



UNIUNEA EUROPEANĂ



GUVERNUL ROMÂNIEI
MINISTERUL MUNCII, FAMILIEI ȘI
PROTECȚIEI SOCIALE
AMPOSDRU



Fondul Social European
POS DRU 2007-2013



Instrumente Structurale
2007-2013



OPOSDRU



UNIVERSITATEA
Lucian Blaga
SIBIU

Investește în oameni!

Proiect cofinanțat din Fondul Social European prin Programul Operațional Sectorial pentru Dezvoltarea Resurselor Umane 2007-2013

Axa prioritară: nr. 1: “Educația și formarea profesională în sprijinul creșterii economice și dezvoltării societății bazate pe cunoaștere”

Domeniul major de intervenție: 1.5.: “Programe doctorale și post-doctorale în sprijinul cercetării”

Titlul proiectului: “Armonizarea valențelor academice românești cu cele ale Comunității Europene”

Cod contract: POSDRU/CPP107/DML5/S/76851

Beneficiar: Universitatea “Lucian Blaga” din Sibiu

Ing. Toma Emanoil

TEZĂ DE DOCTORAT

Rezumat

Conducător științific:

Prof. Univ. Dr. Ing. Carmen Mihaela Simion

SIBIU - 2015



UNIUNEA EUROPEANĂ



GUVERNUL ROMÂNIEI
MINISTERUL MUNCII, FAMILIEI ȘI
PROTECȚIEI SOCIALE
AMPOSDRU



Fondul Social European
POS DRU 2007-2013



Instrumente Structurale
2007-2013



MINISTERUL
EDUCAȚIEI
CERCETĂRII
TINERETULUI
ȘI SPORTULUI
OPOSDRU



Universitatea
Lucian Blaga
Sibiu

Investește în oameni!

Proiect cofinanțat din Fondul Social European prin Programul Operațional Sectorial pentru Dezvoltarea Resurselor Umane 2007-2013
Axa prioritară: nr. 1: “Educația și formarea profesională în sprijinul creșterii economice și dezvoltării societății bazate pe cunoaștere”
Domeniul major de intervenție: 1.5.: “Programe doctorale și post-doctorale în sprijinul cercetării”
Titlul proiectului: “Armonizarea valențelor academice românești cu cele ale Comunității Europene”
Cod contract: POSDRU/CPP107/DMI.5/S/76851
Beneficiar: Universitatea “Lucian Blaga” din Sibiu

ing. Emanoil TOMA

TEZĂ DE DOCTORAT

Rezumat

OPTIMIZAREA TEHNOLOGIEI DE PRELUCRARE DIMENSIONALĂ PRIN EROZIUNE ELECTRICĂ PRIN PRISMA CONSUMULUI ENERGETIC

Comisia de evaluare a tezei de doctorat:

Președinte:

Prof. Univ. Dr. Ing. Valentin OLEKSIK

Membrii:

Prof. Univ. Dr. Ing. Carmen Mihaela SIMION - Conducător științific, Universitatea “Lucian Blaga” din Sibiu

Prof. Univ. Dr. Ing. Niculaie Ion MARINESCU - Universitatea Politehnică București

Prof. Univ. Dr. Ing. Laurean BOGDAN - Universitatea “Lucian Blaga” din Sibiu

Prof. Univ. Dr. Ing. Liviu Daniel GHICULESCU - Universitatea Politehnică București

Cuvinte cheie:

generatoare de impulsuri comandate, sursă de curent, randamentul conversiei energiei electrice, comanda prin micropășire, sistem de reglare automată a avansului.

Mulțumiri

Pe parcursul elaborării tezei m-am bucurat de sprijinul colegial al unor cadre didactice din departamentele facultății, fără ajutorul cărora aș fi depășit cu dificultate unele aspecte ale domeniului de cercetare multidisciplinar pe care l-am abordat. Țin să le mulțumesc tuturor, pe această cale.

Mulțumesc în mod deosebit doamnei profesor dr.ing. Carmen SIMION, conducatorul meu de doctorat, pentru îndrumarea științifică și pentru sprijinul moral pe care l-am simțit permanent din partea domniei sale pe parcursul stagiului doctoral și în timpul elaborării tezei.

Recunoștința mea se îndreaptă către cel care a fost îndrumătorul și catalizatorul acestei lucrări, regretatul Profesor Dan NANU, suflet de o aleasă omenie și noblețe, care m-a sprijinit și încurajat în prima parte a stagiului doctoral, cu încredere, generozitate și entuziasm, până în ultimele săptămâni ale trecerii domniei sale prin această lume.

Nu în ultimul rând, mulțumesc familiei pentru înțelegere, răbdare și sprijin.

Emanoil TOMA

Cuprins

T R

Introducere		13	1
Cap.1.	Procesul de prelucrare prin eroziune electrică; Fenomene fundamentale și stadiul actual	16	4
1.1.	Principiul prelucrării prin eroziune electrică	4	4
1.2.	Clasificarea variantelor procedurii de prelucrare prin eroziune electrică	17	5
1.3.	Productivitatea prelucrării	19	6
1.4.	Evoluția domeniului	20	-
1.5.	Fenomene fundamentale	21	8
1.5.1.	Clasificarea principalelor fenomene care au loc la prelucrarea prin eroziune electrică	21	8
1.5.2.	Amorsarea și evoluția descărcării electrice în impuls	23	-
1.5.3.	Faza de pregătire a condițiilor de străpungere a dielectricului	24	-
1.5.4.	Faza formării canalului conductor între electrozi	25	-
1.5.5.	Evoluția descărcării electrice	27	-
1.6.	Teoria migrației canalului descărcării	35	9
1.7.	Transmiterea energiei; procese termice	36	10
1.8.	Tipuri de descărcări în condiții reale de prelucrare	40	11
1.9.	Prelevarea de material la suprafețele OP și ES	45	-
1.9.1.	Activarea energetică locală	45	-
1.9.2.	Expulzarea materialului	46	13
1.10.	Caracteristicile tehnologice ale prelucrării prin eroziune electrică	49	-
1.11.	Exemple de mașini de prelucrare prin eroziune electrică	53	-
1.12.	Concluzii și formularea direcției de cercetare	54	13
Cap.2.	Cercetări privind creșterea performanțelor subsistemului de acționare electrică pentru deplasări liniare	56	15
2.1.	Obiective	56	15
2.2.	Problematica acționărilor electrice cu motor pas cu pas	56	15
2.3.	Stand cu microcontroler pentru comanda unui motor pas cu pas unipolar alimentat de la o sursă cu tensiune nominală	69	20
2.4.	Cercetări cu privire la controlul curentului prin bobinele motorului pas cu pas, folosind tehnica limitării curentului de vârf	78	23
2.4.1.	Tehnica de control a tensiunii medii prin modularea impulsurilor în durată	79	-
2.4.2.	Limitarea curentului prin bobinele motorului unipolar	79	24
2.4.3.	Limitarea curentului prin bobinele motorului bipolar	84	25
2.4.4.	Circuit cu punte H, cu tranzistoare MOS complementare, pentru comanda dublă a motorului pas cu pas bipolar	86	-
2.4.5.	Limitarea curentului prin bobinele motorului bipolar folosind punte cu tranzistoare NMOS comandată prin tehnica bootstrap	89	-
2.5.	Cercetări privind realizarea și simularea unui circuit pentru comanda în micropași a motorului bipolar	94	26
2.6.	Circuit cu microcontroler DSC și traductor rezistiv de curent pentru comanda în micropași a motorului bipolar	100	30
2.7.	Circuit cu microcontroler DSC și traductor integrat de curent pentru comanda în micropași a motorului bipolar	107	-
2.8.	Circuit cu microcontroler DSC și drivere cu izolare galvanică pentru comanda punților H	111	-
2.9.	Concluzii cu privire la acționarea electrică cu motoare pas cu pas	117	37

Cap.3.	Cercetări și contribuții la creșterea performanțelor generatoarelor de impulsuri	120	38
3.1.	Obiective	120	38
3.2.	Studiu bibliografic asupra evoluției și situației actuale a generatoarelor de impulsuri pentru prelucrarea prin eroziune electrică	120	38
3.2.1.	Generatoare de impulsuri de relaxare (RC, dependente)	121	-
3.2.2.	Generatoare de impulsuri comandate, cu limitarea rezistivă a curentului	121	39
3.3.	Cercetări cu privire la structura generatoarelor de impulsuri cu randament ridicat, bazate pe limitarea inductivă a curentului	135	41
3.3.1.	Limitarea inductivă a curentului de descărcare. Convertorul Buck	135	41
3.3.2.	Principiul generatorului de impulsuri realizat cu convertor Buck	137	43
3.3.3.	Cercetări referitoare la generatoarele de impulsuri bazate pe convertorul Buck realizat cu tranzistor NMOS și diodă rapidă	138	-
3.3.4.	Cercetări cu privire la randamentul convertoarelor Buck elementare cu dispozitive electronice de putere realizate pe substrat de siliciu sau carbură de siliciu	139	44
3.3.5.	Cercetări privind concepția și analiza prin simulare Pspice a unui generator de impulsuri cu punte H cu tranzistoare SiC-MOS	144	46
3.4.	Cercetări referitoare la generatoarele de impulsuri realizate cu convertoare Buck în punte comandate cu impulsuri "întreșesute"	155	49
3.4.1.	Principiul comenzilor întreșesute	155	49
3.4.2.	Cercetări cu privire la GIC cu 2 convertoare Buck întreșesute	155	-
3.4.3.	Cercetări cu privire la GIC cu 8 convertoare Buck întreșesute	158	-
3.4.4.	Scheme bloc propuse pentru GIC cu convertoare Buck în punte cu comenzi întreșesute	161	-
3.4.5.	Scheme bloc propuse pentru GIC cu un convertor Buck sincron în punte și șapte convertoare Buck simple cu comenzi întreșesute	163	50
3.5.	Cercetări referitoare la generatoarele de impulsuri bazate pe convertorul rezonant LCC	167	51
3.5.1.	Analiza circuitului LCC în domeniul frecvență. Evidențierea frecvenței la care circuitul devine sursă de curent	167	52
3.5.2.	Analiza circuitului LCC în domeniul timp. Evidențierea solicitării componentelor în tensiune	168	-
3.5.3.	Analiza circuitului LCC în domeniul timp pentru semnal dreptunghiular. Evidențierea filtrării armonicilor superioare.	168	-
3.5.4.	Analiza convertorului rezonant LCC propus	169	53
3.5.5.	Creșterea valorii curentului de descărcare și diminuarea armonicilor prin tehnica "întreșeserii"	181	56
3.5.6.	Scheme bloc propuse	183	58
3.6.	Cercetări referitoare la implementarea practică a generatoarelor de impulsuri bazate pe convertorul Buck cu tranzistoare SiC-MOS, comandat de microcontroler	184	59
3.6.1.	Circuit pentru comanda pe poartă a tranzistoarelor SiC-MOS	184	-
3.6.2.	Circuit pentru testarea GIC în condiții de emulare a interstițiului	187	59
3.6.3.	Circuit pentru efectuarea de descărcări electrice singulare pe standul experimental	187	59
3.7.	Concluzii referitoare la generatoarele de impulsuri pentru prelucrarea prin eroziune electrică	194	65
Cap.4.	Cercetări cu privire la realizarea sistemului de reglare automată a avansului pe axa Z	196	67
4.1.	Cercetări bibliografice pe problematica reglării automate a interstițiului	196	67
4.1.1.	Structura sistemului de reglare a avansului	196	-

4.1.2.	Metode și tehnici de reglare automată a avansului	197	-
4.2.	Cercetări privind realizarea unui sistem de reglare a interstițiului cu motor pas cu pas	202	68
4.3.	Schema electrică a sistemului de deplasare pe axa Z pentru prelucrare prin eroziune electrică având generatoare de impulsuri cu circuite LCC	203	69
4.4.	Schema electrică a sistemului de deplasare pe axa Z pentru prelucrare prin eroziune electrică având generatoare de impulsuri cu punți H realizate cu SiC-MOS	204	70
4.5.	Microcontrolere pentru realizarea controlului digital al procesului de prelucrare prin eroziune electrică	205	71
4.6.	Concluzii cu privire la realizarea sistemului de control automat al avansului obiectului de transfer	207	72
Cap.5.	Sinteza rezultatelor cercetării	208	73
5.1.	Concluzii finale	208	73
5.2.	Metode de cercetare, credibilitatea și argumentarea rezultatelor	210	75
5.3.	Contribuții originale ale tezei	211	75
5.3.1.	Contribuții la dezvoltarea unor metode și circuite de comandă și control a motorului pas cu pas cu utilizare în sistemul de deplasare liniară a obiectului de transfer	211	75
5.3.2.	Contribuții la creșterea eficienței electrice și a performanțelor generatoarelor de impulsuri pentru prelucrare prin eroziune electrică	213	77
5.3.3.	Contribuții la dezvoltarea unor structuri de avans automat al obiectului de transfer	215	78
5.4.	Perspective și direcții de dezvoltare a cercetării	215	78
Bibliografie		217	79
Anexe		232	-
Anexa 1	Programul sursă C implementat pe standul cu microcontroler pentru comanda unui motor pas cu pas unipolar (paragraful 2.3.)	232	-
Anexa 2	Programul sursă C pentru aplicația descrisă în paragraful 2.6	236	-
Anexa 3	Programul sursă C pentru aplicația descrisă în paragraful 2.7	238	-
Anexa 4	Programul sursă C pentru testarea circuitului descris în paragraful 2.8, la curent pozitiv prin bobina A	242	-
Anexa 5	Programul sursă C pentru testarea circuitului descris în paragraful 2.8, la curent negativ prin bobina A	244	-
Anexa 6	Detalii de analiză a GIC cu convertor Buck și diodă rapidă (paragraful 3.3.3.)	246	-
Anexa 7	Programul sursă CIR și rezultatele analizei pentru convertorul Buck sincron Si-MOS (paragraful 3.3.4.)	247	-
Anexa 8	Programul sursă CIR și rezultatele analizei pentru convertorul Buck Si-MOS_Si-Diode (paragraful 3.3.4.)	249	-
Anexa 9	Programul sursă CIR și rezultatele analizei pentru convertorul Buck Si-MOS_SiC-Diode (paragraful 3.3.4.)	252	-
Anexa 10	Programul sursă CIR și rezultatele analizei pentru convertorul Buck SiC-MOS_SiC-Diode (paragraful 3.3.4.)	254	-
Anexa 11	Programul sursă CIR și rezultatele analizei pentru convertorul Buck sincron SiC-MOS (paragraful 3.3.4.)	257	-
Anexa 12	Programul sursă CIR pentru analiza GIC cu convertor LCC (paragraful 3.5.5.1.)	259	-
Sinteza privind lucrările proprii		263	-

Introducere

Motivația alegerii temei

Eroziunea electrică cu descărcări amorsate prin străpungerea unui mediu dielectric este considerată în prezent ca fiind unul din cele mai performante procedee de prelucrare dimensională a materialelor conductoare dure și de generare a formelor geometrice complexe în metale. Progresele realizate de-a lungul timpului privind înțelegerea și modelarea diversității de fenomene care concură la prelevarea de material prin eroziune electrică corelate cu dezvoltarea tehnologiei au condus la creșterea continuă a performanțelor utilajelor de prelucrare și la extinderea domeniului de aplicare a acestui procedeu tehnologic [85, 117].

Apariția a noi dispozitive electronice de curent și tensiune mare, din ce în ce mai rapide, a dus la dezvoltarea electronicii de putere prin apariția a noi topologii de circuite de conversie a energiei, bazate pe comutația dispozitivelor de putere. Creșterea puterii de calcul a calculatoarelor personale a dus printre altele și la dezvoltarea programelor de simulare pentru circuitele electrice. Analiza în detaliu a comportării circuitelor supuse diverselor solicitări ușurează proiectarea a noi circuite cu randament ridicat de conversie a energiei. De acest lucru beneficiază și procedeele de prelucrare prin eroziune electrică, generatoarele de impulsuri comandate oferind posibilități de a genera impulsuri de tensiune și curent având parametrii controlabili, de valori imposibil de atins până nu demult. Cercetarea dezvoltată în lucrarea de față vine să completeze acest demers, prin găsirea de topologii de circuite electrice care să genereze impulsuri de tensiune și curent cu parametrii modificabili în limite largi și cu randament de conversie a energiei ridicat.

Ipotezele de lucru și obiectivele tezei

Date obținute experimental de diverși cercetători întărite de explicarea fenomenelor complexe care au loc în procesul de prelucrare prin eroziune electrică, justifică efortul de a genera impulsuri de curent de intensitate mare și durată mică, controlabile. Reducerea sau chiar lipsa stratului alb permite prelucrarea printr-o singură trecere, fără a mai fi nevoie de finisare. Deși energia specifică trecerii materialului în stare de vapori este mai mare decât energia specifică trecerii în stare lichidă, componenta energetică ce se pierde prin conducție termică în obiectul supus prelucrării este mult mai mică la impulsuri scurte. Uzura mai ridicată a electrodului sculă determină utilizarea impulsurilor scurte cu precădere la prelucrarea cu electrod filiform și la microprelucrări. La prelucrarea cu electrod masiv, generatorul trebuie să fie capabil să furnizeze impulsuri de durată mare și curent mare la degroșare și impulsuri de durată scurtă la finisare. Schimbarea polarității curentului la sfârșitul impulsului este necesară când se folosește ca dielectric apa deionizată pentru a se evita electroliza apei. Impulsurile de tensiune înaltă și polaritate alternantă, la frecvență înaltă, sute de kHz....MHz, favorizează amorsarea descărcării prin activare termică suplimentară a dielectricului din interstițiu datorită mișcării oscilante a dipolilor electrici elementari. Posibilitatea programării formei impulsului de curent permite reducerea uzurii electrodului sculă la prelucrarea de degroșare cu electrod masiv.

Două soluții sunt propuse pentru generatorul de impulsuri: una se bazează pe folosirea unui convertor rezonant cu circuit LCC care are comportament de sursă de curent la frecvența de comutație de 150 kHz , cealaltă se bazează pe convertorul Buck sincron realizat cu noile tipuri de tranzistoare MOS realizate pe substrat de carbură de siliciu (SiC). Prima soluție, ce utilizează tranzistoare MOS pe substrat de siliciu comutând la tensiune zero pentru a reduce pierderile la comutație, are circuit de recuperare a energiei înmagazinată în câmpul magnetic al bobinei și prezintă regim de comutare facilă pentru diodele din

redresorul de putere . A doua soluție a rezultat în urma unui studiu comparativ, efectuat prin simulare, între diferitele tipuri de convertoare Buck, studiu ce pune în evidență randamentul superior al convertorului Buck cu SiC-MOS. Combinând două convertoare Buck într-o structură simetrică a rezultat un convertor în punte H capabil să furnizeze impulsuri de tensiune și curent controlabile în limite largi.

În procesul de prelucrare prin eroziune electrică, o importanță aparte se acordă sistemului de reglare automată a grosimii interstițiului activ. Un sistem performant asigură reducerea timpului necesar prelucrării prin reducerea ponderii impulsurilor anormale, viteză de deplasare adecvată și variabilă, rezoluție cât mai bună pentru deplasarea electrodului sculă.

În cadrul lucrării s-a urmărit realizarea unor circuite performante pentru comanda unui motor pas cu pas prin micropășire

Programul cercetării

În prima parte a programului de cercetare s-a urmărit familiarizarea cu domeniul prelucrării prin eroziune electrică, studiul bibliografic aprofundat al fenomenelor care apar în timpul procesului, evoluția și stadiul actual al procedurii de prelucrare prin eroziune electrică. Acestea s-au concretizat în elaborarea raportului științific nr. 1.

