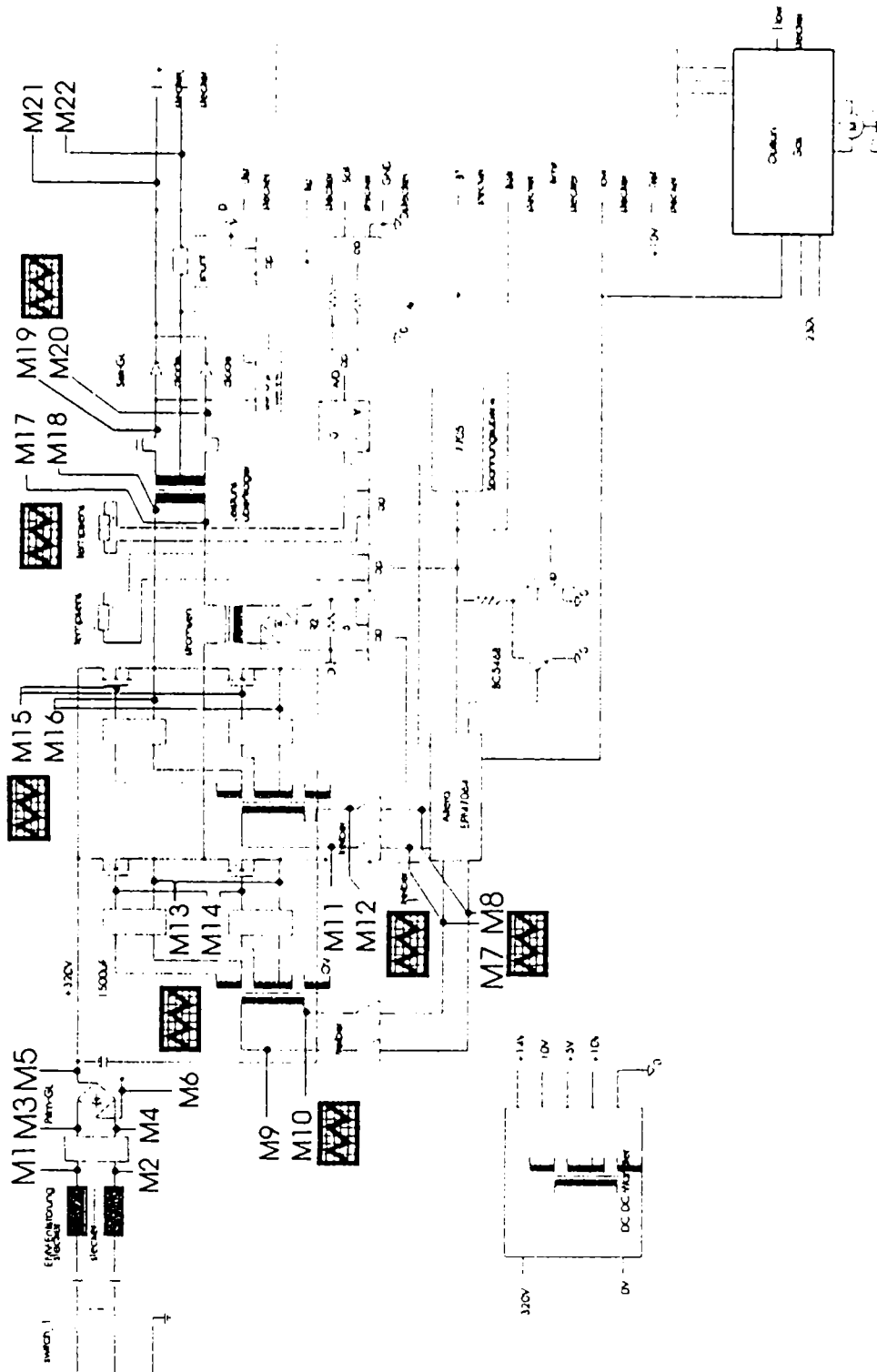
- [111] ȘORA, I., HEDEȘ, A., *Analiza pierderilor prin curenți turbionari din miezurile de ferită ale transformatoarelor la înaltă frecvență*. Analele Universității din Oradea, Fascicula de Energetică, 1994, pp. 51-56.
- [112] ȘORA, I., HEDEȘ, A., *Analiza pierderilor de putere din miezul transformatoarelor alimentate la înaltă frecvență în echipamente cu invertoare utilizate la sudarea cu arc electric*. SUDURA, nr. 3, Sept. 1994, pp. 1-6.
- [113] ȘORA, I., HEDEȘ, A., *Some Considerations about the Core Losses in High-Frequency Matching Transformers Designed for the Arc Welding Inverter Power Sources*. Conference Proceedings of the "New Electrical and Electronic Technologies and their Industrial Implementation, NOTEE'95, Lublin, Polonia, 7-8 Sept., 1995, pp. 93-98.
- [114] ȘORA, I., HEDEȘ, A., *Transformatoare de putere de înaltă frecvență cu miez toroidal și înfășurări coaxiale*. Analele Universității "Eftimie Murgu", Reșița, Fascicula III, anul III, 1996, pp. 103-108.
- [115] ȘORA, I., HEDEȘ, A., NICOARĂ, D., *Soluții moderne de surse de putere pentru sudarea cu arc electric*. Proceedings of the Scientific Communications Meeting of "Aurel Vlaicu" University, 3rd edition, Arad, 16-17, May, 1996, vol. 8, pp. 179-184.
- [116] ȘORA, I., HEDEȘ, A., *Experimental Study of Electromagnetic Harmonic Pollution Determined by an Arc Welding Inverter Power Source*. Buletinul Științific al UPT, Seria Electrotehnică, Electronică și Telecomunicații, Tom 44(58), Fascicula 1, 1999, pp. 73-82.
- [117] ȘORA, I., HEDEȘ, A., *An Experimental Study of the Harmonic Distorsion Determined by an Arc Welding Inverter Power Source*. Proceedings of the 5th International Conference on Engineering of Modern Electric Systems, EMES '99, Oradea, 1999 (în curs de apariție).
- [118] ȘORA, I., HEDEȘ, A., NICOARĂ, D., *Experimental Evaluation of Harmonic Passive Filters for an Inverter Arc Welder*. Proceedings of 10th Symposium on Power Electronics, Ee'99, Novi-Sad, Yugoslavia, 14-16 octombrie, 1999.
- [119] ȘORA, I., NICOARĂ, D., HEDEȘ, A., *Echipamente cu înaltă frecvență destinate activării ultrasonice a proceselor tehnologice respectiv sudării cu arc electric*. Contract 882c/1992-666/1996 cu MCT/ANSTI București, 1992-1999.
- [120] TABISZ, W.A., LEE, F.C.Y., *Zero-Voltage Switching Multiresonant Technique - a Novel Approach to Improve Performance of High-Frequency Quasi-Resonant Converters*. IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 4, No. 4, 1989, pp. 450-458.
- [121] TAN, F.D., VOLLIN, J.L., CUK, S.M., *A Practical Approach for Magnetic Core-Loss Characterization*. IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 10, No. 2, 1995, pp. 124-130.
- [122] TROFIN, Ileana, *Sudarea sinergică*, SID 115, OIDICM, București, 1992.
- [123] TSAO, K.C., WU, C.S., *Fluid Flow and Heat Transfer in GMA Weld Pools*. Welding Journal, Vol 67, No. 3, 1998, pp. 70-75.
- [124] TSENG K-J., WANG Y., VILATHGAMUWAL D.M., *An Experimentally Verified Hybrid Cassie-Mayr Electric Arc Model for Power Electronic Simulations*, IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 12, No. 3, 1997, pp. 429-436.
- [125] UNDELAND, T.M., LODE, J., NILSSEN, R., ROBBINS, W.P., MOHAN, N., *A Single-Pass Design Method for High-Frequency Inductors*. IEEE Industry Applications Magazine, Sept./Oct., 1996, pp. 44-51.
- [126] USHIO, M., MATSUDA, F., *Mathematical Modelling of Heat Transfer of Welding Arc (Part 1)*. TJWRI, Vol. 11, No. 1, 1982, pp. 7-15.
- [127] USHIO, M., NAKATA, K., TANAKA, M., TONG, H., MITA, T., *Fume Generation in Al-Mg Alloy Welding with AC-pulsed GMA Welding Method*. TJWRI, Vol. 23, No. 1, 1994, pp. 21-26.