Următorul obiectiv a constat în dezvoltarea unor metode/aplicații de monitorizare a consumului energetic parțial și global, la prelucrarea prin eroziune electrică, obiectiv concretizat în elaborarea raportului științific nr. 2, în conceperea, realizarea fizică și testarea unui circuit de măsurare și monitorizare a energiei consumate și în propunerea unui sistem de monitorizare a consumului local și global al unei mașini unelte.

Un obiectiv important, concretizat în elaborarea raportului științific nr. 3, a constat în găsirea/dezvoltarea unor metode de control a consumului energetic. Cercetările s-au îndreptat cu precădere spre generatoarele de impulsuri și spre sistemul de reglare automată a avansului pe axa Z. În cadrul cercetărilor referitoare la generatoarele de impulsuri s-a urmărit limitarea curentului prin metode cu randament ridicat, în paralel cu posibilitatea obținerii unor impulsuri cu parametrii având valori într-un interval larg. În cadrul cercetărilor referitoare la sistemul de reglare automată a avansului pe axa Z s-a acordat o importanță sporită circuitului de comandă și control a acționării motorului. S-a optat pentru motor pas cu pas, datorită facilităților oferite de acesta și pe considerentul că rezultatele și experiența dobândite vor fi utile în dezvoltări ulterioare pentru acționări cu motoare liniare.

O mare parte a programului cercetării a fost axată pe creșterea randamentului de conversie a energiei de la sursa de alimentare la proces.

Structura tezei

Teza este structurată în cinci capitole, primul capitol fiind rezultatul studiului bibliografic iar următoarele trei sunt, în primul rând rezultatul cercetărilor proprii.

Capitolul 1 prezintă principiul prelucrării prin eroziune electrică, clasificarea procedurilor de prelucrare prin eroziune electrică și aspecte legate de productivitatea prelucrării, un scurt istoric al domeniului și o sinteză a cunoștințelor actuale privind fenomenele implicate în prelucrarea prin eroziune electrică cu impulsuri amorțite prin străpungerea unui dielectric lichid. Sunt prezentate principalele teorii referitoare la amorțirea și evoluția descărcării electrice, tipurile de impulsuri întâlnite în timpul prelucrării, teorii privind mecanismul fizic de îndepărtare de material de la suprafețele electrozilor în interacțiune, bilanțul energetic al interstițiului, caracterizarea prelucrabilității materialelor prin eroziune electrică și modul în care sunt definite caracteristicile tehnologice ale acestui procedeu de prelucrare. De asemenea sunt prezentate câteva exemple de mașini pentru prelucrare prin eroziune electrică.

Capitolul 2 este un capitol amplu, în care sunt prezentate, într-o manieră proprie, aspectele legate de diferitele moduri în care se comandă un motor pas cu pas. Prezentarea și analiza fenomenelor și a comportării circuitelor electrice este însoțită de cele mai multe ori de rezultatele simulării și de schemele concepute de autor pentru efectuarea simulării în PSpice. S-a acordat importanță deosebită acestui capitol din mai multe motive:

- Creșterea rezoluției sistemului de deplasare liniară, corelată cu creșterea vitezei maxime de rotație a motorului pas cu pas, determină creșterea performanțelor sistemului de reglare automată a avansului, rezultând reducerea timpului necesar prelucrării și micșorarea consumului de energie electrică.
- Analiza fenomenelor și a circuitelor electrice urmărind creșterea randamentului de conversie a energiei electrice, precum și eforturile de realizare fizică a circuitelor pe cablaj imprimat, prezintă utilitate și pentru capitolul următor care se referă la generatoarele de impulsuri.
- Experimentările la tensiune redusă, unde implicit componentele au preț de cost scăzut, și-au dovedit utilitatea în evidențierea unor situații de funcționare periculoasă și în dezvoltarea unor tehnici de reducere a influenței radiației electromagnetice.

Capitolul 3 tratează, în prima parte, problematica generatoarelor de impulsuri. Cercetările proprii s-au axat cu precădere pe creșterea randamentului electric. Pentru început a fost abordat generatorul de impulsuri cu limitarea inductivă a curentului, bazat pe convertorul Buck, realizat cu tranzistoare MOS, determinându-se randamentul electric.

În continuare, printr-o analiză comparativă a diferitelor tipuri de convertoare Buck, s-a pus în evidență randamentul sporit al convertoarelor realizate cu tranzistoare SiC-MOS, și posibilitatea de lucru la frecvențe înalte de comutație. A fost conceput un generator capabil să furnizeze impulsuri de tensiune de ambele polarități pentru amorsarea descărcării și având posibilitatea să controlăm valoarea și sensul curentului de descărcare. Au fost dezvoltate variante ale circuitului bazate pe comportamentul de sursă de curent, comportament asigurat de reacția negativă pentru controlul curentului de vârf. Prin tehnica "întreșerii" comenzilor s-a obținut un bun control al formei impulsului de curent și o substanțială reducere a riplului.

Apoi s-a trecut la analiza sistematică a generatorului bazat pe convertorul cu circuit rezonant LCC. A fost concepută o schemă electrică și s-a constatat funcționalitatea și randamentul bun în toate situațiile care pot fi întâlnite în timpul procesului de prelucrare prin eroziune electrică. Au fost concepute două scheme bloc de utilizare a generatorului propus.

Capitolul 4 tratează succint problematica sistemului de reglare automată a avansului pe axa Z. Au fost concepute două scheme bloc de control, bazate pe microcontrolere din seria procesoarelor digitale de semnal. Prima schemă folosește generatoare de impulsuri cu circuit rezonant LCC comandate prin tehnica "întreșerii". A doua schemă folosește generatoare de impulsuri cu circuite Buck în punte H cu tranzistoare SiC, putând fi comandate și acestea prin tehnica "întreșerii".

Capitolul 5 prezintă concluziile finale și perspectivele deschise pentru cercetări ulterioare.

Lucrarea cuprinde 263 pagini, 271 figuri și 9 tabele.

Cap.1. Procesul de prelucrare prin eroziune electrică: Fenomene fundamentale și stadiul actual

1.1. Principiul prelucrării prin eroziune electrică

Acțiunea de prelucrare dimensională prin eroziune electrică are la bază efectele produse de o descărcare electrică de scurtă durată, localizată într-un volum foarte mic, între doi electrozi conductori separați printr-un mediu dielectric.

Prelucrarea prin eroziune electrică se încadrează în categoria mai generală a metodelor de prelucrare folosind energii concentrate, la care prelevarea de material se produce discontinuu și cumulativ, acțiunea de prelucrare dimensională fiind rezultatul cumulat al unor procese de eroziune elementare, concentrate temporal și spațial.

În cazul prelucrării prin eroziune electrică spațiul de lucru are structura principală prezentată în figura 1-1.

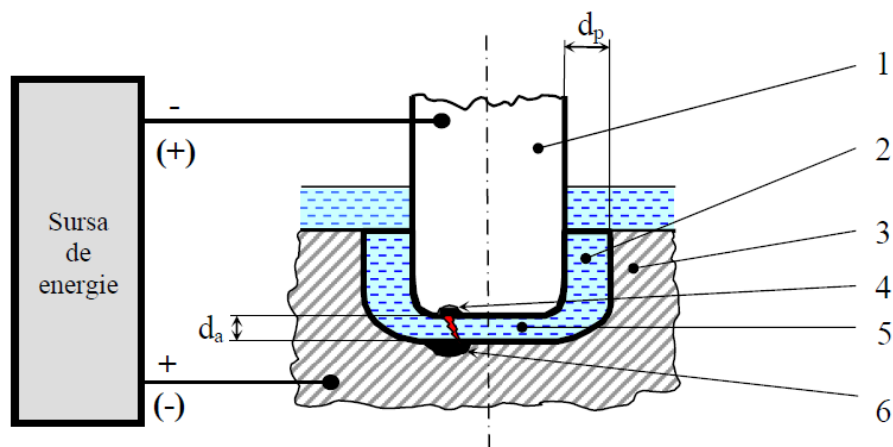


Figura 1-1. Structura principală a spațiului de lucru la prelucrarea prin eroziune electrică

Obiectul de prelucrat (3) este un semifabricat din material conductor.

Obiectul de transfer (1) este un electrod ajutător (electrod - sculă), având rolul de poziționare a agentului eroziv și de localizare macroscopică a procesului.

Mediul de lucru (2) este un lichid dielectric, având rolul de localizare și concentrare spațială a descărcării, de evacuare a produselor de eroziune și de răcire a electrozilor.

Agentul eroziv este o descărcare electrică în impuls, generată prin străpungerea locală a mediului dielectric între electrodul - sculă și obiectul de prelucrat, la aplicarea între aceștia a unui impuls de tensiune de la o sursă de energie electrică.

Energia de efect este de natură termică, mecanică și electromagnetică (preponderentă fiind componenta termică). Această energie distruge local integritatea materialului la suprafețele electrozilor și îndepărtează materialul rezultat, generând un crater de eroziune (6) la suprafața obiectului de prelucrat, respectiv un crater de uzare (4) la suprafața electrodului sculă.

Procesele elementare de eroziune se desfășoară în interstițiul activ (5). Pe măsură ce procesul evoluează, între electrodul - sculă și obiectul prelucrat se formează un interstițiu pasiv (2) prin care se evacuează produsele de eroziune și se reîmprospătează lichidul dielectric din interstițiul activ.

Efectul cumulat în timp al proceselor elementare de eroziune este reproducerea, cu o anumită precizie, a formei spațiale a electrodului - sculă în volumul obiectului supus prelucrării.

1.2. Clasificarea variantelor procedului de prelucrare prin eroziune electrică

În funcție de amorsarea descărcărilor electrice procedeul de prelucrare prin eroziune electrică se clasifică în :

- *prelucrarea prin eroziune electrică cu descărcări amorsate prin străpungerea unui mediu dielectric*
- *prelucrarea prin eroziune electrică cu impulsuri amorsate prin ruperea unor micro-contacte electrice (eroziune electrică cu ruperea de contact)*. Această variantă se caracterizează prin cantități mari de material îndepărtate în unitatea de timp la suprafața obiectului de prelucrat. Totuși, această variantă nu a cunoscut o dezvoltare industrială substanțială, deoarece starea suprafeței rezultate în urma prelucrării are rugozitate mare și modificări de structură apreciabile, provocate de microsursele termice foarte intense.

Prelucrarea prin eroziune electrică cu descărcări amorsate prin străpungerea unui mediu dielectric

Se caracterizează prin lipsa contactului nemijlocit între obiectul de prelucrat și electrodul-sculă, conform figurii 1-1. Dimensiunea interstițiului eroziv este menținută la o valoare de 0,005...0,5mm de către sistemul de avans automat al sistemului tehnologic de prelucrare, fiind dependentă de condițiile de lucru și de parametrii de reglare adecvată

Componenta termică a energiei conduce la topiri și vaporizări locale ale unor microvolume de material la suprafața celor două obiecte aflate în interacțiune și prin dirijarea corespunzătoare a procesului eroziv îndepărtarea preponderentă de material are loc la suprafața obiectului supus prelucrării.

Componenta mecanică a energiei disruptive determină expulzarea fazelor lichide formate ca urmare a acțiunilor anterioare, cu formarea unor cratere specifice la suprafața obiectelor în interacțiune. Succesiunea selectivă a acestor secvențe conduce la formarea unor mulțimi de cratere repartizate statistic-uniform pe toată suprafața în interacțiune a celor două obiecte. Acest mod de îndepărtare de material explică caracterul anizotrop al rugozității suprafeței prelucrate prin eroziune.

Din punct de vedere al formei electrodului-sculă eroziunea electrică cu impulsuri amorsate prin străpungerea interstițiului eroziv se subclasifică în:

Eroziunea electrică cu electrod masiv.

Este cunoscută și sub denumirea de eroziune electrică cu copierea formei electrodului. Forma finală la nivelul obiectului supus prelucrării se obține prin copierea formei conjugate realizate la nivelul electrodului-sculă. În cazul prelucrărilor fără echipamente suplimentare de generare avansul automat al electrodului-sculă, realizat de subsistemul specific, asigură pătrunderea acestuia în obiectul supus prelucrării prin simpla mișcare de avans rectiliniu. În cazul utilizării echipamentelor suplimentare de generare se menține același principiu de avans automat peste care se suprapun mișcări suplimentare într-o dependență legică de mișcarea principală de avans.

Eroziunea electrică cu electrod filiform

Se cunoaște și sub denumirea de tăiere prin eroziune electrică cu fir. Electrocul sub formă filiformă cu diametrul mic (sub 0,5 mm) și în mișcare axială, este condus de regulă prin calculatoare de proces, după un anumit contur, care poate avea și forme de complexitate mare, fără a influența parametrii prelucrării.

1.3. Productivitatea prelucrării

Procesele termice au rolul determinant în prelevarea de material. Prelucrabilitatea diferitelor materiale poate fi caracterizată de proprietățile termo-fizice. Criteriul lui Palatnik este exprimat de formula 1.1:

$$\pi = c \cdot \rho \cdot \lambda \cdot \theta_t^2 \quad (1.1)$$

unde:

- c : căldura specifică
- ρ : densitatea
- λ : conductibilitatea termică
- θ : temperatura absolută de topire

Prelucrabilitatea prin eroziune electrică a unui material este invers proporțională cu criteriul lui Palatnik [36, 117].

Productivitatea prelucrării se poate exprima, cel mai simplu prin formula

$$Q_p = K \cdot P_m \cdot f(d_m) \quad (1.2)$$

unde: Q_p = productivitatea prelucrării

K = constantă dependentă de materialele OP și ES, de natura dielectricului, etc.

P_m = puterea medie dezvoltată în spațiul de lucru

d_m = valoarea medie a interstițiului activ

Prelevarea de material este posibilă cu condiția încadrării mărimii "d" a interstițiului activ într-un domeniu îngust de valori (figura 1.2.), deoarece:

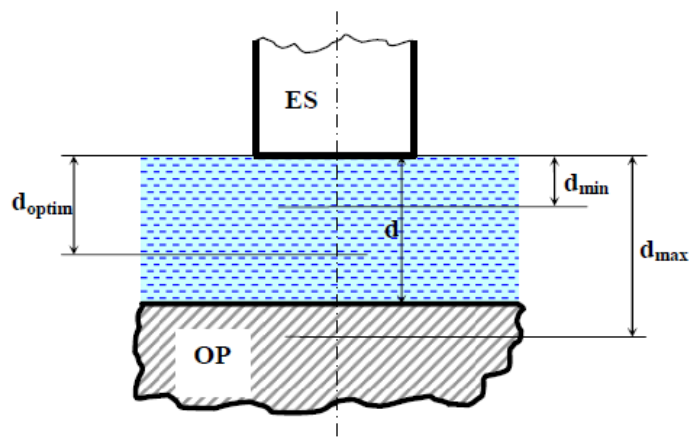


Figura 1-2. Domenii de valori ale grosimii interstițiului activ

- pentru valori $d < d_{\min}$ - apare scurtcircuit între OP și ES
- pentru valori $d > d_{\max}$ - descărcarea nu se produce (funcționare în gol)

Prelevarea de material în urma unei descărcări singulare conduce la creșterea locală a interstițiului, având drept rezultat localizarea descărcării în alte zone ale suprafețelor electrozilor. Se obține astfel îndepărtarea unui strat de material de la suprafața OP, respectiv ES, însoțită de creșterea valorii medii a interstițiului mediu în jurul valorii optime, urmând prelevarea unui nou strat de material. Mecanismul descris conduce în timp la reproducerea formei spațiale a ES în volumul OP. [36, 116, 117].

1.4. Evoluția domeniului

Dezvoltarea procedeeului de prelucrare dimensională prin eroziune electrică a fost determinat pe de o parte de cercetările teoretice fundamentale a domeniului științific, iar pe de altă parte de perfecționările și dezvoltările unor ramuri industriale, cum ar fi electronica de

putere, tehnica automatizării proceselor de prelucrare, concepția mașinilor-unelte, microelectronica, tehnologia informației ș.a.

Primele semnalări de utilizare industrială a acestui procedeu datează din perioada celui de al doilea război mondial când soții Boris și Natalia Lazarenko propun „inversarea” acțiunii ruperii contactelor electrice și utilizarea direcționată a eroziunii contactelor electrice spre prelucrări dimensionale. Astfel, au fost puse bazele aplicării industriale a unui nou procedeu de prelucrare, care avea să revoluționeze concepția tehnologică de prelucrabilitate.

Sintetizăm în continuare momentele importante din istoria dezvoltării procedurii de prelucrare dimensională prin eroziune electrică.

În perioada 1950...1960:

- Apariția primelor sisteme tehnologice de prelucrare.
- Dezvoltarea generatoarelor de relaxare.

În perioada 1961...1970:

- Apariția primelor generatoare industriale de impulsuri comandate.
- Primele mașini de prelucrare prin eroziune electrică cu electrod filiform.
- Introducerea comenzilor NC la mașinile de prelucrare prin eroziune electrică cu electrod filiform. Apariția primelor generatoare industriale de impulsuri comandate.

În perioada 1971...1980:

- Aplicarea comenzilor CNC la mașinile de prelucrare prin eroziune electrică.
- Dezvoltări ale prelucrărilor prin eroziune electrică prin adoptarea unor echipamente tehnologice specifice (mișcarea planetară a electrodului-sculă, avansuri automate după două sau trei direcții, tăieri conice cu electrod filiform, etc).

În perioada 1981...1990:

- Primele încercări de dotare a mașinilor de prelucrare prin eroziune electrică cu magazii de alimentare automată cu electrozi-sculă.
- Utilizarea motoarelor electrice pas cu pas pentru sistemele de avans automat la mașinile de prelucrare prin eroziune electrică cu copierea formei electrodului-sculă.

În perioada 1991...2000:

- Utilizarea în cadrul liniilor flexibile de fabricație a mașinilor de prelucrare prin eroziune electrică (inclusiv a sistemelor tehnologice de prelucrare a electrozilor-sculă).
- Utilizarea sistemelor CAD, CAM, CIM la prelucrările prin eroziune electrică.

Din 2001...până în prezent:

- Dezvoltarea sistemelor CAD, CAM, CIM la prelucrările prin eroziune electrică.
- Apariția și dezvoltarea unor simulatoare de proces.
- Perfecționarea algoritmilor de control (regulatoare fuzzy, rețele neuronale, algoritmi genetici).
- Diversificarea aplicațiilor EDM la microprelucrări, depuneri de material (micro și nanotehnologii).
- Dezvoltarea în continuare a sistemelor tehnologice; sisteme de acționare cu motoare liniare.

Principalele performanțe tehnologice atinse la ora actuală în cadrul prelucrărilor cu electrod masiv:

- interstițiul minim: 5 μm
- rugozitatea (Ra): 0,05 μm
- raza internă minimă: 5 μm
- uzura electrodului de grafit: 0,02%
- uzura electrodului de cupru: 0,05-1%

Principalele performanțe tehnologice atinse la ora actuală în cadrul prelucrărilor prin eroziune electrică cu fir:

- abaterea de formă: $\pm 1,5 \mu\text{m}$
- rugozitatea (Ra): 0,05 μm
- raza internă minimă: 15 μm

Pentru acest procedeu există deja domenii de aplicare specifice, unde utilizarea altor procedee de prelucrare dimensională nu mai este necesară, eroziunea electrică fiind, ea singură, capabilă să finalizeze toate cerințele impuse prelucrările, de la degroșări până la finisări sau superfinisări [85, 117].

1.5. Fenomene fundamentale

1.5.1. Clasificarea principalelor fenomene care au loc la prelucrarea prin eroziune electrică

Descărcarea electrică în impuls se caracterizează prin dezvoltarea de energie într-o formă extrem de concentrată spațial și temporal. O durată mică a descărcării (10...100 μs) și o valoare redusă a interstițiului (10...50 μm) conduc la densități de putere de ordinul a 300000 W/mm³, respectiv densități de energie de ordinul a 30000 J/mm³ în faza cvasi-stabilă a descărcării elementare [117].

Energia dezvoltată în coloana descărcării se transmite mediilor învecinate (suprafața OP, suprafața ES și mediul de lucru), generând transformări fizice și chimice ale acestora.

Principalele fenomene care însoțesc descărcarea în impuls, precum și consecințele acestora asupra procesului tehnologic de prelucrare dimensională pot fi sistematizate astfel:

a) Fenomene la suprafața obiectului prelucrat:

- modificări locale ale stării de agregare a materialului
- expulzarea de material cu formarea de cratere de eroziune
- modificări de structură în stratul superficial al OP.
- apariția de microdeformări și microfisuri în stratul superficial, datorită variației rapide a temperaturii locale.

Efecte:

- eroziunea suprafeței OP
- modificarea proprietăților materialului din stratul superficial al OP

b) Fenomene în mediul dielectric de lucru:

- străpungerea locală a dielectricului
- generarea unei unde de șoc care se propagă în volumul lichidului
- creșterea locală a temperaturii lichidului
- descompunerea termică a lichidului dielectric

Efecte:

- evacuarea produselor de eroziune din interstițiu
- modificarea compoziției și proprietăților materialului lichidului dielectric
- încălzirea generală a lichidului

c) fenomene la suprafața electrodului-sculă:

- modificări locale ale stării de agregare
- expulzarea de material cu formarea de cratere de uzare
- modificarea structurii materialului din stratul superficial
- depunerea de produse de piroliză pe suprafața ES

Efecte:

- uzarea prin eroziune a suprafeței electrodului-sculă
- modificarea proprietăților materialului din stratul superficial al ES
- formarea unor pelicule protectoare la suprafața ES

1.6. Teoria migrației canalului descărcării

Teoria monocanalului în mișcare consideră că descărcarea singulară determină apariția unui canal de plasmă unic, de dimensiune transversală foarte mică [84, 199]. Extremitățile canalului se deplasează pe suprafețele electrozilor astfel:

- la anod, extremitatea canalului are o mișcare oscilantă, fără a părăsi suprafața electrodului.
- la catod, extremitatea canalului sare dintr-un punct în altul, părăsind temporar suprafața electrodului.

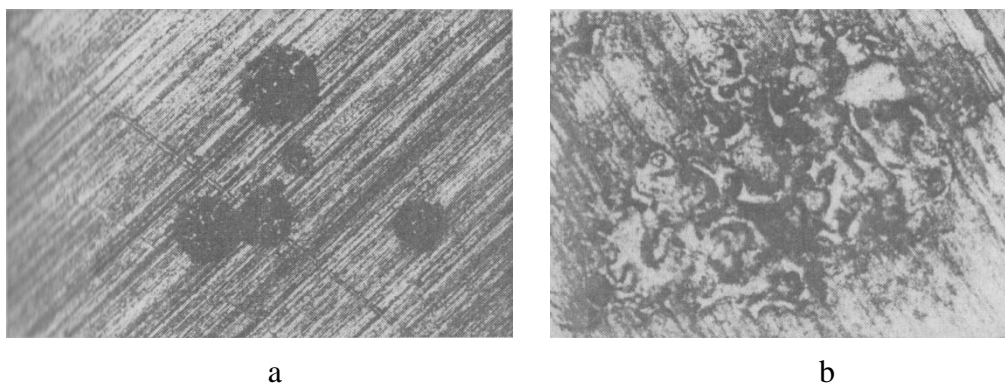


Figura 1-3. Forma petei catodice pentru un impuls de durată medie a) respectiv mare b)[117]

Această ipoteză asupra morfologiei și evoluției descărcării ar putea constitui o explicație a efectului de polaritate la impulsuri de durată mică și medie (regim de finisare și regim mediu):

- prin oscilația petei anodice pe suprafața electrodului puterea momentanee a sursei superficiale de căldură oscilează periodic în limite restrânse, astfel încât valoarea ei medie este mare;
- prin mișcare în salt a petei catodice de la o micro-zonă la alta puterea instantanee a sursei superficiale de căldură variază în limite foarte largi, valoarea ei medie fiind relativ scăzută;
- cantitatea totală de material prelevat fiind dependentă de valoarea medie a puterii sursei termice superficiale la electrozi rezultă că, în regimul luat în discuție, volumul de material prelevat la anod va fi mai mare în raport cu volumul prelevat la catod.

1.7. Transmiterea energiei; procese termice

Energia cedată de sursa exterioară se transmite, în principal prin intermediul canalului descărcării, la mediile cu care acesta vine în contact. Transmiterea de energie are loc pe toată durata impulsului, dar este mai puternică în faza cvasistabilă a descărcării (pe palierul impulsului de curent).

O parte a energiei transmise produce efectul util al prelevării de material de la suprafața obiectului de prelucrat, restul de energie generează uzura electrodului sculă și alimentează celelalte fenomene din interstițiu.

Ecuția bilanțului energetic al descărcării elementare este de forma [117]:

$$Q_t = Q_A + Q_K + Q_C + \Delta Q \quad (1.26)$$

unde: Q_t = cantitatea de căldură totală eliberată la o descărcare elementară;

Q_A = cantitatea de căldură cedată anodului

Q_K = cantitatea de căldură cedată catodului

Q_C = cantitatea de căldură cedată prin suprafața laterală a canalului descărcării spre mediul lichid,

ΔQ_A = pierderea de căldură în sistem

Termenii ecuației de bilanț (1.26) au, la rândul lor, următoarele componente:

$$Q_A = Q_{A1} + Q_{A2} + Q_{A3} + Q_{A4} \quad (1.27)$$

unde: Q_{A1} = cantitatea de căldură cedată anodului prin impactul purtătorilor de sarcină mobili asupra suprafeței acestuia. Este aproximativ 90% din Q_A ;

Q_{A2} = cantitatea de căldură dezvoltată la anod prin efect Joule-Lenz. Este aproximativ 10% din Q_A ;

Q_{A3} = cantitatea de căldură corespunzătoare agitației termice a particulelor din structura anodului.

Q_{A4} = cantitatea de căldură cedată anodului prin impactul cu suprafața acestuia a unor particule neutre.

Componentele Q_{A3} și Q_{A4} au o pondere neglijabilă în Q_A , în raport cu primele două.

În mod analog, căldura cedată catodului are următoarele componente:

$$Q_K = Q_{K1} + Q_{K2} + Q_{K3} + Q_{K4} \quad (1.28)$$

unde componentele $Q_{K1} \dots Q_{K4}$ au aceeași semnificație ca în cazul precedent.

În figura 1. 20. se prezintă schematic bilanțul energetic al descărcării elementare, conform relațiilor (1.26), (1.27), (1.28).

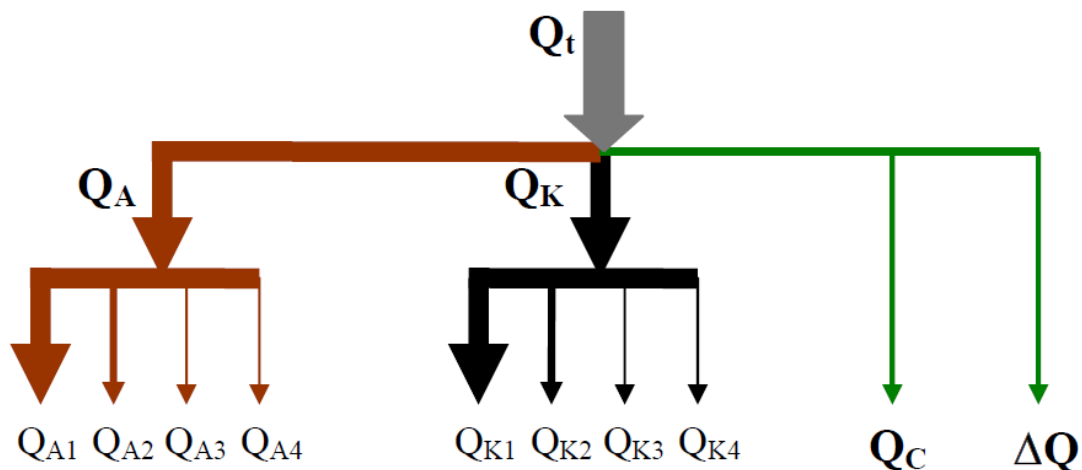


Figura 1-4. Bilanțul energetic al descărcării elementare[36]

Din analiza teoretică și experimentală [36] s-a desprins concluzia că, la electrozi, căldura se dezvoltă în proporție de aproximativ 90% la suprafață și aproximativ 10% în volum.

La prelucrarea cu descărcări în scânteie și scânteie-arc, durata foarte mică de transmitere a energiei determină o vaporizare puternică cu caracter de explozie, proces de prelevare numit prin vaporizare rapidă.

În cazul descărcărilor în arc nestaționară, la durate mici ale impulsurilor, procesul de îndepărtare este prin vaporizare liniștită, nedepășindu-se sensibil temperatura de vaporizare.

La creșterea duratei impulsurilor, prelevarea prin vapori este înlocuită treptat prin procesul de îndepărtare de material în stare lichidă, sub formă de picături.

Procesele termice provoacă diferite efecte în sistem, cele mai importante sunt:

- efectul de îndepărtare de material la suprafața electrozilor
- efecte chimice de piroliză a lichidului dielectric
- influențarea termică a zonei periferice a electrozilor

Fiecare descărcare normală, respectiv ramificație a descărcării care ajunge pe suprafața electrozilor determină transformările de fază descrise anterior și datorită efectelor dinamice și mecanice care însoțesc descărcarea electrică din interstițiu, se formează un crater eroziv în zona de impact, definit prin raza r și adâncimea h . În realitate craterele au forme mai mult sau mai puțin apropiate de cea circulară

Sucesiunea de impulsuri formează pe suprafața electrozilor o mulțime de cratere și astfel zona prelucrată prin eroziune electrică prezintă un aspect mat, cu toate că rugozitatea poate fi foarte bună.

În timpul procesului eroziv temperaturile ridicate provoacă modificări structurale ale stratului de suprafață. Transformările structurale care se produc se datorează pe de o parte efectului termic al descărcărilor iar pe de altă parte efectului de răcire rapidă datorită contactului cu lichidul dielectric. Grosimea zonei în care apar transformări structurale depinde în principal de compoziția chimică a materialului ce se prelucrează și de energia și durata impulsurilor de curent (grosimea zonei respective crește la mărirea energiei și a duratei impulsurilor). Natura transformărilor structurale depinde de distribuția câmpului termic pe secțiune, de compoziția chimică și de starea structurală a materialului supus prelucrării[117].

Se pot forma zone influențate termic caracterizate prin straturi albe cu grosime mică sau cu grosimi mai mari, practic grosimea fiind influențată atât de condițiile energetice ale descărcării cât și de condițiile de evacuare. În stratul alb unde în mare parte se regăsește materialul resolidificat se pot întâlni sufluri sau incluziuni metalice sau nemetalice care există în dielectric și care provin de la procesele de îndepărtare de material provocate de descărcările anterioare. Sursele de căldură de mare intensitate de la suprafața electrozilor conduc la o solicitare elastic-plastică a materialelor. Solicitățile pot determina tensiuni interne suficiente de intense și chiar microfisuri.

1.8. Tipuri de descărcări în condiții reale de prelucrare

Fenomenele care concură la prelevarea de material, la evacuarea produselor de eroziune și la menținerea echilibrului dinamic al procesului în ansamblu sunt de o mare complexitate, astfel încât condițiile în care se realizează descărcările electrice individuale diferă substanțial de la un impuls la altul. În consecință, efectele produse de descărcările individuale sunt variabile, nu toate impulsurile de tensiune aplicate electrozilor produc efecte descărcările individuale se reflectă în modificarea formelor de undă ale mărimilor electrice caracteristice (tensiune și curent).

În figura 1-23 sunt prezentate principalele tipuri de impulsuri:

- impulsuri la descărcare normală (figura 1.23.a.)

- impulsuri în gol (figura 1.23.b.)
- impulsuri la descărcare anormală :
 - o descărcare în gaz (figura 1.23.c.)
 - o descărcare între particule (figura 1.23.d.)
- impulsuri în scurtcircuit (figura 1.23.e.)

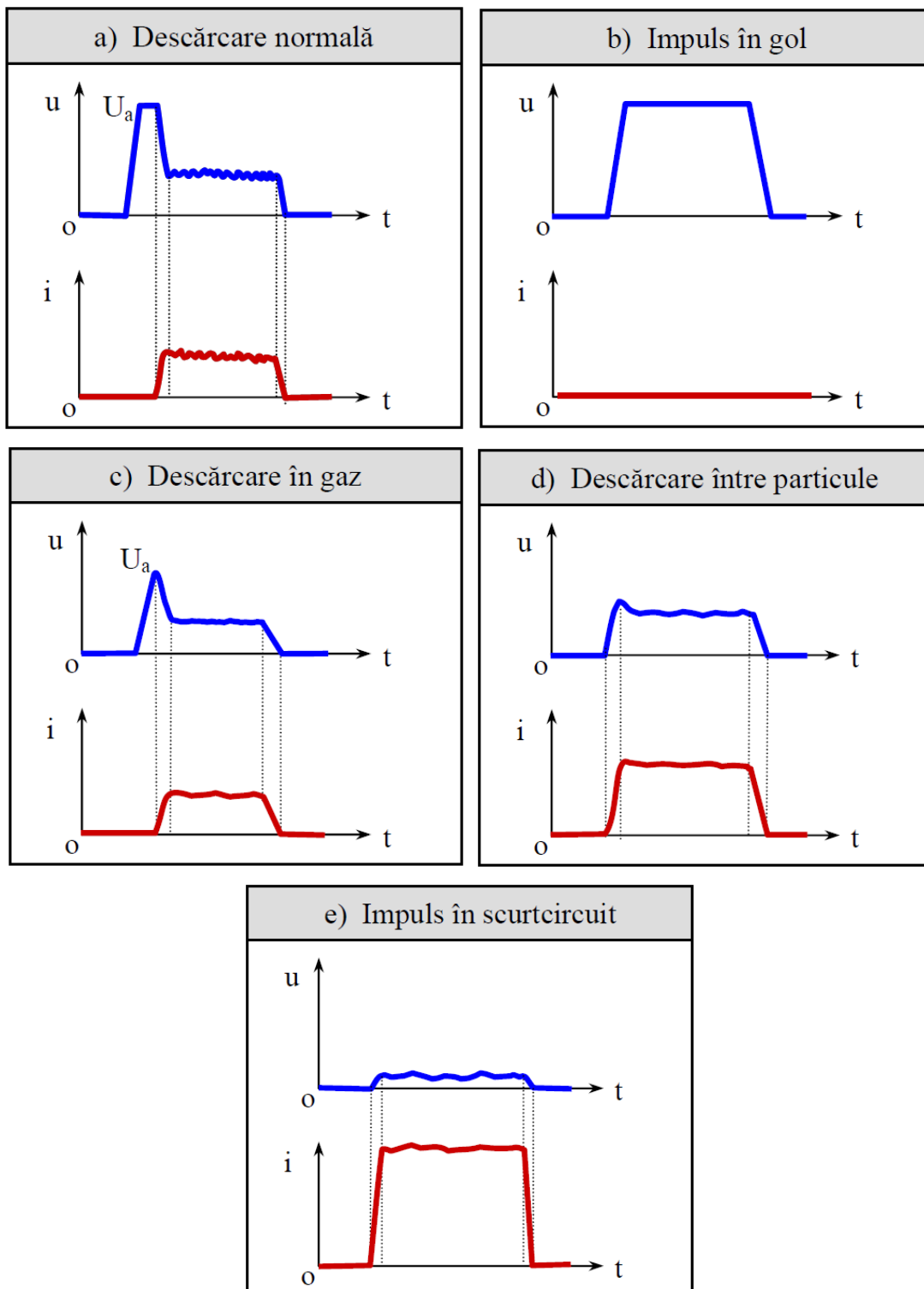


Figura 1-5. Tipuri de descărcări în condiții reale de prelucrare

1.9.2. Expulzarea materialului

Expulzarea de material activat de la suprafețele electrozilor are loc ca urmare a efectelor cumulate ale unei mari diversități de fenomene. Mecanismele care conduc la extracția (expulzarea) de material sunt sistematizate după natura fenomenelor ce le stau la bază, astfel [117] :

- expulzarea termodinamică;
- expulzarea (ruperea) termo-mecanică;
- expulzarea (smulgerea) electrostatică;
- expulzarea electrodinamică

Diversitatea mare a mecanismelor de activare-expulzare (fiecare cu manifestare preponderată într-o anumită fază a descărcării și la anumită polaritate a electrozilor) conduce la dependența pronunțată a cantității de material prelevat la o descărcare elementară de durata impulsului, respectiv de polaritate. În Fig. 1.30 se prezintă dependența de acești doi factori a volumului mediu prelevat într-un interval de timp de 1 minut, la descărcări elementare de energie constantă. La impulsuri de durată mică predomină prelevarea de material de la anod, iar la impulsuri de durată mare predomină prelevarea de la catod. Prelevarea de material la anod este maximă în cazul impulsurilor având durata în jurul valorii de $500 \mu s$ [36]. În alte lucrări, maximul curbei de prelevare la anod apare la o durată a impulsului mult mai mică, graficul având formă asemănătoare, dependentă de materiale și de condițiile de lucru [4, 5].

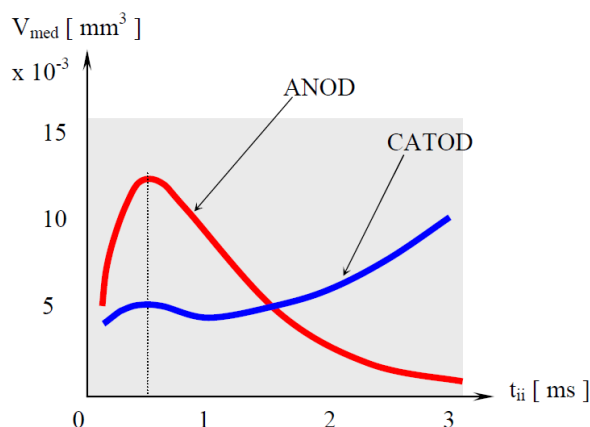


Figura 1-6. Dependența volumului mediu prelevat, la descărcări elementare de energie constantă, de durata impulsurilor și de polaritate[36]

1.12. Concluzii și formularea direcției de cercetare

Complexitatea fenomenelor care se produc în timpul procesului de prelucrare prin eroziune electrică a impus un studiu atent al literaturii de specialitate.

Pentru impulsuri de durată mare energia se transmite preponderent sub formă de căldură spre electrozi. Activarea materialului electrozilor se realizează deci prin creșterea locală a temperaturii, până la valori superioare punctului de topire și chiar de vaporizare. Volumul preponderent de material expulzat este în stare lichidă. Durata mare de aplicare a impulsului duce la pierderi însemnate de energie prin conducție termică în volumul materialului și apariția la suprafața activată termic și neexpulzată, a unui strat care suferă schimbări de structură, așa-numitul strat alb. Uzura electrozilor este mică dacă se folosesc hidrocarburi ca mediu dielectric, rezultând o largă utilizare la prelucrarea prin copierea formei electrozilor. Apariția stratului alb și rugozitatea mare a suprafeței necesită o prelucrare suplimentară de finisare, folosind impulsuri de durată mică, consumându-se timp și energie suplimentară.