- [128] USHIO, M., YAMAMOTO, H., NISHIDA, Y., MITA, T., *Recent Advances in Welding Power Systems for Automated Welding*. T JWRI, Vol. 23, No. 1, 1994, pp. 1-6.
- [129] VĂZDĂUȚEANU, V., *Utilizările energiei electrice*, Editura Didactică și Pedagogică, București, 1968.
- [130] WASEEM, R., *Ferrite Core Loss for Power Magnetic Components Design*. IEEE Trans. on Magnetics, Vol. 27, No. 6, 1991, pp. 4407-4415.
- [131] WITULSKI, A.F., *Introduction to Modeling of Transformers and Coupled Inductors*. IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 10, No. 3, 1995, pp. 349-357.
- [132] WONG, S.C., BROWN, A.D., *Analysis, Modeling, and Simulation of Series-Parallel Resonant Converter Circuits*, IEEE Trans. on Power Electron., Vol. 10, No. 5, 1995, pp. 605-613.
- [133] XIAO, Y.H., OUDEN den G., *A Study of GTA Weld Pool Oscillation*. Welding Journal, Vol. 69, No. 8, 1990, pp. 289-293.
- [134] YAMADA, S., OTSUKI, E., *Analysis of Eddy Current Loss in Mn-Zn Ferrites for Power Supplies*. IEEE Trans. on Magnetics, Vol. 31, No. 6, 1995, pp. 3551-3553.
-
- [135] * * * *Welding power sources - The requirements and the options*. Welding and Metal Fabrication, August/September, 1995, pp. 314-320.
- [136] * * * *Developments in intelligent control of arc welding power supplies*. Welding and Metal Fabrication, July 1994, pp. 285-288.
- [137] * * * *Inverter Technology*. Welding Journal, Vol. 69, No. 12, December, 1990, pp. 61-62.
- [138] * * * *Understanding inverters*. Welding and Metal Fabrication, February, 1996, pp. 67- 68.
- [139] * * * *ARISTO 500- Technical Manual*. ESAB, Suedia, 1988.
- [140] * * * *T.I.M.E. Proces - A revolutionary new MAG-welding process*. FRONIUS, Schweissmaschinen KG Austria, 1992.
- [141] * * * *The KEMPPi Inverter - the Heart of the Multisystem*. KEMPPi, Finlanda, 1992.
- [142] * * * *KEMPPi Welding Machines*. Prospecte, KEMPPi, Finlanda, 1996.
- [143] * * * *Power Wave 450 one/synergic 7. Square wave TIG 255*. Prospecte, LINCOLN ELECTRIC COMPANY, SUA, 1997.
- [144] * * * *Volltransistorisierte Schweissinverter ISI 3/ISI 5*. LORCH, Germania, 1992.
- [145] * * * *Inverter Family... zum WIG-und Stabelektroden-Schweissen*. L-TECH, Germania, 1992.
- [146] * * * *Arc Welding Equipment*. MILLER, SUA, 1995.
- [147] * * * *1997 Full-Line Catalog*. MILLER, SUA, 1997
- [148] * * * *Der Maßstab für modernes Schweißen: BOOSTER 150 – Inverter des Jahres*. Prospect, REHM, Germania, 1997.
- [149] * * * *Inverter Schweiss-Gleichrichter*. Prospect no. 0-0780, THERMAL ARC, SUA, 1992.
- [150] * * * *Inverter ACCUTIG-AC/DC Multimode Pulsed Arc Welding Machine*. Prospect, OTC Daihen Corp. Weld. Prod. Div., Japonia, 1989.
- [151] * * * *Ferrites and Accessories - Short Form Catalog*. SIEMENS-MATSHUSHITA COMPONENTS, Germania, 1993.
- [152] * * * *Ferrite Cores*. Catalog FC-601-5C, MAGNETICS, S.U.A., 1995.
- [153] * * * *Planar Transformers - The Latest Innovative Technologies*. Prospecte, PAYTON Group, Israel, 1996.
- [154] * * * *Design of Planar Transformers*. Application Note, PHILIPS Magnetic Products, Olanda, 5/1997.
- [155] * * * *The Design Center - Circuit Analysis User's Guide, Version 5.4*. MicroSim Corporation, 1993.