Pentru impulsuri de durată mică, sub câteva microsecunde, materialul expulzat este predominant sub formă gazoasă. Încălzirea stratului superficial, neexpulzat, prin conducție termică, fiind un fenomen lent, nu se produce la nivelul la care să apară stratul alb. Prin urmare poate să nu mai fie necesară prelucrarea de finisare. Pentru a obține o productivitate acceptabilă, energia impulsului de curent trebuie să fie suficient de mare, necesitând amplitudine mare a impulsului de curent. Uzura electrodului este mare ceea ce face ca acest mod de lucru să fie folosit cu precădere la microprelucrări și la prelucrarea prin eroziune electrică cu fir, unde porțiunea utilă a electrodului se schimbă în permanență.

Realizarea unor generatoare capabile să furnizeze impulsuri cu parametrii modificabili în limite largi, cu durată de la zeci de nanosecunde la zeci de milisecunde, cu amplitudine de la ordinul zecimilor de amper până la zeci de amperi sau chiar mai mult, cu formă și polaritate controlabilă, permite efectuarea de experiențe pentru studiul procesului de prelucrare prin eroziune electrică a diferitelor materiale, folosind diferite medii dielectrice. Cercetarea dezvoltată în lucrarea de față vine să completeze acest demers, prin găsirea de topologii de circuite electrice care să genereze impulsuri de tensiune și curent cu parametrii modificabili în limite largi și cu randament de conversie a energiei ridicat.

Un alt aspect important în procesul de prelucrare prin eroziune electrică este legat de controlul procesului în scopul maximizării productivității prin reducerea numărului de descărcări anormale, în primul rând a descărcărilor în gol sau scurtcircuit. Pentru aceasta se impune o atenție sporită acordată sistemului de reglare automată a avansului și implicit a acționării electrice. În cadrul lucrării se va urmări realizarea unor circuite performante pentru acționarea cu motor pas cu pas, cu randament ridicat de conversie a energiei, care să asigure o bună rezoluție și viteză mare. De asemenea se va urmări utilizarea celor mai adecvate circuite integrate pentru implementarea controlului și găsirea unor structuri performante pentru sistemul automat de avans.

Cap.2. Cercetări privind creșterea performanțelor subsistemului de acționare electrică pentru deplasări liniare.

2.1. Obiective

În procesul de prelucrare prin eroziune electrică sistemul de control automat al avansului electrodului sculă joacă un rol important. Performanțele sistemului de control sunt influențate în mod hotărâtor de performanțele elementului de execuție. În funcție de specificul prelucrării se optează pentru un anumit tip de actuator: motor de curent continuu cu perii, motor pas cu pas, motor liniar, actuator piezoelectric, actuator feroelectric, actuator magnetostrictiv, actuator hidraulic.

Motorul pas cu pas este soluția optimă pentru prelucrarea prin eroziune electrică cu electrod masiv, datorită avantajelor oferite: posibilitatea de corelare a funcționării incrementale a motorului cu evoluția discretă a prelucrării prin eroziune electrică, memorarea poziției momentane prin blocarea electromecanică a rotorului la ultimul impuls de comandă aplicat, gamă largă de reglare a vitezei prin simpla modificare a frecvenței de comandă, dinamică bună, posibilitatea inversării rapide a sensului de deplasare.

În acest capitol se urmărește creșterea randamentului de conversie a energiei de la sursa de alimentare la procesul de acționare electrică, îmbunătățirea rezoluției deplasării și creșterea vitezei maxime de deplasare, prin găsirea unor soluții/circuite electrice performante pentru comanda motorului pas cu pas.

2.2. Problematika acționărilor electrice cu motor pas cu pas

Motoarele pas cu pas sunt motoare sincrone speciale, adaptate funcționării discrete. Înfășurările fazelor sunt alimentate cu impulsuri de curent. Se produce un câmp magnetic învârtitor a cărui axă ocupă numai anumite poziții, ceea ce determină rotorul să ocupe anumite poziții discrete. Pasul motorului reprezintă trecerea de la o poziție la alta și se face sub influența schimbării repartiției discrete a câmpului magnetic. Motorul pas cu pas poate fi privit ca un convertor discret impuls / deplasare.

Din punct de vedere al construcției circuitului magnetic motoarele pas cu pas se clasifică în:

- motoare pas cu pas cu magnet permanent în rotor (rotor cilindric / rotor disc)
- motoare pas cu pas cu reluctanță variabilă (rotor cilindric din tole, dințat)
- motoare pas cu pas hibride (cu magnet permanent și reluctanță variabilă)

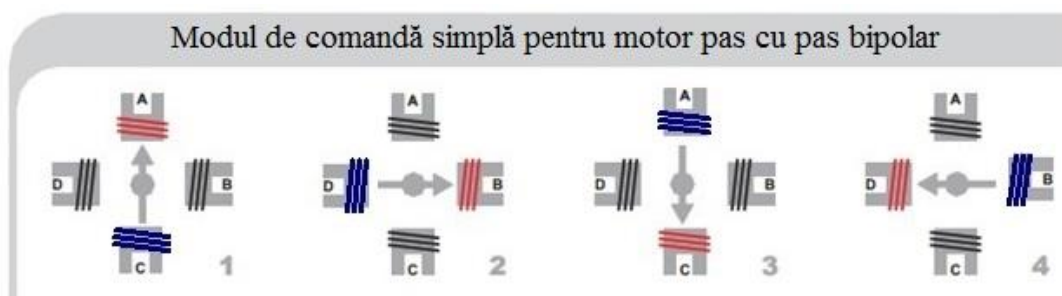


Figura 2-1. Rotirea motorului bipolar în cazul comenzii simple

Pentru motorul bipolar, se asigură curent în ambele sensuri prin bobinele motorului. În felul acesta se poate crea atât polul nord cât și polul sud la capătul dinspre rotor al bobinei. Bobinele sunt grupate două câte două, fiind legate fie în serie fie în paralel. Vom avea patru borne disponibile. Pentru figura 2-4 s-a făcut următoarea convenție: bobinajul care creează

polul nord este de culoare roșie, iar bobinajul care creează polul sud este de culoare albastră. Deplasarea unghiulară a rotorului este la fel ca în cazul motorului unipolar, dar cuplul dezvoltat este mai mare.

În cadrul secvenței duble de comandă a motorului bipolar în fiecare moment sunt active toate bobinele, avem cuplul maxim dezvoltat la arborele motorului și maximum de consum.

În cazul comenzii în micropași curentul prin bobinele motorului are și alte valori decât valorile nominale (cazul comenzii simple sau duble). Compunerea forțelor cu care acționează câmpul magnetic produs de trecerea curentului prin bobinele motorului asupra rotorului determină rotorul să ocupe și poziții intermediare. Pentru motorul bipolar cu magneți permanenți exemplificăm în cele ce urmează compunerea forțelor pentru diferite moduri de comandă a motorului.

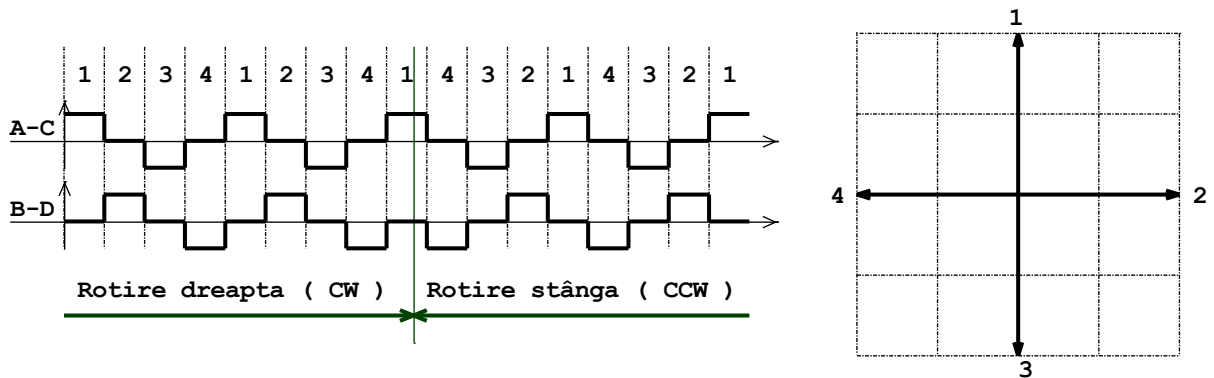


Figura 2-2. Compunerea forțelor la fiecare pas pentru secvența simplă de comandă a motorului bipolar

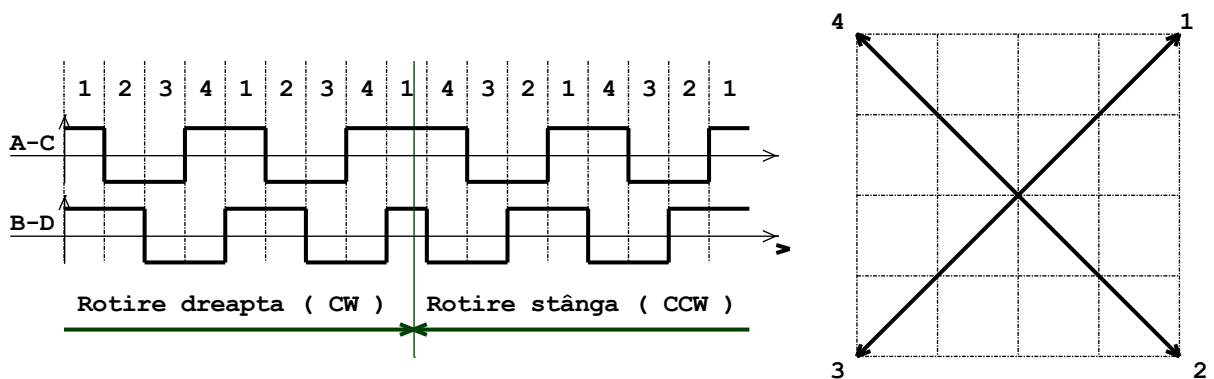


Figura 2-3. Compunerea forțelor la fiecare pas pentru secvența dublă de comandă a motorului bipolar

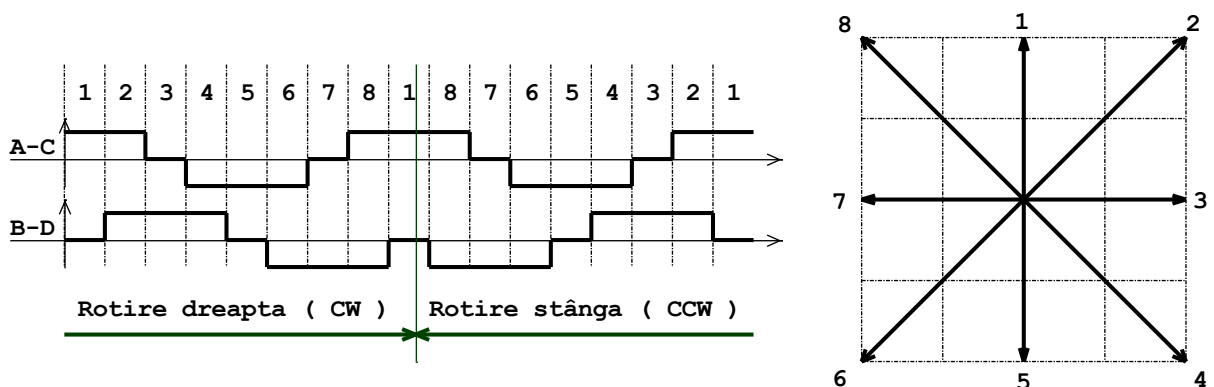


Figura 2-4. Compunerea forțelor la fiecare pas pentru secvența mixtă de comandă a motorului bipolar

Pentru comanda cu pas întreg, figurile 2-6 și 2-7, forța cea mai mare se obține la comanda dublă. Pentru comanda cu jumătate-pas, figurile 2-8, 2-9 și 2-10, forță constantă se obține la comanda sin-cos.

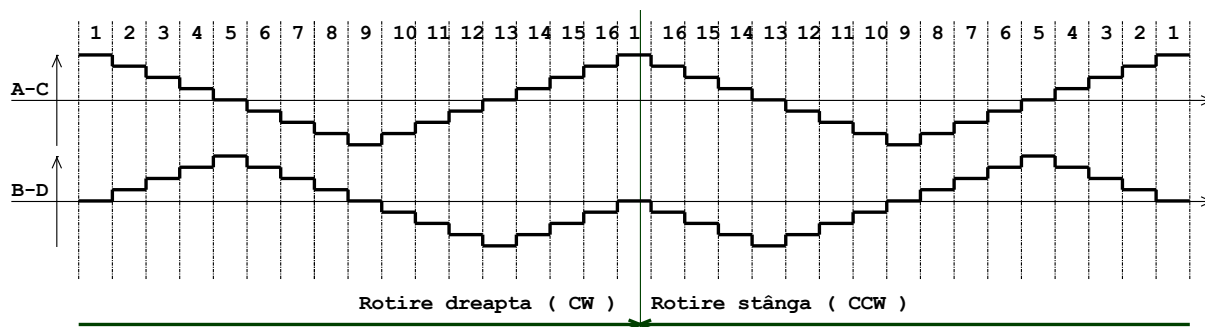


Figura 2-5. Cronogramele curenților prin bobine pentru secvența de comandă liniară prin 1/4 micropași

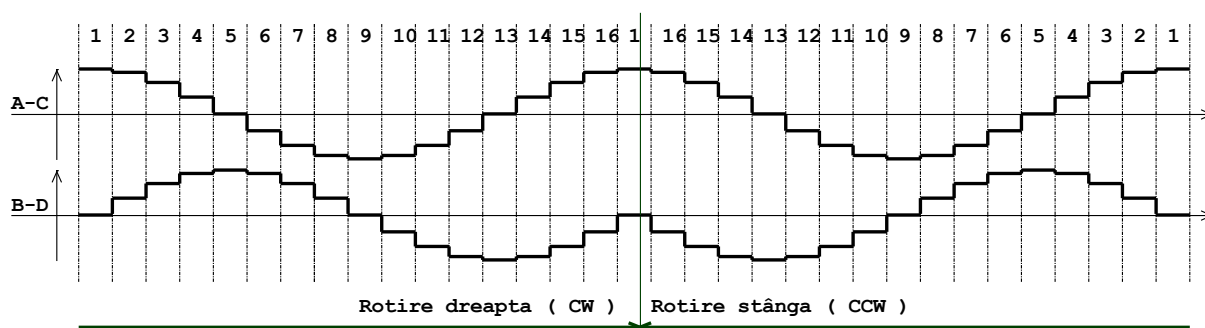


Figura 2-6. Cronogramele curenților prin bobine pentru secvența de comandă sin-cos prin 1/4 micropași

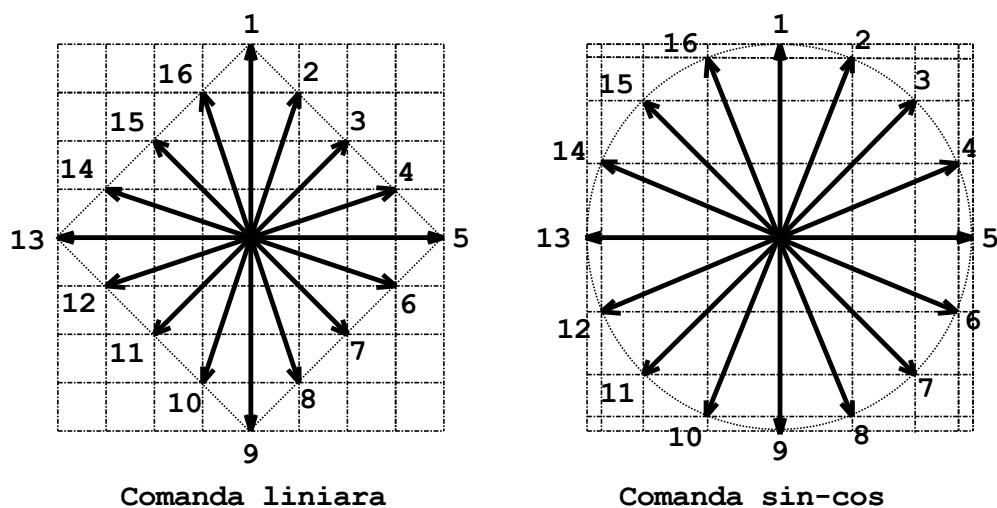


Figura 2-7. Compunerea forțelor la fiecare pas pentru secvențele de comandă prin 1/4 micropași

Și la comanda 1/4 pas forțele sunt constante dacă prin bobinele motorului curenții au formă sinusoidală. Micșorând și mai mult micropasul aproximarea sinusului devine tot mai bună, salturile sunt din ce în ce mai mici, motorul se rotește din ce în ce mai lin, asemănător motorului de curent continuu. Cu cât pașii sunt mai mici, cu atât fenomenul de oscilație mecanică se diminuează. Alimentând puntea H la tensiune mare și controlând curentul prin bobinele motorului se pot obține viteze de rotație, fără pierderi de pași, mult mai mari decât la alimentarea cu tensiune nominală.

Varianta constructivă cea mai răspândită pentru motorul hibrid este cu un singur stator cu opt poli aparenti și două rotoare cu 50 dinți fiecare, un rotor fiind polul nord al magnetului permanent, iar celălalt rotor fiind polul sud. Fiecare pol are 5 dinți iar dinții celor două rotoare sunt decalajați. Se asigură în acest fel o rotație cu $1,8^{\circ}$ la fiecare pas. Motorul folosit în lucrare are opt bobine fizice, două câte două înseriate în interior. Rezultă patru bobine disponibile în exterior prin fiecare capăt, total opt fire. În felul acesta poate fi legat în modurile prezentate în figurile 2-19....2-22: unipolar, bipolar serie, bipolar paralel.

Pentru comanda motorului avem nevoie de comutatoare care să asigure o anumită secvență pentru curenții care circulă prin bobine. Diodele sunt necesare pentru a elimina energia înmagazinată în câmpul magnetic creat de bobină, în situația în care comutatorul se întrerupe (asigură cale de circulație a curentului, deoarece curentul prin bobină nu trebuie întrerupt brusc). Pe parcursul acestei lucrări sunt numite "dioda de drum liber". În figura 2-19 este prezentată varianta cea mai simplă pentru schema electrică a circuitului de forță pentru comanda motorului pas cu pas unipolar. Se asigură curent doar într-un sens prin fiecare bobină dacă este închis comutatorul asociat. Când comutatorul se deschide curentul bobinei respective continuă să circule prin dioda de "drum liber" până se elimină energia înmagazinată în câmpul magnetic al bobinei. Acest circuit se folosește în cazul alimentării cu tensiune nominală. Varianta din figura 2-20 se folosește cu precădere la alimentare cu tensiune mare și controlul curentului prin tehnica impulsurilor modulate în durată.

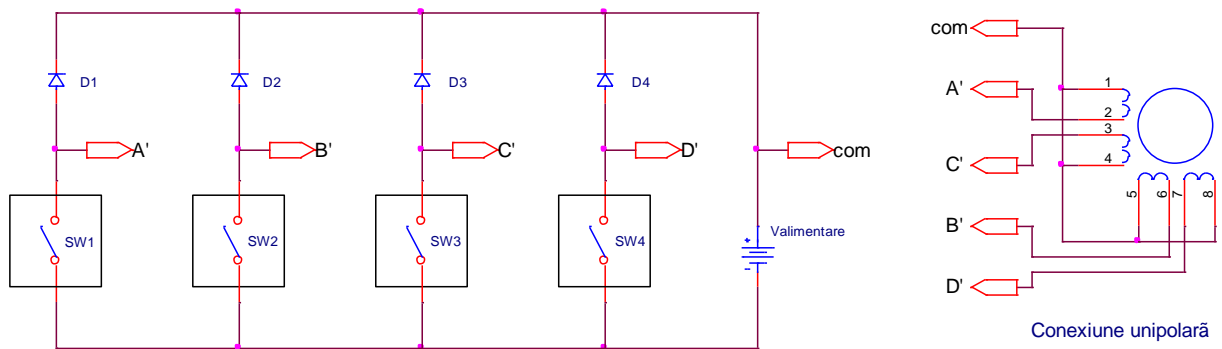


Figura 2-8. Comanda motorului pas cu pas în conexiune unipolară

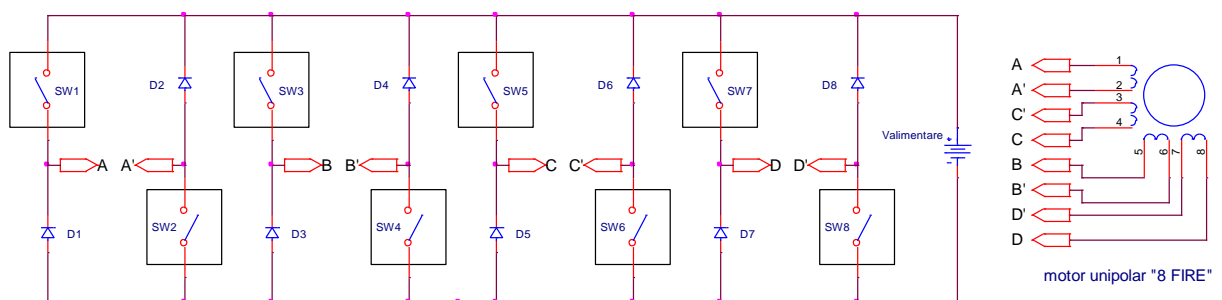


Figura 2-9. Comanda motorului pas cu pas unipolar cu înfășurări separate

În prezent cele mai folosite comutatoare sunt:

- tranzistoarele bipolare în cazul motoarelor de mică putere, unde curenții sunt mici și tensiunea de alimentare este mică
- tranzistoarele MOS în cazul motoarelor de putere mare, unde curenți sunt mari și tensiunea de alimentare este mică (până în 100 V)
- tranzistoarele IGBT în cazul motoarelor de putere mare, unde curenți sunt mari și tensiunea de alimentare este mare (peste în 300 V)

- Pentru motoarele de putere mică se găsesc circuite integrate care asigură comanda și controlul motorului, singure sau prin interfațare cu un microprocesor / microcontroler.

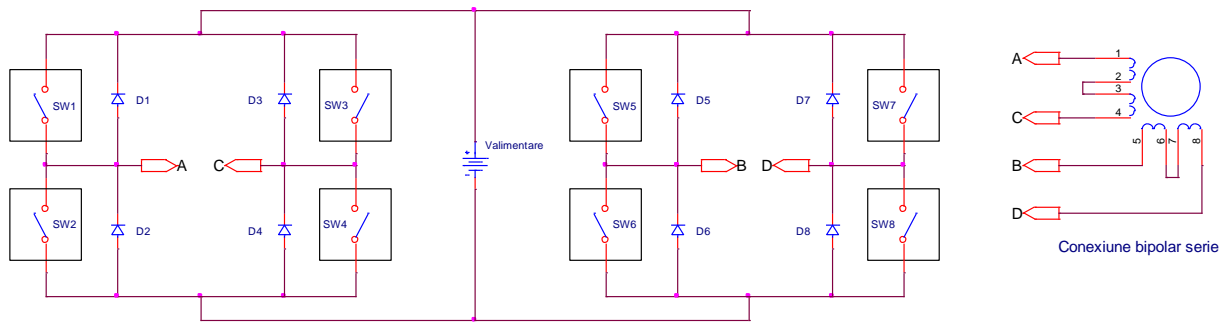


Figura 2-10. Comanda motorului pas cu pas în conexiune bipolară serie

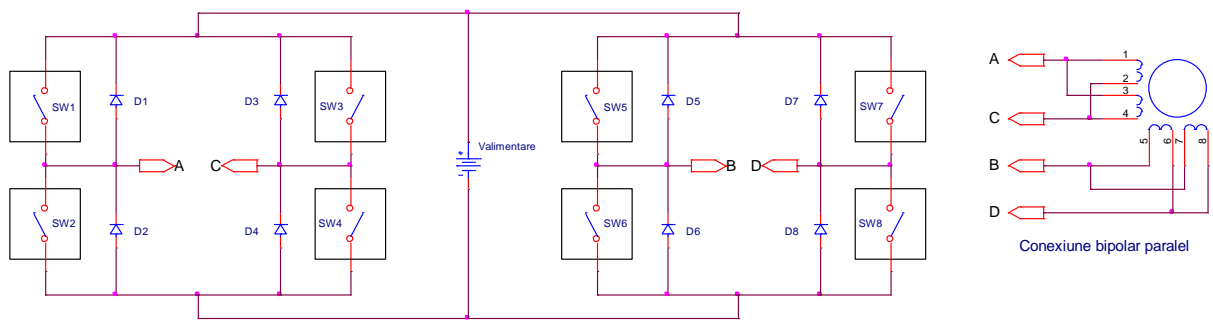


Figura 2-11. Comanda motorului pas cu pas în conexiune bipolară paralel

Pentru motorul hibrid prezentat mai sus s-au folosit în circuitele experimentale comutatoare de tip NMOS (tranzistor cu efect de câmp Metal Oxid Semiconductor cu canal indus de tip N), produse de firma International Rectifier, codul IRF1010Z. Tranzistorul este comandat cu o tensiune aplicată între grilă (G, Gate) și sursă (S, Source). Avem patru situații posibile în funcționarea pe post de comutator:

1. Dacă tensiunea grilă-sursă (U_{GS}) este **zero**, tranzistorul este blocat, nu circulă curent între drenă (D) și sursă, tranzistorul este echivalent cu un comutator deschis. Dar, între drenă și sursă există dioda între drenă și substrat. Prin urmare avem două cazuri:
 - Nu conduce curent de la D spre S dacă aplicăm tensiune cu plus la drenă și minus la sursă.
 - Conduce curent de la S spre D, prin dioda încorporată tranzistorului, dacă tensiunea aplicată este cu plus la sursă și minus la drenă.
2. Dacă tensiunea grilă-sursă (U_{GS}) este **12V**, tranzistorul conduce și este echivalent cu o rezistență de 7,5 mΩ, foarte mică, deci este echivalent cu un comutator închis. Funcție de polaritatea tensiunii aplicate avem două cazuri:
 - Conduce curent de la D spre S prin rezistența $R_{DS(on)} = 7,5 \text{ m}\Omega$ dacă aplicăm tensiune cu plus la drenă și minus la sursă.
 - Conduce curent de la S spre D, tot prin rezistența $R_{DS(on)} = 7,5 \text{ m}\Omega$ dacă tensiunea aplicată este cu plus la sursă și minus la drenă. Prin dioda încorporată tranzistorului nu circulă curent deoarece tensiunea pe $R_{DS(on)} = 7,5 \text{ m}\Omega$ este considerabil mai mică decât tensiunea de deschidere a diodei.

2.3. Stand cu microcontroler pentru comanda unui motor pas cu pas unipolar alimentat de la o sursă cu tensiune nominală

Extraordinara evoluție tehnologică în domeniul microelectronicii din ultimele decenii a făcut posibilă apariția pe piață a unor circuite de o mare complexitate și performanțe deosebite circuite ce combină pe același "chip" semiconductor pe lângă funcții digitale și funcții analogice. Aceste circuite au permis realizarea unor echipamente industriale de dimensiuni mici, înlocuind echipamente care în tehnologia cu circuite discrete ocupau dulapuri întregi.

Microcontrolerele sunt circuite cu grad foarte mare de integrare (VLSI = Very Large Scale Integration) care pe lângă structura și funcțiile unui microprocesor (unitatea logică și aritmetică ALU, memoria, oscilatorul, sistemul de reset, sistemul de întreruperi, setul de instrucțiuni ș.a.) cuprinde și un set de periferice (porturi de intrare-ieșire, timere, captura, comparare, modulația impulsurilor în durată, interfețe pentru comunicare serială, interfețe pentru comunicare paralelă, referințe de tensiune, comparatoare analogice, convertoare analog numeric ș.a.), putând fi considerate calculatoare pe un singur "chip".

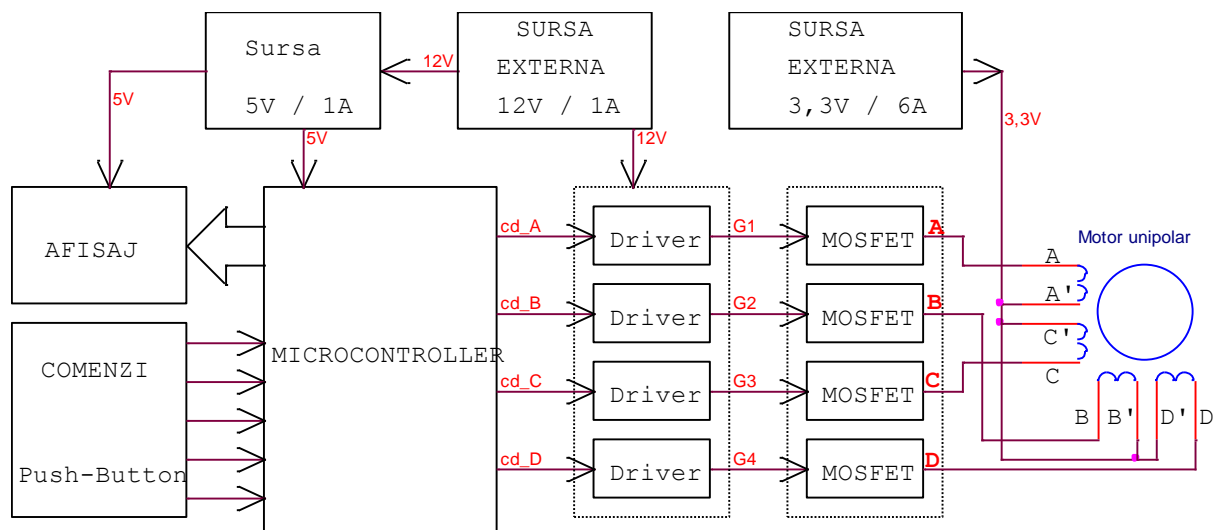


Figura 2-12. Schema bloc a standului pentru comanda MPP unipolar

Generarea secvențelor necesare pentru comanda motorului pas cu pas se face simplu din programul înscris în microcontroler și alocarea a patru biți la un port de ieșire care să fie tensiunile de comandă pentru cele patru faze ale motorului. Microcontrolerele sunt alimentate la tensiuni mici, uzual 5V sau 3,3V și sunt capabile să furnizeze curenți de ordinul maxim 20-30 mA. Prin urmare între microcontroler și motor trebuie interpușe circuite care să adapteze tensiunea și curentul la valorile necesare. Schema bloc a standului realizat este prezentată în figura 2-30.

Microcontrolerul utilizat este dsPIC30F4012. A fost realizată o placă cu circuitul imprimat (PCB = Printed Circuit Board) conținând microcontrolerul și un minim necesar de componente care să permită dezvoltarea unor aplicații

software în circuit. Pentru aceasta se interconectează placa de dezvoltare cu calculatorul prin intermediul unui modul de programare și depanare. S-a folosit modulul Pickit 3 conectat printr-un port USB la calculator și prin mufa de programare la placa de dezvoltare. Pe calculator trebuie să ruleze mediul de dezvoltare aplicații MPLAB IDE. S-a utilizat varianta 8.80 și compilatorul MPLAB C30 v3.31. pentru a scrie codul sursă în limbajul C.

Fotografiile cu standul realizat fizic sunt prezentate în figurile 2-34 și 2-35.

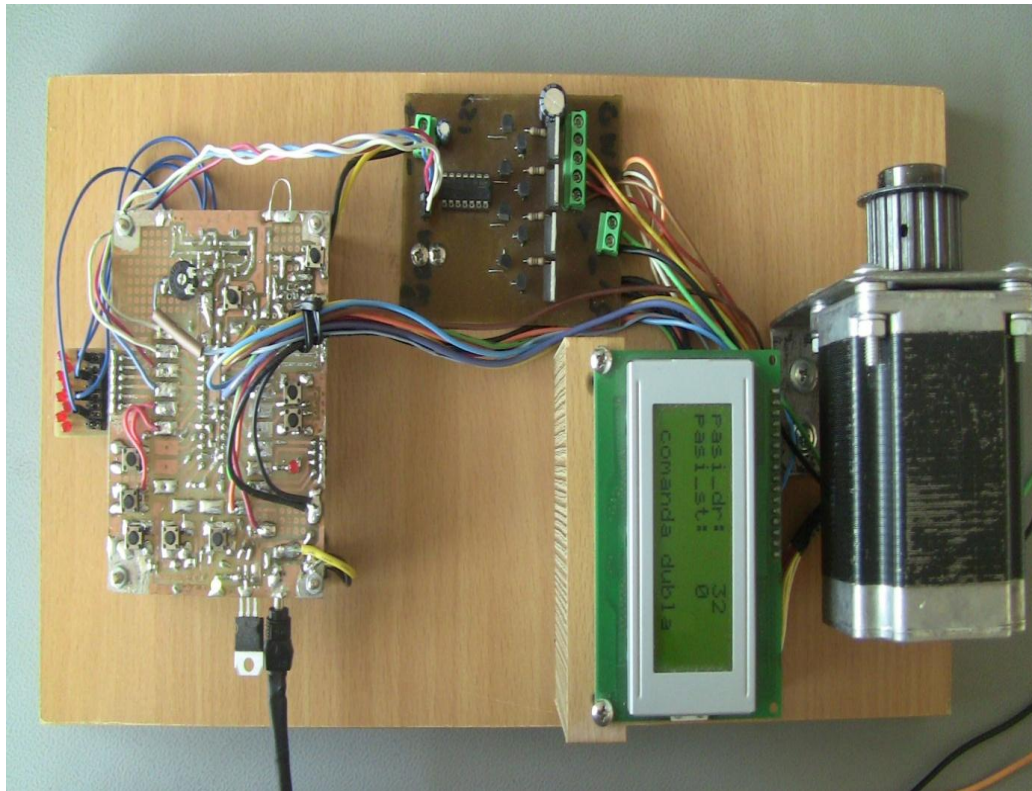


Figura 2-13. Standul realizat fizic

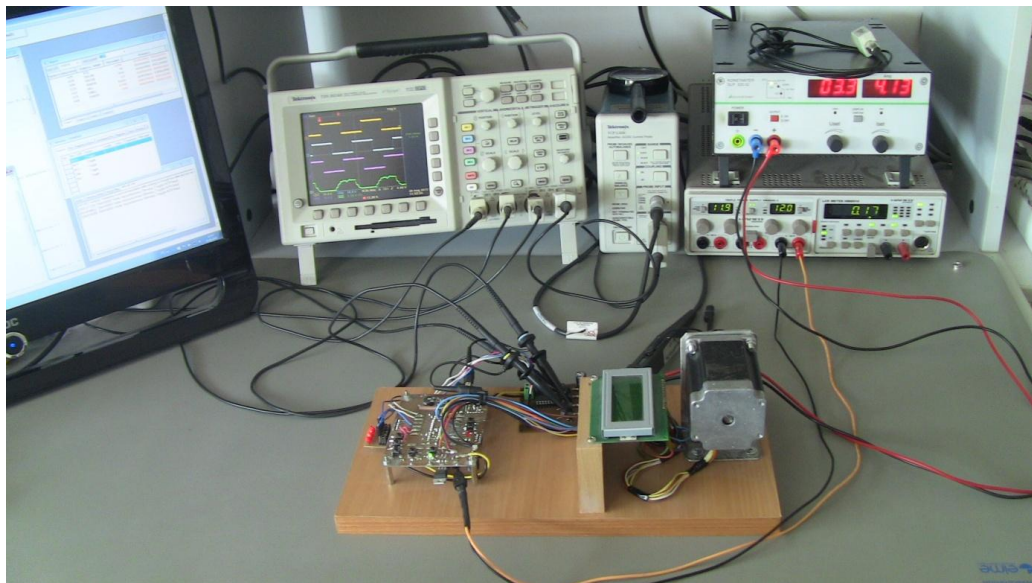


Figura 2-14. Standul în timpul testării

Formele de undă pentru tensiuni se vizualizează pe un osciloscop cu patru canale, Tektronix TDS3034B. Se poate vizualiza curentul prin una din bobinele motorului, fără a întrerupe circuitul, utilizând sonda de curent TCP305 în conjuncție cu amplificatorul de curent TCPA300. În felul acesta se poate vizualiza pe ecranul osciloscopului forma curentului. Performanțele sondei de curent sunt deosebite: amplitudinea curentului poate fi în intervalul 5mA...50A, frecvența curentului între zero (curent continuu) și 50 MHz. Oscilograme reprezentative pentru comanda simplă, la viteză mică de rotație, sunt prezentate în figura 2-36 pentru sens orar în stânga, respectiv pentru sens antiorar în dreapta. Pe canalele ch1, ch2, ch3

se vede evoluția în timp a tensiunilor pe fazele A, B, C ale motorului, iar pe canalul ch4 se vede evoluția în timp a curentului prin faza D.

Oscilogramele din figura 2-37, respectiv 2-38 sunt reprezentative pentru comanda dublă, respectiv mixtă, la viteză mică de rotație.