- [156] * * * *The Design Center - Circuit Analysis Reference Manual, Version 5.4.* MicroSim Corporation, 1993.
- [157] * * * *The Design Center -Application Notes Manual, Version 5.4.* MicroSim Corporation, 1993.
- [158] * * * *Mathcad Plus 6.0. - Professional Edition,* Math. Soft Inc., 1986-1995.
- [159] * * * *Practical Definitions for Powers in Systems with Nonsinusoidal Waveforms and Unbalanced Loads: A Discussion.* IEEE Working Group on Nonsinusoidal Situations: Effects on Meter Performance and Definitions of Power, IEEE Trans. on Power Delivery, Vol. 11, No. 1, 1996, pp. 79-87.
- [160] * * * *Power Analyzer D 4000 Operating Instructions.* A 4602 01 GA3 E-a (K5), LEM NORMA GmbH, Austria.
- [161] * * * *1998 Short Form Catalog. Power Discrete Semiconductors.* Advanced Power Technology, 1997.
- [162] * * * *Catalog EUPEC 1998, CD-ROM*
- [163] * * * *Prospecte HARRIS SEMICONDUCTOR,* 1998.
- [164] * * * *Power Solutions. Product Digest 48 SFC-96. INTERNATIONAL RECTIFIER,*1996.
- [165] * * * *ISOSMART IGBT Modules.* IXYS Semiconductor GmbH, 1994.
- [166] * * * *Power Semiconductors. Selection Guide.* SAN REX, 1994.
- [167] * * * *Power Semiconductors. Shortform Catalogue, 1996.* SEMIKRON, 1996.
- [168] * * * *"UC 1854/UC 2854/ UC 3854 - High Power Factor Preregulator".* UDG-92055, Unitrode Corporation, 6/98, pp.1-8.
- [169] * * * *"MC 34262/ MC 33262 - Power Factor Controllers".* Motorola Inc. 1993.
- [170] * * * *SG 2524, SG 3524, SG 3524Y - Regulating Pulse-Width Modulators.* SLVS077A, Texas Instruments, 1996.
- [171] * * * *LT/SG 1525A, LT/SG 3525A, LT/SG 1527A, LT/SG 3527A - Regulating Pulse Width Modulators.* Linear Technology, 1997.
- [172] * * * *EN 60974-1/1989, Arc welding power sources.*

ANEXA 3.1

Schema electrică de principiu a sursei monofazate cu inverter tip BOOSTER 150/REHM - Germania



PARAMETRI ELECTROENERGETICI SURSĂ BOOSTER 150/REHM
(sarcină rezistivă)

Nr. crt.	Ur [V]	U1 [V]	Ir [A]	I1 [A]	S [VA]	S1 [VA]	P [W]	P1 [W]	Q [VAr]	k	cos φ ₁	Kdi [%]	Kdu [%]	Kvi	Is [A]	Us [V]	η [%]	
30A																		
1	225.72	225.98	0.663	0.276	149.56	62.3705	59.652	59.825	137.14	0.3989	0.9592	90.94	4.80	4.596	0	94.5	0	
2	224.71	224.27	6.591	3.635	1481	815.221	802.86	809.35	1244.4	0.5421	0.9928	83.41	6.25	3.355	17.3	41	88.347	
3	224.33	223.84	8.048	4.44	1805.4	993.85	973.31	985.68	1520.5	0.5391	0.9918	83.4	6.61	3.421	22.7	39.2	91.424	
4	224.48	224.18	8.561	4.859	1921.8	1089.29	1068	1079.3	1597.7	0.5558	0.9908	82.33	5.17	3.252	31.7	30.9	91.716	
5	224.79	224.48	6.623	3.56	1488.8	799.149	788.03	793.03	1263.1	0.5293	0.9923	84.32	5.25	3.410	33	21.7	90.872	
6	224.35	224.04	5.692	2.977	1277	666.967	661.44	662.93	1092.3	0.5179	0.9939	85.24	5.26	3.510	49.3	10.6	79.006	
7	224.07	223.8	6.854	3.759	1535.8	841.264	821.27	835.58	1297.8	0.5347	0.9932	83.62	4.91	3.411	72	8.3	72.765	
8	224.36	223.55	6.309	1.118	1415.5	249.929	599.17	241.58	1282.5	0.4233	0.9666	98.42	8.49	4.957	73	0	0	
50A																		
1	227.15	227.54	0.699	0.301	158.81	68.4895	62.335	66.005	146.06	0.3925	0.9637	90.24	5.86	5.038	0	95.5	0	
2	227.15	226.86	7.7	4.254	1749.1	965.062	949.36	953.36	1469	0.5428	0.9879	83.36	5.05	3.245	19	46.3	92.662	
3	227.21	226.75	9.593	5.426	2179.6	1230.35	1207.9	1213.2	1814.3	0.5542	0.9861	82.47	6.36	3.2465	25	44.2	91.481	
4	227.01	226.75	10.958	6.351	2487.7	1440.09	1404.4	1414.7	2053.4	0.5645	0.9824	81.49	4.78	3.1413	30	42.4	90.572	
5	228.11	227.72	12.16	7.217	2773.8	1643.46	1595.6	1611.3	2268.9	0.5753	0.9804	80.48	5.85	3.0335	35	42	92.128	
6	227.94	227.59	13.878	8.142	3163.3	1853.04	1814.3	1814.7	2591.3	0.5736	0.9793	80.98	5.54	3.068	43	38.4	91.01	
7	227.93	227.66	13.522	7.9	3082.1	1798.51	1757.7	1761.8	2531.8	0.5703	0.9796	81.16	4.87	3.1126	53.7	29.2	89.21	
8	227.71	227.31	8.899	4.971	2026.4	1129.96	1106.8	1114.3	1697.5	0.5462	0.9861	82.94	5.92	3.3366	55	17	84.478	
9	228.41	228.01	6.634	3.533	1515.2	805.559	792.48	797.08	1291.4	0.523	0.9895	84.64	5.92	3.411	56	11.2	79.144	
10	227.86	227.44	7.694	4.211	1753	957.75	936.07	946	1482.2	0.534	0.9877	83.69	6.07	3.4098	73.3	9	70.475	
11	228.86	228.56	1.012	0.482	231.71	110.166	109.21	109.25	204.35	0.4713	0.9917	87.92	5.12	3.8727	95	0	0	
70A																		
1	224.43	224.7	0.637	0.274	143.03	61.5678	57.744	59.212	130.86	0.4037	0.9617	90.31	4.91	4.7801	0	94.4	0	
2	223.53	223.14	7.725	4.262	1726.7	951.023	938.45	942.81	1449.4	0.5435	0.9914	83.4	5.90	3.342	19	45.4	91.918	
3	223.43	223.13	9.627	5.598	2151	1249.08	1218.4	1235.9	1772.6	0.5665	0.9894	81.35	5.18	3.2422	25.3	44.5	92.404	
4	223.55	223.23	11.282	6.661	2522.2	1486.94	1448.3	1467.5	2064.8	0.5743	0.9869	80.71	5.35	3.134	30.7	44.3	93.904	
5	223.08	222.81	12.881	7.852	2873.6	1749.5	1693.8	1719.2	2321.3	0.5895	0.9827	79.27	4.92	2.9956	36.3	43.4	93.011	