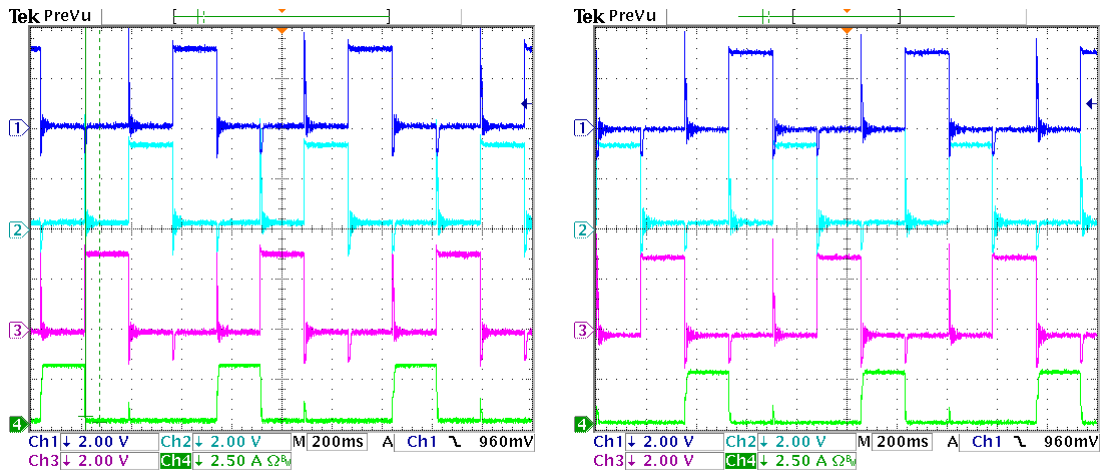


Figura 2-15. Oscilogramele în cazul comenzii simple: rotire în sens orar respectiv antiorar

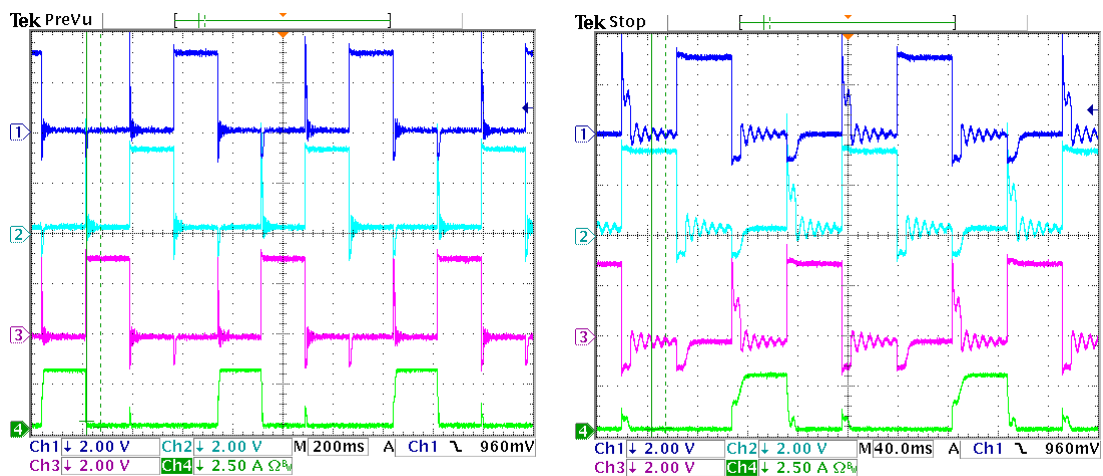


Figura 2-16. Oscilogramele în cazul comenzii simple, viteză mică respectiv medie

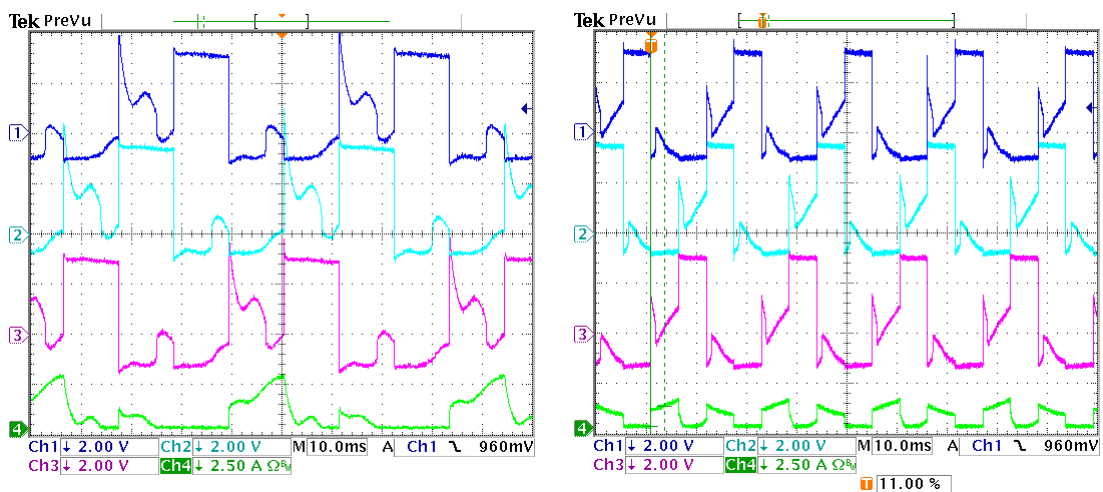


Figura 2-17. Oscilogramele în cazul comenzii simple: viteze mari

În figura 2-39, oscilograma din dreapta, se observă efectul oscilației amortizate a rotorului în jurul poziției de echilibru. După întreruperea circuitului prin deschiderea comutatorului (tranzistorul NMOS) tensiunea pe fază scade brusc de la 3,3 V la o valoare negativă de aproximativ 0,8 V cât este căderea de tensiune pe dioda de drum liber. Energia înmagazinată în bobina fazei respective se disipă pe dioda de drum liber și pe rezistența înfășurării într-un interval de timp de aproximativ 8-9 ms. În acest interval de timp în faza opusă, cu care este cuplată magnetic, se induce un vârf pozitiv de tensiune electromotoare dat de scăderea curentului peste care se suprapune tensiunea indusă de oscilația rotorului. După blocarea diodei de drum liber circuitul fazei respective devine întrerupt, tensiunea indusă de oscilația rotorului devine vizibilă în jurul valorii de zero volți. Pe durata unui pas de 35 ms se constată existența a aproximativ șapte perioade de oscilație, perioada oscilației mecanice fiind de 5 ms. Rezultă o frecvență proprie de oscilație de $1/5\text{ms} = 200\text{ Hz}$.

La creșterea curentului prin faza D se constată inducerea unei tensiuni negative în înfășurarea fazei B ceea ce determină conducția diodei de drum liber a fazei B pentru un interval de timp cât durează creșterea curentului prin faza D. În intervalul de timp în care avem curent constant prin faza D, tensiunea indusă în înfășurarea fazei B este zero, chiar dacă rotorul are o anumită oscilație în jurul poziției de echilibru.

Din analiza oscilogramelor obținute experimental se constată că modelul static al motorului determinat prin măsurări cu puntea RLC Hameh HM8018 și multimetrul Fluke 87, trebuie completat cu elemente care să surprindă comportamentul dinamic.

Viteza mică de rotație și oscilația mecanică nedorită sunt limitări serioase pentru utilizarea motoarelor pas cu pas alimentate la tensiunea nominală. Prin cuplarea motorului la sistemul de deplasare liniară cu șurub cu bile se atenuează această oscilație mecanică. În literatura de specialitate sunt lucrări în care se prezintă metode de control care micșorează oscilația nedorită.

În următoarele subcapitole autorul și-a propus să realizeze circuite de comandă pentru motorul pas cu pas care să permită viteze mari de lucru și să micșoreze-elimine fenomenul de oscilație mecanică.

2.4. Cercetări cu privire la controlul curentului prin bobinele motorului pas cu pas, folosind tehnica limitării curentului de vârf

În acest paragraf, autorul își propune să dezvolte / găsească circuite fundamentale pentru asigurarea controlului curentului prin bobinele motorului și să adapteze schemele electrice pentru simulare în Pspice. Programul de simulare Pspice este cel mai utilizat program pentru simularea circuitelor electrice și electronice, producătorii de componente electronice punând la dispoziția utilizatorilor și modelul Pspice al dispozitivului electronic sau circuitului integrat fabricat. În cadrul programului de cercetare a fost folosit mediul ORCAD 10.3. Întrucât circuitele integrate de tip microcontroler au o structură cu grad mare de reconfigurare și funcționarea se bazează pe un program înscris în memoria internă, este dificil de realizat modele compatibile Pspice pentru diversitatea foarte mare a acestor circuite și dinamica extraordinară a dezvoltării lor. Mediul ORCAD nu are biblioteci care să includă și microcontrolere și din acest motiv simularea pe circuite electrice și electronice "clasice" este o soluție viabilă chiar și pentru circuitele care includ și microcontroler/microprocesor. Practic simularea acestor circuite se face în două etape. În prima etapă se face o simulare în Pspice pentru a constata veridicitatea și performanțele circuitului, semnalele provenind de la microcontroler sunt generate de surse independente/dependente. În a doua etapă se utilizează simulatorul din mediul de dezvoltare aplicații pus la dispoziție de firma constructoare de microcontrolere.

Întrucât curenții prin motor sunt cei care determină poziționarea rotorului, se impune controlul curentului prin bobinele motorului și implicit controlul poziției rotorului. Deoarece sursa de curent are impedanță internă foarte mare, componenta tensiunii date de rotirea magnetului permanent nu are importanță în poziționarea rotorului, are importanță doar în stabilirea căderii de tensiune pe bobina motorului.

Folosind reacție negativă se asigură comportament de sursă de curent, tensiunea medie aplicată motorului se ajustează automat încât să fie îndeplinite condițiile (2.16) și (2.17). Acesta ne permite să adoptăm modelul simplificat pentru motorul pas cu pas în circuitele pentru simulare. Ajustarea automată a tensiunii medii aplicate unei înfășurări se face în condiții de conversie energetică ridicată, folosind tehnica modulării impulsurilor în durată, prin ajustarea automată a raportului dintre durata impulsului și perioada de repetiție a impulsurilor.

2.4.2. Limitarea curentului prin bobinele motorului unipolar

Schema de principiu este prezentată în figura 2-47. Circuitul devine un circuit cu reacție. Se culege informația despre curent folosind un traductor de curent. Cel mai simplu și mai ieftin este folosirea unei rezistențe R_S . Curentul circulă de la borna plus a sursei prin bobina motorului, prin comutatorul închis, prin R_S la borna minus a sursei și prin interiorul sursei înapoi la borna plus. Căderea de tensiune pe rezistență este proporțională cu curentul și este comparată cu o tensiune de referință U_{REF} .

Generatorul PWM Clock dă câte un impuls îngust (de durată mică) la frecvența la care dorim să lucreze. Impunem $f_{PWM} = 50 \text{ KHz}$. Primul impuls PWM Clock pune ieșirea bistabilului pe nivel logic 1. Driverul dă la ieșire 12V și închide comutatorul. Prin bobina motorului începe să crească curentul. Atâta timp cât curentul este mic, căderea de tensiune pe R_S este mai mică decât tensiunea de referință, la ieșirea comparatorului avem zero (nivel logic 0). Ieșirea bistabilului rămâne pe starea 1. Între timp mai sosesc impulsuri de la PWM Clock care cer 1 la ieșirea Q a bistabilului, dar ieșirea era deja pe 1.

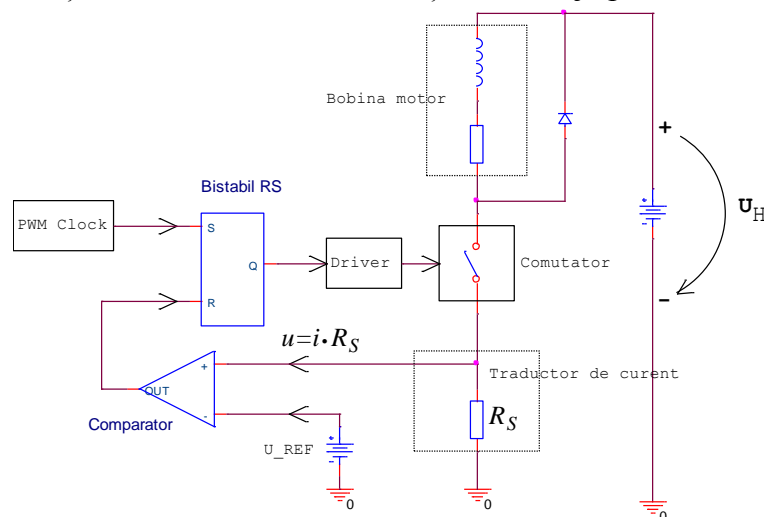


Figura 2-18. Schema de principiu pentru limitarea curentului prin bobina motorului folosind tehnica de control prin curent de vârf .

Când curentul depășește valoarea 3A, căderea de tensiune pe R_S devine mai mare decât tensiunea de referință și ieșirea comparatorului comută pe nivel logic 1. Aplicând nivel logic 1 pe intrarea R a bistabilului ieșirea Q a acestuia va fi pusă pe nivel logic 0, driverul va avea zero volți la ieșire, comutatorul se deschide, curentul prin bobina motorului va scădea. Tensiunea pe R_S scade sub U_{REF} , ieșirea comparatorului comută la zero. Ieșirea bistabilului rămâne pe zero.

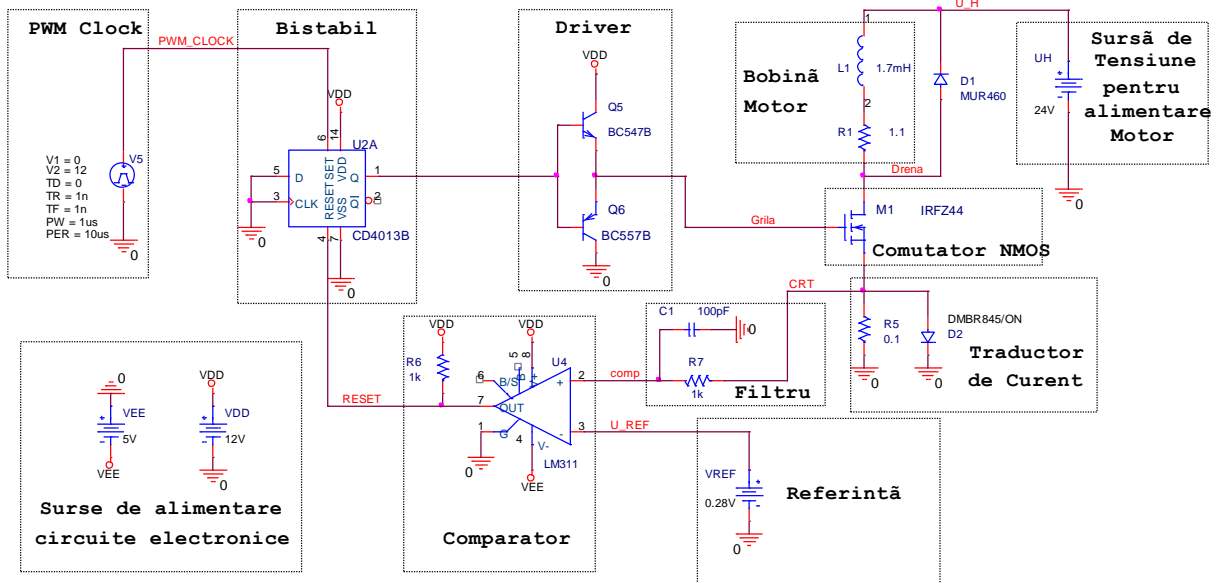


Figura 2-19. Schema folosită în simulare pentru verificarea limitării creșterii curentului prin bobina motorului folosind tehnica de control prin curent de vârf.

La următorul impuls PWM Clock ieșirea bistabilului trece în 1, driverul dă la ieșire 12V, comutatorul închide, curentul începe să crească. Crește până atinge valoarea $i \cdot R = U_{REF}$ când comparatorul comută pe nivel 1 și reșetează bistabilul (ieșirea Q a bistabilului devine 0). Driverul va avea 0V la ieșire, comutatorul deschide, curentul prin bobină începe să scadă și fenomenul se repetă menținând curentul prin bobină la o valoare apropiată de valoarea care asigură $i \cdot R = U_{REF}$.

Simularea în ORCAD_PSPICE folosind schema din figura 2-48 confirmă analiza făcută prin cronogramele din figura 2-50.

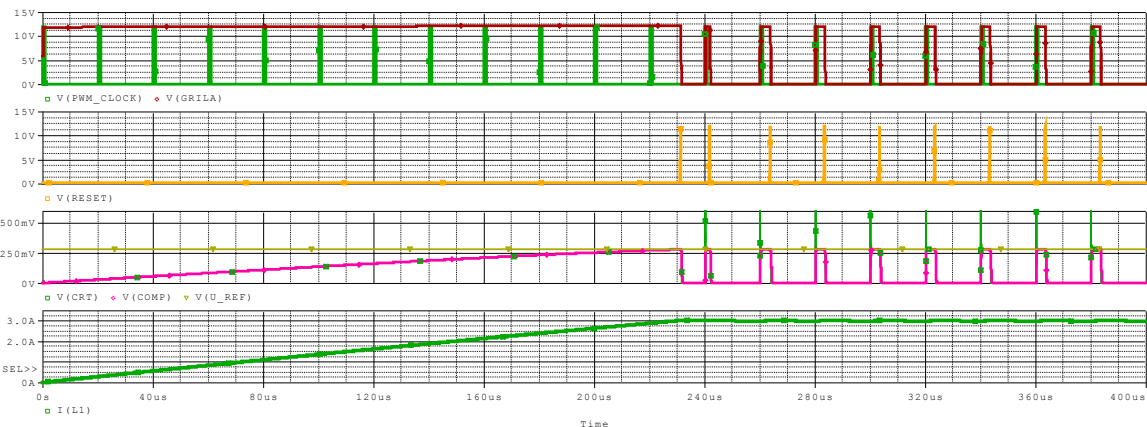


Figura 2-20. Rezultatele simulării pentru schema electrică din figura 2.42.- detaliu.

2.4.3. Limitarea curentului prin bobinele motorului bipolar

Folosirea variantelor de motor bipolar, prin utilizarea punților H rezolvă implicit și problema scăderii rapide a curentului prin bobină. Dacă se folosește puntea H energia înmagazinată în câmpul magnetic al bobinei se poate elimina nu prin disipare ci prin recuperare (se trimite înapoi în sursă).

Alimentarea cu tensiune nominală nu poate asigura decât viteze mici de lucru din aceleași motive ca la motorul unipolar. Alimentarea cu tensiune de valoare mare asigură micșorarea timpului de creștere, respectiv de descreștere a curentului prin bobinele motorului, permițând micșorarea duratei de timp în care se efectuează un pas și implicit creșterea vitezei

maxime de rotație a motorului. În acest caz este necesară limitarea curentului prin bobinele motorului.

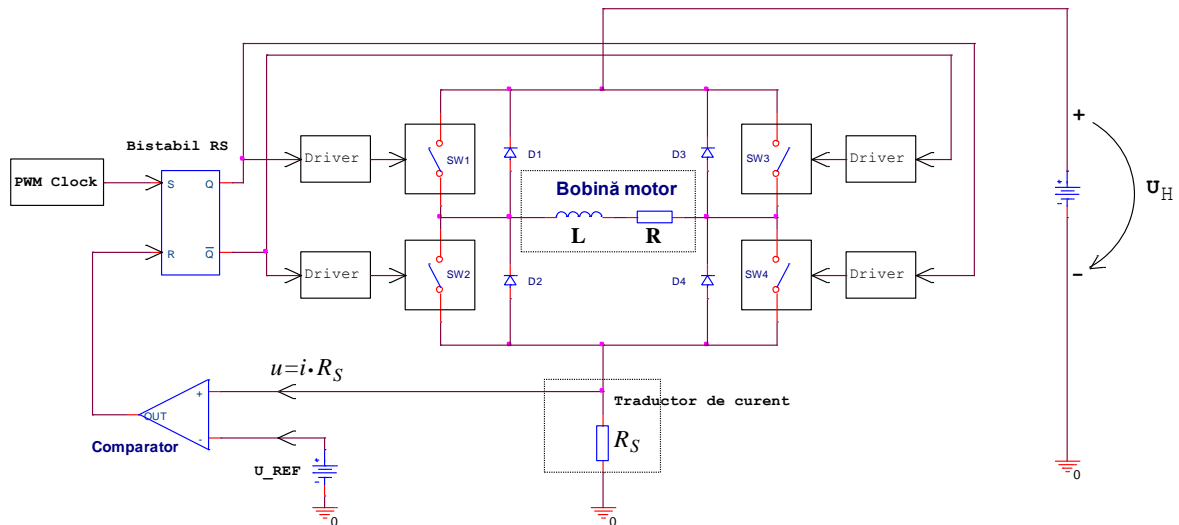


Figura 2-21. Schema de principiu pentru limitarea curentului prin bobina motorului bipolar folosind tehnica de control prin curent de vârf.