ANEXA 4.1

Nr. crt.	Ur [V]	U1 [V]	Ir [A]	I1 [A]	S [VA]	S1 [VA]	P [W]	P1 [W]	Q [VAr]	k	cos φ ₁	Kdi [%]	Kdu [%]	Kvi	Is [A]	Us [V]	η [%]	
6	222.9	222.64	15.274	9.451	3404.7	2104.17	2039.9	2061.6	2725.9	0.5992	0.9798	78.56	4.83	2.9026	45.3	41.5	92.159	
7	222.58	222.38	18.44	11.561	4104.5	2570.94	2477.2	2502.3	3272.6	0.6035	0.9733	77.9	4.24	2.8067	60.3	37.6	91.526	
8	222.7	222.42	16.221	9.852	3612.5	2191.28	2126.3	2142.6	2920.4	0.5886	0.9778	79.44	5.01	2.9665	76	24.7	88.285	
9	223.04	222.76	15.236	9.226	3398.3	2055.18	1988.6	2010.5	2755.7	0.5852	0.9783	79.58	5.01	3.0099	76.3	22.8	87.481	
10	223.67	223.33	10.667	6.213	2385.9	1387.55	1356.4	1369.5	1962.8	0.5685	0.987	81.29	5.51	3.2091	77	14.7	83.449	
11	225.2	224.49	6.641	2.174	1495.6	488.041	639.31	485.37	1352.1	0.4274	0.9945	94.49	7.93	7.4422	115.7	0	0	
100A																		
1	228.68	229.01	0.679	0.274	155.37	62.7487	59.858	59.725	143.38	0.3852	0.9518	91.49	5.37	4.9757	0	96	0	
2	227.62	227.18	7.879	4.271	1793.4	970.286	957.24	958.55	1516.5	0.5338	0.9879	84.03	6.21	3.3786	19	46.9	93.091	
3	227.67	227.29	9.77	5.547	2224.4	1260.78	1233.1	1239.9	1851.3	0.5544	0.9834	82.32	5.78	3.2509	25	46.1	93.464	
4	226.96	226.7	11.489	6.628	2607.7	1502.57	1464.7	1473.3	2157.4	0.5617	0.9805	81.69	4.79	3.1756	30	45	92.169	
5	227.32	227.03	13.402	7.823	3046.7	1776.06	1737.3	1735.8	2502.8	0.5702	0.9773	81.2	5.05	3.073	36.3	44.5	92.98	
6	226.98	226.74	16.33	9.695	3706.7	2198.24	2143.7	2136.3	3023.9	0.5783	0.9718	80.47	4.60	2.9959	46	42.1	90.339	
7	226.65	226.47	21.741	13.501	4927.8	3057.57	2923.8	2936	3966.7	0.5933	0.9602	78.38	3.98	2.9813	65	40.2	89.37	
8	226.87	226.72	26.632	16.702	6042.1	3786.68	3597.7	3619.3	4854.2	0.5954	0.9558	77.89	3.64	2.9701	98.7	31.5	86.418	
9	226.52	226.34	25.915	16.057	5870.4	3634.34	3459.2	3480	4742.9	0.5893	0.9575	78.49	3.99	3.0136	103	28.3	84.265	
10	227.05	226.92	24.013	14.618	5452.3	3317.12	3198.4	3189.8	4415.6	0.5866	0.9616	79.33	3.38	3.0398	106	25.2	83.517	
11	226.54	226.23	18.934	11.477	4289.4	2596.44	2503.3	2512.4	3483.1	0.5836	0.9676	79.53	5.23	2.9527	107.7	18.7	80.453	
12	227.58	227.24	19.499	11.322	4437.6	2572.81	2184.3	2542.6	3862.7	0.4922	0.9883	81.41	5.46	3.9114	147.3	0	0	
120A																		
1	225.25	225.56	0.613	0.268	138.17	60.4501	57.404	58.786	125.68	0.4154	0.9725	89.94	5.25	4.9689	0	93.9	0	
2	224.01	223.68	7.35	4.289	1646.6	959.364	935.14	953.13	1355.3	0.5679	0.9935	81.21	5.43	3.2024	19.3	44.9	92.667	
3	223.78	223.36	9.347	5.627	2091.7	1256.85	1226.1	1245.1	1694.7	0.5862	0.9907	79.85	6.12	3.0841	25.7	44.5	93.275	
4	223.95	223.69	10.706	6.659	2397.7	1489.55	1442.2	1471	1915.5	0.6015	0.9875	78.31	4.82	3.0018	30.7	43.8	93.237	
5	223.88	223.75	15.385	9.874	3444.6	2209.31	2124.9	2161.5	2711	0.6169	0.9784	76.69	3.41	2.806	46.7	42	92.306	
6	224.36	224.13	20.601	13.574	4622.3	3042.34	2900.4	2949	3599.1	0.6275	0.9693	75.22	4.53	2.8417	66	40.4	91.932	
7	223.57	223.4	24.758	16.492	5535.4	3684.31	3486.9	3541.3	4299.1	0.6299	0.9612	74.58	3.90	2.8941	81.7	37.5	87.865	
8	222.83	222.67	28.837	19.655	6425.9	4376.58	4089.6	4163.2	4956.5	0.6364	0.9512	73.17	3.79	2.9309	106	33	85.534	
9	223.29	223.09	26.417	17.507	5898.7	3905.64	3669.7	3728.8	4618.2	0.6221	0.9547	74.89	4.23	2.9508	124.7	23.9	81.215	
10	224.43	224.15	24.607	16.174	5522.7	3625.4	3420.4	3468.3	4336	0.6193	0.9567	75.36	4.99	2.9645	126.3	21.7	80.128	
11	227.5	227.15	15.606	9.8668	3550.5	2241.24	2161.1	2193.9	2817	0.6087	0.9789	77.48	5.54	2.8096	127.7	12.2	72.09	

ANEXA 4.1

Nr. crt.	Ur [V]	U1 [V]	Ir [A]	I1 [A]	S [VA]	S1 [VA]	P [W]	P1 [W]	Q [VAR]	k	cos φ_1	Kdi [%]	Kdu [%]	Kvi	Is [A]	Us [M]	η [%]	
12	227.1	226.68	7.2876	4.3442	1655	984.743	932.96	978.47	1367	0.5637	0.9936	80.29	6.08	3.2628	167	0	0	
140A																		
1	224.63	225.06	0.6185	0.2711	138.93	61.0228	58.686	59.544	125.92	0.4224	0.9758	89.88	6.19	4.6786	0	93.5	0	
2	223.52	223.03	7.2777	4.2692	1626.7	952.16	933.08	947.01	1332.5	0.5736	0.9946	80.99	6.62	3.1708	19.3	44.9	92.872	
3	223.07	222.71	9.1751	5.5728	2046.7	1241.12	1212.9	1230	1648.6	0.5926	0.991	79.44	5.68	3.0721	25.7	44	93.231	
4	222.75	222.57	10.686	6.6279	2380.5	1475.17	1427.2	1455.6	1905.2	0.5995	0.9867	78.44	4.02	3.0211	30.7	43.3	93.141	
5	222.75	222.37	15.069	9.667	3356.7	2149.65	2071.8	2104	2641	0.6172	0.9788	76.71	5.84	2.793	45.7	40.8	89.997	
6	222.62	222.4	20.273	13.328	4513.2	2964.15	2823.8	2870.7	3520.7	0.6257	0.9685	75.35	4.44	2.8516	64.7	39.9	91.42	
7	222.35	222.12	24.437	16.384	5433.9	3639.21	3445.9	3499.9	4201.5	0.6342	0.9617	74.19	4.55	2.9031	81	37	86.973	
8	219.47	219.39	31.138	20.602	6834.1	4519.87	4203	5388.8	4259.9	0.615	1.1922	74.98	2.70	3.1165	107.3	34	86.8	
9	220.87	220.65	29.748	19.174	6570.7	4230.74	3961.2	4000.2	5242.4	0.6029	0.9455	76.46	4.46	3.1369	136	23.4	80.339	
10	222.75	222.46	22.467	14.577	5004.7	3242.8	3079.1	3129.9	3945.3	0.6153	0.9652	76.09	5.10	2.8947	139	16.8	75.84	
11	223.17	222.97	15.202	9.5575	3392.8	2131.04	2052.7	2086.7	2701.4	0.605	0.9792	77.77	4.23	2.897	140	9.8	66.839	
12	224	223.65	8.4855	5.0382	1900.8	1126.79	1094	1118	1554.4	0.5756	0.9922	80.47	5.59	3.1571	179	0	0	
150A																		
1	226.88	227.21	0.6638	0.2777	150.61	63.0962	59.067	60.096	138.54	0.3922	0.9525	90.83	5.40	5.0055	0	95.7	0	
2	226.38	226.04	8.0422	4.3684	1820.6	987.433	971.77	974.44	1539.5	0.5338	0.9868	83.96	5.48	3.3848	19.3	46.5	92.352	
3	226.18	225.78	10.257	5.7021	2320.1	1287.42	1262.6	1266.1	1946.5	0.5442	0.9834	83.13	5.94	3.2844	26	46	94.725	
4	225.52	225.23	11.742	6.6985	2648.3	1508.7	1473.8	1480.2	2200.3	0.5565	0.9811	82.13	5.07	3.1834	30.7	44.8	93.321	
5	225.25	224.94	16.761	9.8299	3775.6	2211.14	2159.3	2151	3097.1	0.5719	0.9728	80.1	5.24	3.098	46.7	41.7	90.186	
6	224.86	224.62	22.223	13.446	4997.2	3020.24	2916.2	2911.8	4057.9	0.5836	0.9641	79.62	4.62	3.0408	65	40.5	90.272	
7	225.7	225.63	32.999	21.984	7448.2	4960.25	4620	4678.9	5842.1	0.6203	0.9433	74.58	2.49	3.0782	111.7	35	84.621	
8	226.81	226.68	34.533	22.587	7832.9	5120.02	4748.1	4814.9	6229.7	0.6062	0.9404	75.64	3.39	3.075	144.7	26.5	80.76	
9	222.48	222.23	31.899	20.624	7097.3	4583.27	4272.7	4315.5	5667	0.602	0.9416	76.29	4.74	3.1426	149.7	22.3	78.131	
10	221.87	221.54	22.152	13.888	4915	3076.75	2937.3	2956.2	3940.8	0.5976	0.9608	77.91	5.45	3.1426	153	13.7	71.361	
11	221.22	220.13	9.7097	5.6848	2148	1251.4	1183.4	1235.7	1792.6	0.5509	0.9875	81.07	9.91	4.1982	192.3	0	0	

**ARMONICI DE CURENT - Regim de încărcare cu rezistență
(sursă BOOSTER 150/REHM)**

Armonica n	33A		54A		76A		106A		125A		145A	
	In [A]	In/I1 [%]	In [A]	In/I1 [%]	In [A]	In/I1 [%]	In [A]	In/I1 [%]	In [A]	In/I1 [%]	In [A]	In/I1 [%]
1	3.5603	100.00	7.9001	100.00	9.2256	100.00	14.618	100.00	17.507	100.00	22.587	100.00
2	0.06574	1.85	0.06273	0.79	0.13505	1.46	0.11272	0.77	0.1039	0.59	0.08975	0.40
3	3.3237	93.35	7.2058	91.21	8.2911	89.87	13.054	89.30	14.72	84.13	19.262	85.28
4	0.077161	2.17	0.06474	0.82	0.17573	1.90	0.14694	1.01	0.1317	0.75	0.14966	0.66
5	2.9239	82.13	5.9906	75.83	6.6785	72.39	10.357	70.85	10.386	59.32	13.977	61.88
6	0.06011	1.69	0.082114	1.04	0.18897	2.05	0.17742	1.21	0.14196	0.81	0.1831	0.81
7	2.4061	67.58	4.4796	56.70	4.73	51.27	7.1513	48.92	6.1799	35.30	8.6558	38.32
8	0.05186	1.46	0.08763	1.11	0.17274	1.87	0.1721	1.18	0.1269	0.73	0.15974	0.71
9	1.8186	51.08	2.9072	36.80	2.8204	30.57	4.1519	28.40	3.639	20.79	4.9969	22.12
10	0.04945	1.39	0.08537	1.08	0.13383	1.45	0.13817	0.95	0.1151	0.66	0.138	0.61
11	1.2408	34.85	1.5509	19.63	1.3194	14.30	2.0369	13.93	2.695	15.40	3.2419	14.35
12	0.04512	1.27	0.06919	0.88	0.07144	0.77	0.09369	0.64	0.1035	0.59	0.11003	0.49
13	0.72876	20.47	0.62597	7.92	0.608	6.59	1.3389	9.16	1.971	11.26	2.2083	9.78
14	0.03775	1.06	0.04982	0.63	0.02729	0.30	0.08245	0.56	0.105	0.60	0.07381	0.33
15	0.35049	9.84	0.46127	5.84	0.63244	6.86	1.292	8.84	1.255	7.17	1.2287	5.44
16	0.02589	0.73	0.03979	0.50	0.04401	0.48	0.09863	0.67	0.09297	0.53	0.07958	0.35
17	0.19399	5.45	0.55364	7.01	0.57373	6.22	0.99836	6.83	0.920	5.26	0.76061	3.37
18	0.01228	0.34	0.04532	0.57	0.06104	0.66	0.1004	0.69	0.08887	0.51	0.0772	0.34
19	0.22888	6.43	0.45797	5.80	0.34569	3.75	0.53054	3.63	0.69357	3.96	0.57467	2.54
20	0.00994	0.28	0.05197	0.66	0.0515	0.56	0.07491	0.51	0.07958	0.45	0.05502	0.24
21	0.24299	6.82	0.24796	3.14	0.21287	2.31	0.29261	2.00	0.3521	2.01	0.23241	1.03
22	0.02332	0.66	0.04506	0.57	0.02784	0.30	0.05033	0.34	0.06416	0.37	0.05329	0.24
23	0.19574	5.50	0.10676	1.35	0.28392	3.08	0.37258	2.55	0.20787	1.19	0.21362	0.95
24	0.028	0.79	0.03486	0.44	0.01726	0.19	0.06228	0.43	0.06104	0.35	0.03052	0.14
25	0.11254	3.16	0.19873	2.52	0.30282	3.28	0.33722	2.31	0.23658	1.35	0.2879	1.27