Schema de principiu din figura 2-60 este asemănătoare cu schema de principiu din figura 2-47, pentru motorul unipolar. Aici se utilizează ambele ieșiri ale bistabilului, ieșiri care sunt complementare. Ieșirea Q comandă diagonala SW1-SW4 a punții, ieșirea Q-negat comandă diagonala SW3-SW2. Dacă factorul de umplere a semnalului PWM furnizat la ieșirea Q este 50%, valoarea medie a tensiunii aplicate bobinei motorului este zero și implicit valoarea medie a curentului prin bobină. Pentru valori ale factorului de umplere peste 50%, curentul prin bobină va avea valori pozitive (circulă de la stânga la dreapta). Pentru valori ale factorului de umplere sub 50%, curentul prin bobină va avea valori negative (circulă de la dreapta la stânga).

2.5. Cercetări privind realizarea și simularea unui circuit pentru comanda în micropași a motorului bipolar

Ac est circuit se bazează pe tehnica limitării curentului de vârf. Schema bloc este arătată în figura 2-73:

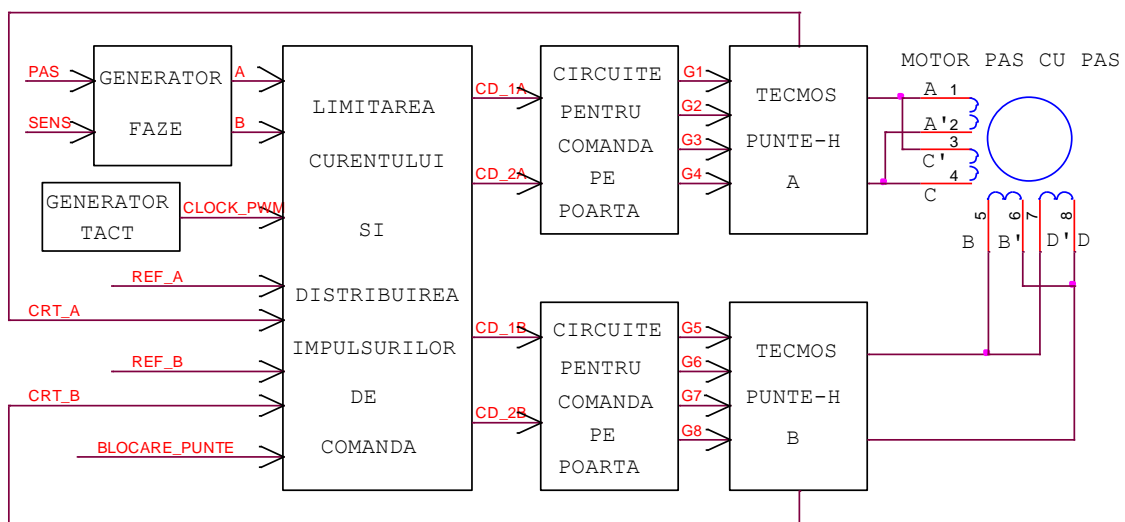


Figura 2-22. Schema bloc a circuitului conceput pentru comanda sin-cos a motorului bipolar.

Din punct de vedere al implementării fizice, pentru generarea tensiunilor de referință utilizarea unui microcontroler și a două convertoare numeric analogice este soluția cea mai adecvată.

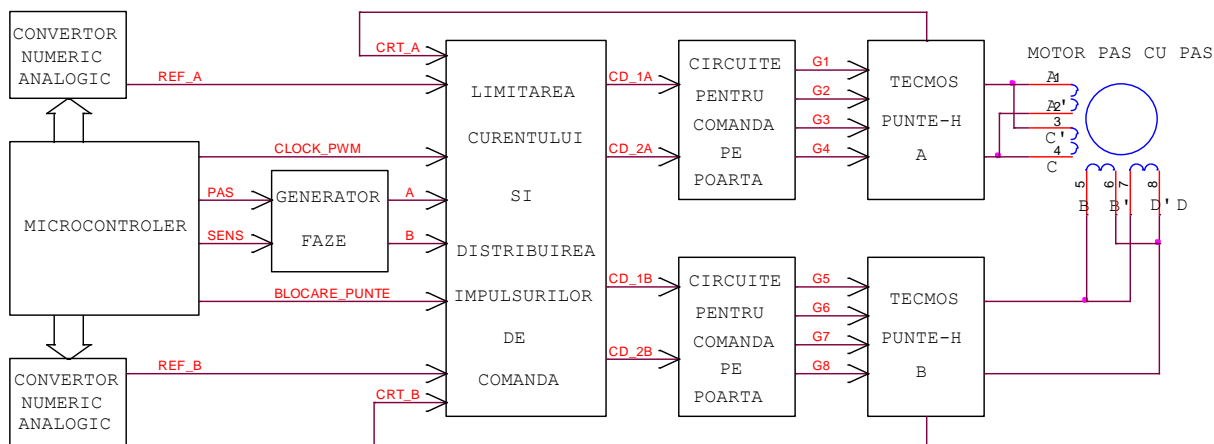


Figura 2-23. Schema bloc incluzând microcontrolerul destinat generării referințelor de tensiune

Prin reacție negativă, tensiunile CRT_A, respectiv CRT_B date de traductoarele de curent, sunt "forțate" să urmărească tensiunile de referință REF_A respectiv REF_B. Dacă aceste tensiuni au formă sinusoidală-cosinusoidală și curenții prin bobinele motorului vor avea această formă. În funcție de cum se culege informația de curent, autorul a conceput câteva variante de comandă sin-cos. Circuitele bazate pe microcontroler nu pot fi simulate în ORCAD-PSpice. Mediul de simulare PROTEUS poate analiza circuite care au microcontrolere Microchip, cu programul sursă atașat, dar posibilitățile de analiză și bibliotecile nu oferă performanțele realizate în ORCAD. Acesta a fost unul din motivele pentru care s-au conceput scheme electrice realizate cu circuite integrate numerice și analogice, a căror modele există în bibliotecile programului ORCAD sau sunt puse la dispoziție pe sit-urile firmelor producătoare de componente. În plus partea de comandă și control poate avea un consum semnificativ mai mic decât microcontrolerele DSC (Digital Signal Controller), care sunt nevoite să activeze resurse cu mare consum de curent pentru a realiza funcțiile cerute.

În figura 2-74 se constată existența celor două punți H cu tranzistoare NMOS pentru asigurarea curentului prin cele două bobine ale motorului bipolar. Culegerea informației despre curentul prin motor se face cu câte două rezistoare pentru fiecare punte. În felul acesta informația despre curent negativ nu poate fi confundată cu informația despre curent pozitiv, sau invers, permițând comutarea fără probleme a curentului de pe tranzistoarele unei diagonale a punții prin tranzistoarele celeilalte diagonale. În felul acesta se reduce, sau chiar dispăre "zona moartă" la trecerea prin zero a curentului, prezentă în cazul utilizării unui singur rezistor-traductor de curent.

În figura 2-76 se observă rezultatele simulării pentru patru pași întregi, consecutivi. Durata unui pas este $t_{pas} = 0,25$ ms. Prin urmare motorul poate atinge conform ecuației (2.20) turația:

$$n = \frac{60}{200 \cdot durata_{pas}} = \frac{60}{200 \cdot 0,25 \cdot 10^{-3}} = 1200 \text{ RPM} \quad (2.20)$$

Neglijând tensiunea electromotoare indusă în bobina motorului la deplasarea magnetului rotorului, s-a adoptat circuitul simplificat din figura 2-77 pentru determinarea tensiunii necesare pentru alimentarea punții H. Teorema a doua a lui Kirchhoff se aplică vectorial, tensiunea pe inductanță fiind defazată cu 90^0 înaintea curentului.:

$$\underline{U} = \underline{U}_R + \underline{U}_L \quad (2.21)$$

Căderea de tensiune pe inductanța L străbătută de curentul i este :

$$u_L = j \cdot \omega \cdot L \cdot i = j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L \cdot i \quad (2.22)$$

unde j este $\sqrt{-1}$, ω este pulsația unghiulară, f este frecvența.

Rezultă:

$$U^2 = (I \cdot R)^2 + (I \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L)^2 = (4 \cdot 2,2)^2 + (4 \cdot 2 \cdot 3,14 \cdot 10^3 \cdot 1,7 \cdot 10^{-3})^2 \quad (2.23)$$

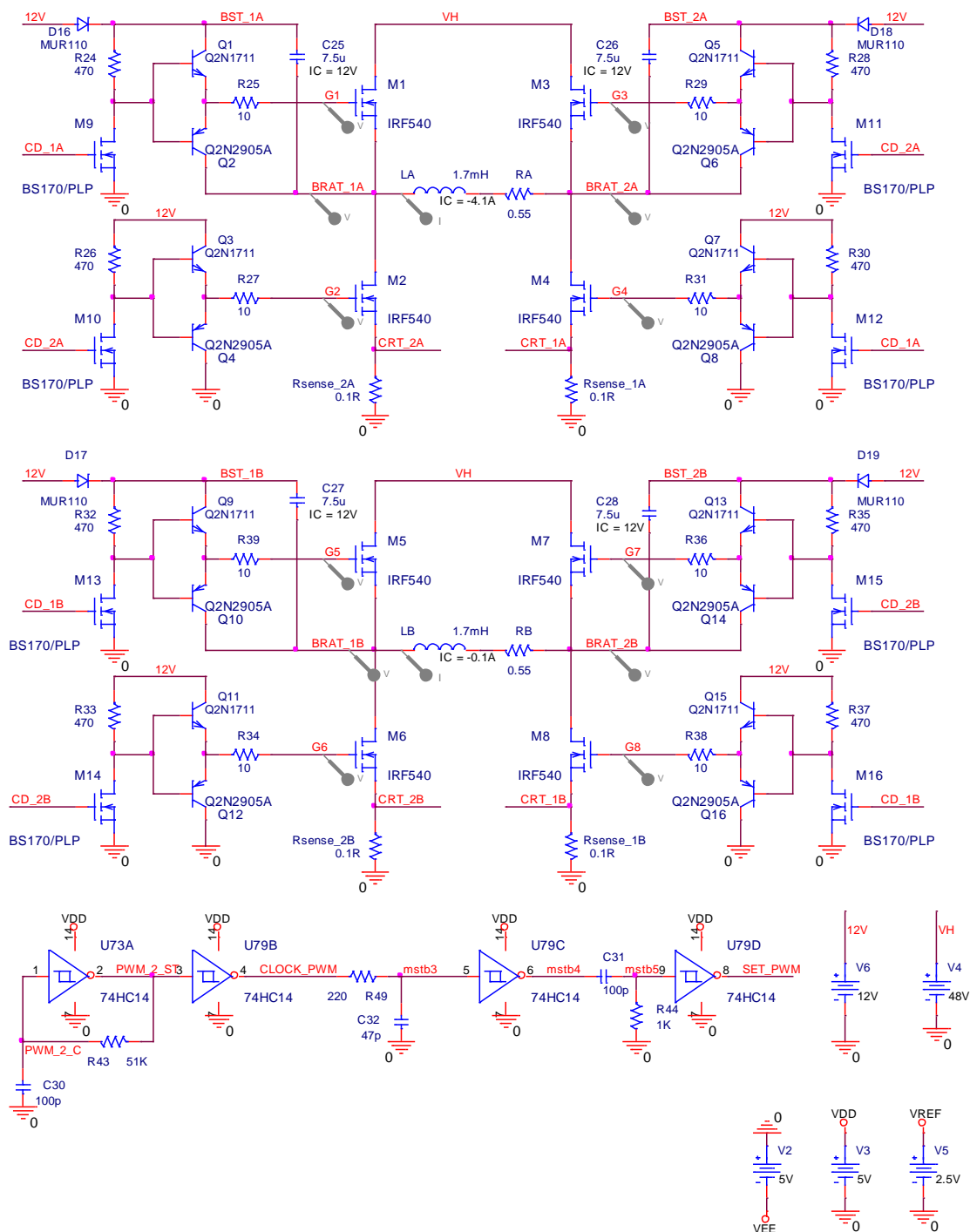


Figura 2-24. Punțile H, driverele bootstrap aferente și circuitul de generare a impulsurilor de tact pentru modularea impulsurilor în durată (PWM)

Rezultă amplitudinea tensiunii alternative necesare pentru ca amplitudinea curentului să fie 4A:

$$U \cong 43 V \quad (2.24)$$

În toate schemele experimentale concepute pentru comanda în micropași a acestui motor s-a impus valoarea tensiunii de 48V pentru sursa de alimentare a părții de forță. Circuitele funcționează și pentru tensiuni mai mici, chiar și pentru tensiunea nominală (2,2V), dar turația maximă care poate fi atinsă păstrând curentul sinusoidal scade corespunzător.

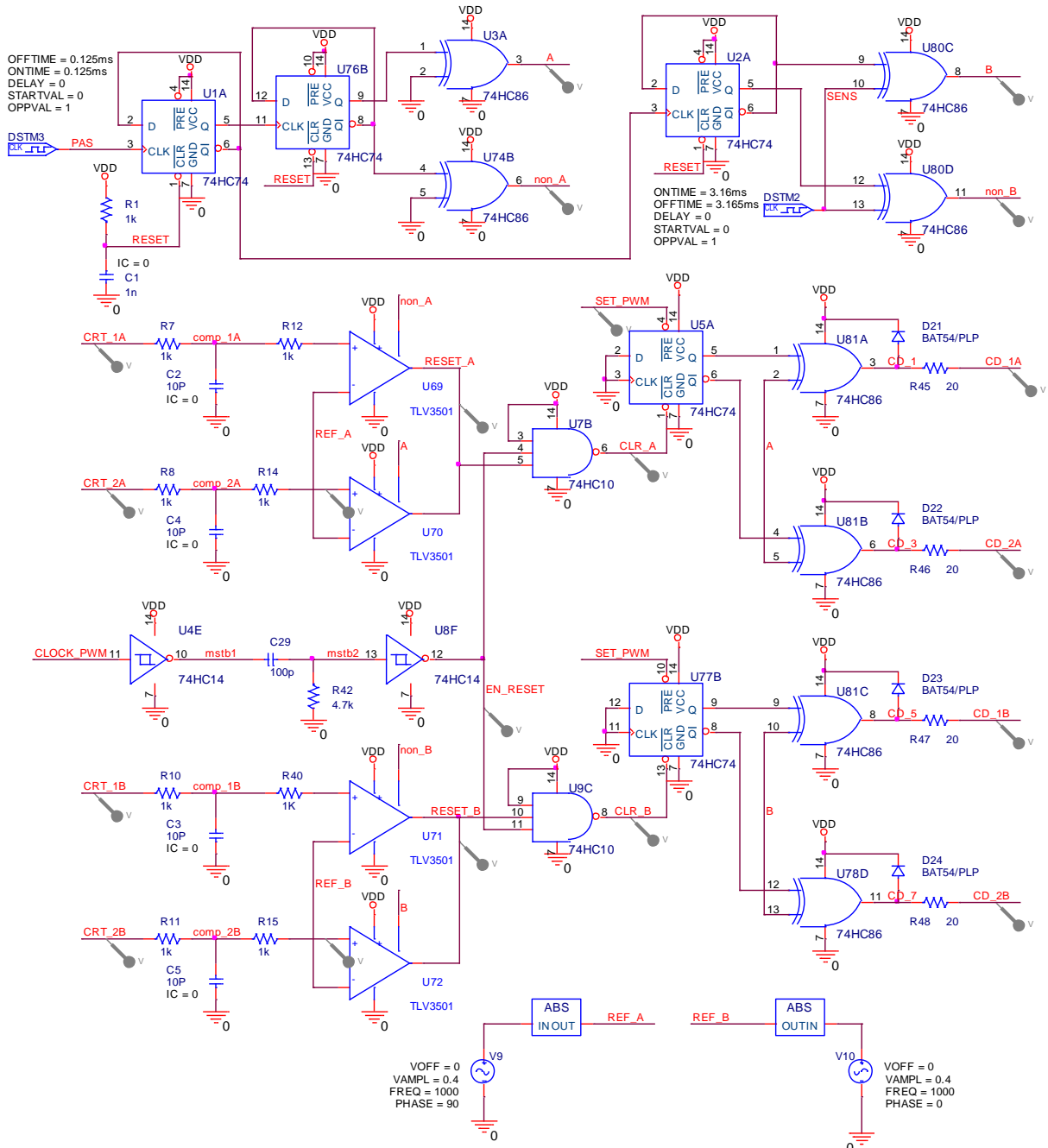


Figura 2-25. Circuitul de generarea a semnalelor pentru cele două faze, circuitul pentru controlul curentului și circuitul LEB

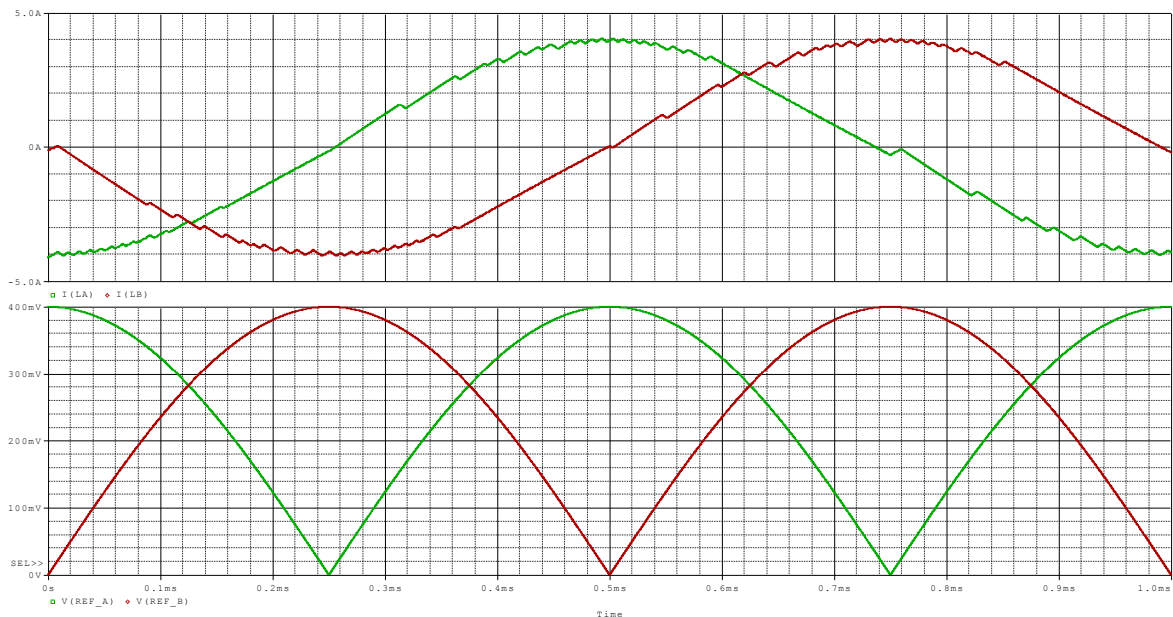


Figura 2-26. Rezultatele simulării pentru circuitul prezentat în figurile 2-72, 2-73

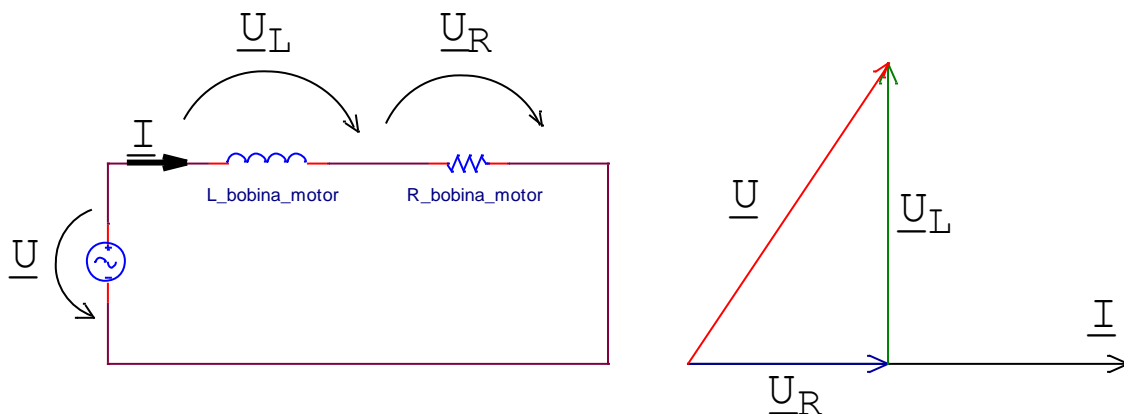


Figura 2-27. Circuitul simplificat pentru comanda în curent alternativ a bobinei motorului

2.6. Circuit cu microcontroler DSC și traductor rezistiv de curent pentru comanda în micropași a motorului bipolar.

Microcontrolerele DSC (Digital Signal Controller) au, comparativ cu microcontrolerele de uz general, câteva facilități care fac să poată fi aplicat controlul numeric și în cazul unor procese rapide, de exemplu: surse în comutație, controlul performant al acționărilor electrice. Microcontrolerele DSC produse de Microchip se disting prin:

- existența unor comparatoare analogice de mare viteză (timp de comutație, 25 ns): permit aplicații cu limitarea curentului de vârf
- oscilator special cu sintetizator de frecvență cu buclă cu calare pe fază (PLL = Phase Locked Loop) care furnizează semnal de tact de frecvență mare pentru modulele PWM (480 - 960 MHz): asigură înaltă rezoluție pentru impulsurile PWM de 1 - 4 ns
- două convertoare analog numerice cu aproximații succesive de mare viteză: permit conversia analog-numerică pentru semnale până la 2MHz, simultan pentru informația de tensiune și de curent, asigurând eficiență controlului numeric a proceselor.