**ARMONICI DE CURENT - Regim de sudare MMA
(sursă BOOSTER 150/REHM)**

Armonica n	33A		50A		73A		102A		117A		143A	
	In [A]	In/I1 [%]	In [A]	In/I1 [%]	In [A]	In/I1 [%]	In [A]	In/I1 [%]	In [A]	In/I1 [%]	In [A]	In/I1 [%]
1	4.7004	100.00	5.1165	100.00	11.139	100.00	16.293	100.00	18.642	100.00	22.742	100.00
2	0.24658	5.25	0.07495	1.46	0.11905	1.07	0.29461	1.81	0.25031	1.34	0.26095	1.15
3	4.2543	90.51	4.6356	90.60	9.7708	87.72	13.933	85.52	15.656	83.98	18.609	81.83
4	0.18629	3.96	0.12567	2.46	0.09583	0.86	0.39274	2.41	0.16422	0.88	0.38758	1.70
5	3.49	74.25	3.8084	74.43	7.458	66.95	10.121	62.12	10.968	58.83	12.406	54.55
6	0.0991	2.11	0.15504	3.03	0.04588	0.41	0.38825	2.38	0.08143	0.44	0.37236	1.64
7	2.5674	54.62	2.7997	54.72	4.8346	43.40	6.183	37.95	6.4571	34.64	7.0285	30.91
8	0.03496	0.74	0.15074	2.95	0.01779	0.16	0.28799	1.77	0.03713	0.20	0.27986	1.23
9	1.6263	34.60	1.7732	34.66	2.5607	22.99	3.4442	21.14	3.7666	20.20	4.3816	19.27
10	0.05835	1.24	0.12022	2.35	0.05627	0.51	0.18974	1.16	0.02589	0.14	0.21925	0.96
11	0.83179	17.70	0.9061	17.71	1.2806	11.50	2.4375	14.96	2.8451	15.26	3.1963	14.05
12	0.07916	1.68	0.07949	1.55	0.07118	0.64	0.1761	1.08	0.03559	0.19	0.19067	0.84
13	0.29388	6.25	0.34598	6.76	1.0767	9.67	1.996	12.25	2.1118	11.33	1.9451	8.55
14	0.06959	1.48	0.05434	1.06	0.05806	0.52	0.17284	1.06	0.05459	0.29	0.14287	0.63
15	0.15695	3.34	0.24869	4.86	0.96814	8.69	1.3733	8.43	1.3295	7.13	1.1358	4.99
16	0.04846	1.03	0.05758	1.13	0.01556	0.14	0.1162	0.71	0.06742	0.36	0.09337	0.41
17	0.19817	4.22	0.27337	5.34	0.68447	6.14	0.90399	5.55	0.93338	5.01	0.86855	3.82
18	0.04443	0.95	0.06302	1.23	0.02895	0.26	0.07876	0.48	0.06824	0.37	0.06959	0.31
19	0.14324	3.05	0.18654	3.65	0.51124	4.59	0.72557	4.45	0.68038	3.65	0.46278	2.03
20	0.04837	1.03	0.05243	1.02	0.04316	0.39	0.10393	0.64	0.05b11	0.30	0.05033	0.22
21	0.04406	0.94	0.06045	1.18	0.49383	4.43	0.52433	3.22	0.32981	1.77	0.26636	1.17
22	0.04175	0.89	0.03287	0.64	0.04072	0.37	0.08887	0.55	0.05052	0.27	0.03687	0.16
23	0.0464	0.99	0.09835	1.92	0.41224	3.70	0.26478	1.63	0.20178	1.08	0.34526	1.52
24	0.03052	0.65	0.02119	0.41	0.0193	0.17	0.05527	0.34	0.04b48	0.25	0.03426	0.15
25	0.08207	1.75	0.14962	2.92	0.24732	2.22	0.20025	1.23	0.24444	1.31	0.21231	0.93

ANEXA 4.3,b

ARMONICI DE PUTERE - Regim de sudare MMA
(sursă BOOSTER 150/REHM)

Armonica n	Curent de sudare					
	33A	50A	73A	102A	117A	143A
	Putere activă [W]					
1	1041.9	1129.8	2388.4	3446	3901.5	4671.3
3	-4.7101	-2.65	-18.511	-38.86	-49.203	-63.599
5	-13.402	-12.615	-4.872	4.7133	7.472	-0.95232
7	-4.967	-4.8909	-10.826	-12.548	-12.065	-9.726
9	-1.054	-1.336	-2.3811	-2.7844	-3.164	-3.7056
11	-0.6352	-0.552	-0.755	-0.42338	-0.482	-1.1167
13	0.214	0.1398	-0.966	-1.8372	-1.807	-1.0077
15	-0.0154	-0.03174	-0.302	-0.35553	-0.386	-0.25634

ANEXA 4.3,c

PARAMETRI ELECTROENERGETICI - Regim de sudare MMA
(sursă BOOSTER 150/REHM)

Parametru	Simbol [u.m.]	Curent de sudare					
		33A	50A	73A	102A	117A	143A
Tensiune rețea	U_r , [V]	223.94	223.93	221.72	221.88	221.03	218.26
Fundamentală tensiune rețea	U_1 , [V]	223.96	223.44	221.48	221.68	220.59	218.04
Reziduu deformant de tensiune	U_d , [V]	2.993	14.806	10.313	9.419	13.940	9.797
Coeficient distorsiune tensiune	k_{du}	0.013	0.066	0.047	0.042	0.063	0.045
Curent rețea	I_r , [A]	6.3663	8.7827	17.767	25.027	27.881	32.243
Fundamentală curent rețea	I_1 , [A]	4.7004	5.1165	11.139	16.293	18.642	22.742
Reziduu deformant de curent	I_d , [A]	4.294	7.138	13.842	18.997	20.732	22.856
Coeficient distorsiune curent	k_{di}	0.6744	0.8127	0.7790	0.7590	0.7436	0.7088
Factor de vârf curent	K_{vi}	3.9727	3.3579	2.9584	3.0376	3.0454	2.9703
Factor de formă curent	K_{fi}	2.4258	2.3171	2.1738	2.1159	2.0771	2.0071
Putere aparentă	S , [VA]	1425.7	1966.7	3939.4	5553.2	6162.7	7037.7
Putere activă	P , [W]	782.25	1131.4	2385.1	3407.6	3820.8	4472.3
Putere reactivă	Q , [VAr]	1191.9	1608.7	3135.3	4384.8	4835.2	5433.9
Putere aparentă fundamentală	S_1 , [VA]	1052.7	1143.2	2467.0	3611.8	4112.2	4958.6
Putere deformantă	D , [VAd]	961.47	1600.2	3071.2	4218.1	4590.0	4994.0
Putere activă fundamentală	P_1 , [W]	1041.9	1129.8	2388.4	3446	3901.5	4671.3
Putere activă armonică totală	P_{nt} , [W]	-259.6	1.6	-3.3	-38.4	-80.7	-199
Putere deformantă armonică	D_{ui} , [VAd]	12.851	105.69	142.75	178.92	288.99	223.92
Coeficient putere deformantă	K_{pd}	0.9133	1.3998	1.2449	1.1679	1.1162	1.0071
Coeficient putere deformantă armonică	K_{pdh}	0.0122	0.0924	0.0579	0.0495	0.0703	0.0452
Factor de putere	k	0.5487	0.5753	0.6054	0.6136	0.6200	0.6355

Buletin de Informații
Tehnice
Buletin de Informații

REZULTATELE MĂSURĂRILOR CU FILTRUL PFC REALIZAT CU C.I. MC 34262

A. Parametrii electroenergetici

A.1. Redresor fără filtru PFC

U_r [V]	U_1 [V]	I_r [A]	S [VA]	P [W]	Q [VAr]	k	k_{du} [%]	k_{di} [%]	K_{vi}	K_{fi}	U_0 [V]	I_0 [A]
111,96	111,7	1,845	206,57	142,85	149,21	0,692	6,81	69,53	2,491	1,89	146	1
116,46	116,2	3,731	434,47	302,11	312,24	0,695	6,93	68,49	2,441	1,87	146	2

A.2. Redresor cu filtru PFC

U_r [V]	U_1 [V]	I_r [A]	S [VA]	P [W]	Q [VAr]	k	k_{du} [%]	k_{di} [%]	K_{vi}	K_{fi}	U_0 [V]	I_0 [A]
58,65	57,46	4,38	256,93	246,05	73,98	0,957	20,08	13,37	1,558	1,08	146	1,5
69,26	67,84	4,72	327,13	313,2	94,45	0,957	20,13	17,30	1,360	1,07	147	2
61,00	59,46	4,84	295,04	282,25	85,95	0,956	22,32	13,99	1,65	1,09	103	2,5

B. Armonici de curent și de putere activă

B.1. Redresor fără filtru PFC

n	$I_0=1A/U_0=146V$		$I_0=2A/U_0=146V$	
	I_n [A]	P_n [W]	I_n [A]	P_n [W]
1	1.326	148.07	2.718	314.15
3	1.0653	-2.054	2.1517	-6.4991
5	0.6539	-2.818	1.2791	-4.0804
7	0.2544	-0.233	0.4668	-0.76
9	0.0155	0.00072	0.1154	-0.00558
11	0.0973	-0.03192	0.2006	-0.07233
13	0.0598	-0.03313	0.1009	-0.07704
15	0.0119	-0.00136	0.0384	0.00105
17	0.0491	0.00608	0.0803	0.01054
19	0.03823		0.03926	
21	0.00394		0.02052	
23	0.02279		0.04004	
25	0.01984		0.01638	

B.2. Redresor cu filtru PFC

n	$I_0=1,5A/U_0=146V$		$I_0=2A/U_0=146V$		$I_0=2,5A/U_0=103V$	
	I_n [A]	P_n [W]	I_n [A]	P_n [W]	I_n [A]	P_n [W]
1	4.3412	249.4	4.6519	315.53	4.789	284.76
3	0.43014	-0.80486	0.60449	-0.55392	0.3568	-0.18218
5	0.12892	0.09609	0.15174	0.02738	0.47757	0.77886
7	0.07942	-0.02325	0.093015	0.022854	0.24578	-0.06852
9	0.0535	-0.01349	0.088805	-0.00164	0.06565	-0.00949
11	0.03908	-0.01605	0.063664	-0.00966	0.11177	-0.02992
13	0.060716	-0.01369	0.04316	-0.00504	0.030715	-0.00423
15	0.056983	-0.01379	0.048314	-0.00113	0.017274	-0.00069
17	0.035279		0.049472		0.094697	
19	0.018193		0.042726		0.0624	
21	0.020589		0.033206		0.025268	
23	0.019895		0.022217		0.02625	
25	0.012693		0.014956		0.027742	