Sunt microcontrolere pe 16 biți și au în cadrul unității centrale de procesare, CPU, un multiplicator hardware pe 16 biți, determinând reducerea semnificativă a timpul de efectuare a calculelor.

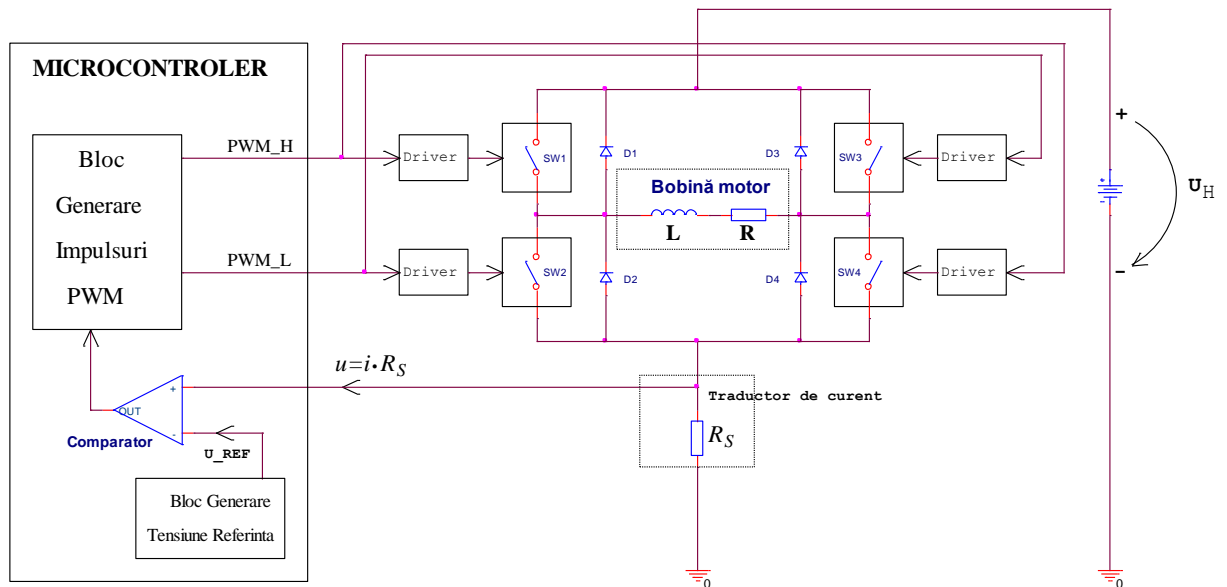


Figura 2-28. Schema de principiu pentru limitarea curentului prin bobina motorului bipolar folosind tehnica de control prin curent de vârf și microcontroler cu comparator încorporat.

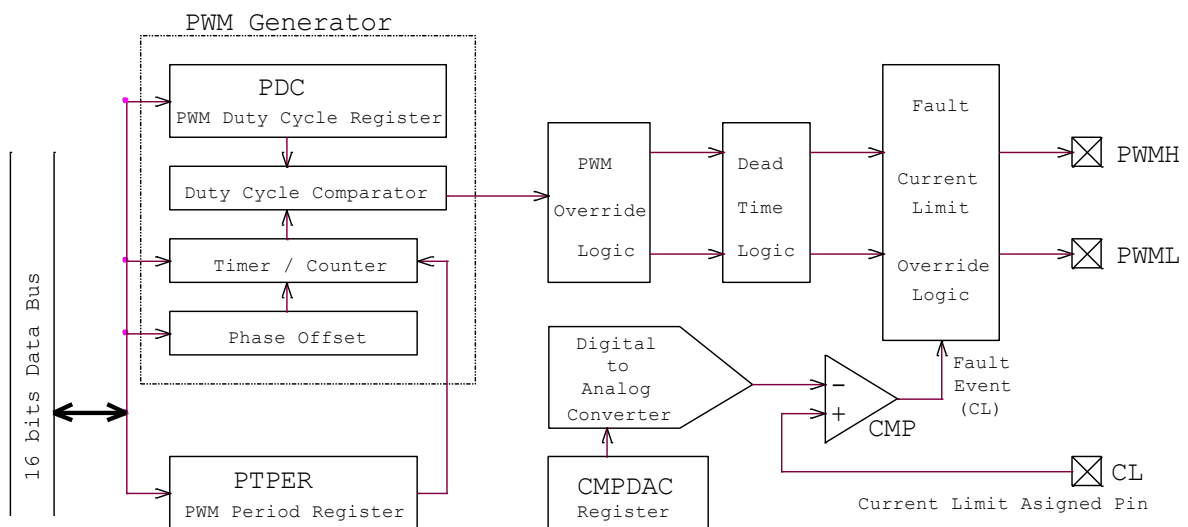


Figura 2-29. Schema bloc a unui modul de generare a semnalelor PWM [212]

Pornind de la schema de principiu din figura 2-60, se ajunge la schema din fig. 2-79.

Partea utilizată din microcontroler este detaliată în figură. Tensiunea de referință pentru comparatorul analogic, CMP, se obține cu un convertor numeric - analogic pe 10 biți (DAC), înscriind în registrul CMPDAC valoarea corespunzătoare. Principiul limitării curentului de vârf este ilustrat în figura 2-81. Numărătorul (blocul timer / counter) numără impulsurile venite de la generatorul de tact de frecvență mare (480 MHz) și își incrementează valoarea pornind de la zero. În funcționare normală, fără "fault event", în momentul în care se ajunge la valoarea înscrisă în registrul PDC, comparatorul digital (Duty Cycle Comparator) schimbă starea la ieșire și provoacă comutarea ieșirilor PWM, adică PWMH trece din 1 în zero și PWML trece din 0 în 1. Numărătorul continuă să

numere până atinge valoarea înscrisă în registrul PTPER. În acest moment se resetează numărătorul și începe un nou ciclu. Apariția unui semnal "fault event" provoacă comutarea forțată a ieșirilor PWM.

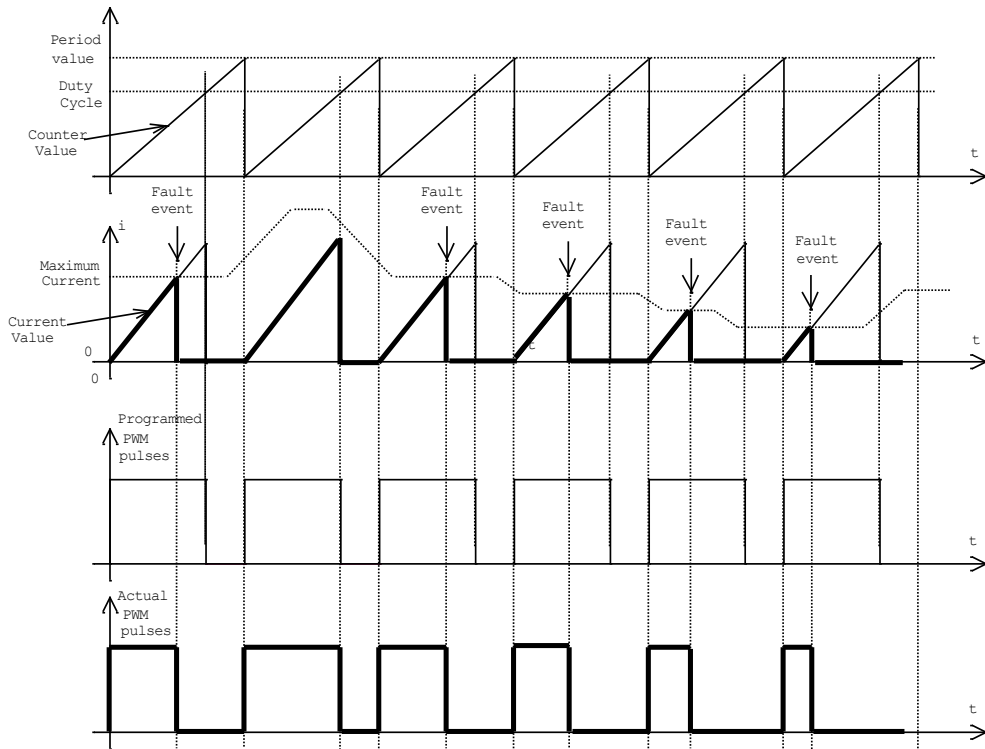


Figura 2-30. Principiul limitării curentului de vârf utilizând microcontroler [212]

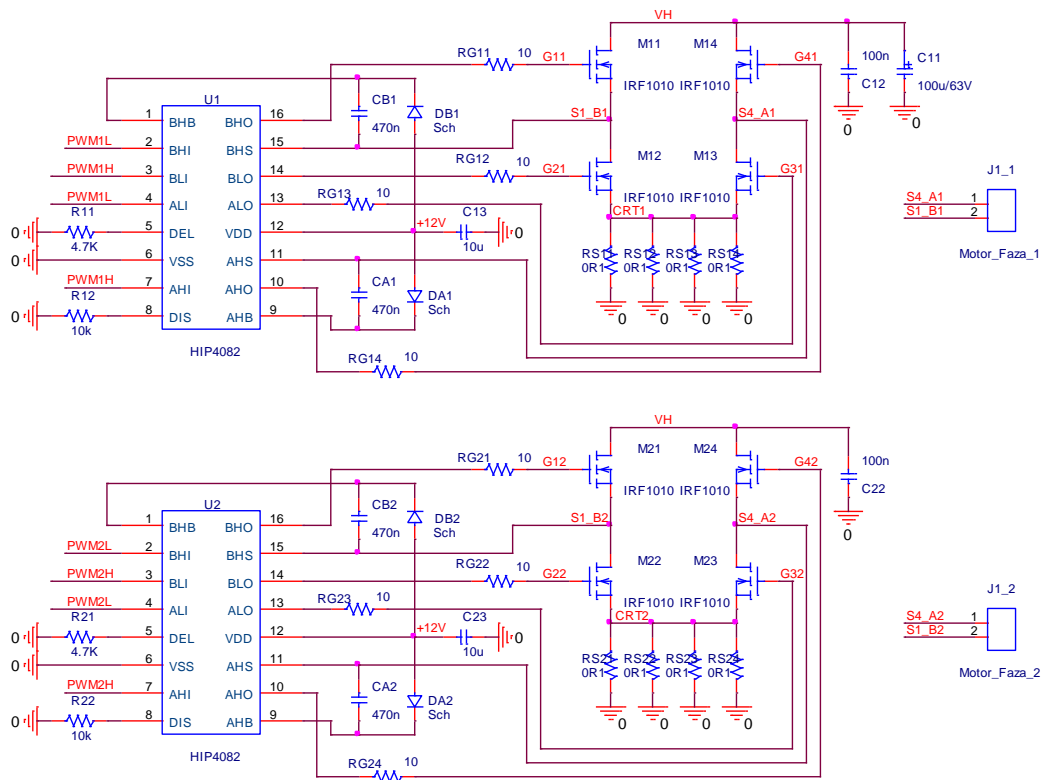


Figura 2-31. Punțile H și driverele realizate cu circuitul HIP4082.

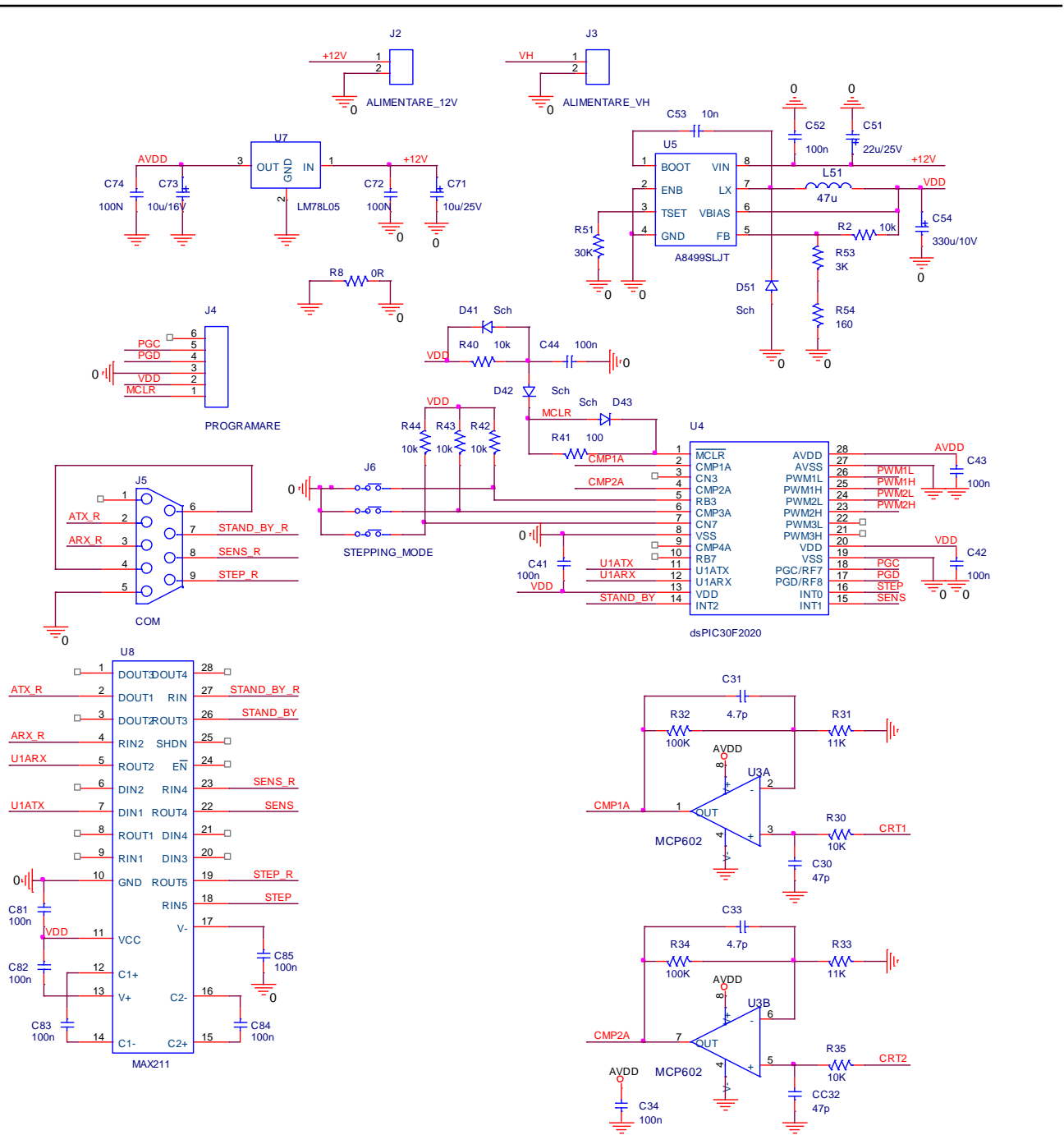


Figura 2-32. Partea de comandă și control cu microcontroler dsPIC30F2020

Schema electrică este prezentată în detaliu în figurile 2-83 și 2-85.

Informația despre curentul prin bobina motorului se culege cu traductorul rezistiv de curent realizat cu rezistoare de $0,1\Omega$ puse în paralel. În varianta finală s-au folosit doar doi rezistori. Nivelul maxim de 4A atins de curentul prin bobina motorului determină o valoare a tensiunii:

$$U_{CRT1} = 4A \cdot \frac{0,1\Omega}{2} = 0,2V \quad (2.32)$$

Circuitul de condiționare a semnalului realizat cu amplificator operațional MCP602 trebuie să asigure nivel corespunzător la intrarea analogică CMPx a microcontrolerului. În program a fost setat domeniul "high" pentru intrarea comparatorului care este conform datelor de catalog între 0V și 2,5V. Ne propunem ca valoarea de 4A a curentului să producă o tensiune de 2V la intrarea în comparator, rămânând un interval de rezervă de 0,5V pentru detectarea supracreșterilor. Amplificarea oferită de circuitul de condiționare a semnalelor este:

$$A_U = \left(1 + \frac{R_{32}}{R_{31}}\right) = \left(1 + \frac{100k\Omega}{11k\Omega}\right) = 10 \quad (2.33)$$

determinând creșterea tensiunii de la 0,2V la 2V pentru un curent de 4A.

Întrucât activarea modulelor PWM și a comparatoarelor analogice crește semnificativ curentul absorbit de la sursa de alimentare cu 5V, folosirea unui stabilizator liniar de tensiune devine problematică datorită puterii disipate pe circuit. S-a impus folosirea unei surse stabilizate de tensiune bazată pe convertor CC-CC în comutație. Am folosit circuitul A8499 și schema de aplicație conform datelor de catalog.

Urmărind o bună separare a părții analogice de partea digitală a microcontrolerului, pentru a minimiza migrarea zgomotului din partea digitală spre partea analogică, am prevăzut alimentarea părții analogice de la un stabilizator liniar de putere mică LM78L05 (5V / 0,1A).

Pentru a crește imunitatea la zgomotele electromagnetice induse pe traseele de legătură dintre modulul nostru și calculatorul de proces / controlerul digital, am ales comunicarea prin nivele date de standardul RS232, folosind circuitul MAX211 pentru condiționarea semnalelor STEP, SENS și STAND_BY. Suplimentar se poate comunica, bidirecțional, între modul și calculatorul de proces / controlerul digital prin semnalele U1ARX, U1ATX.

Programul prezentat în anexa 2 are schema logică (Flow Chart) din figura 2-85. La punerea sub tensiune a modulului fizic, se startează programul din punctul de pornire, se inițializează microcontrolerul stabilind pinii utilizați și funcția îndeplinită. În continuare se inițializează

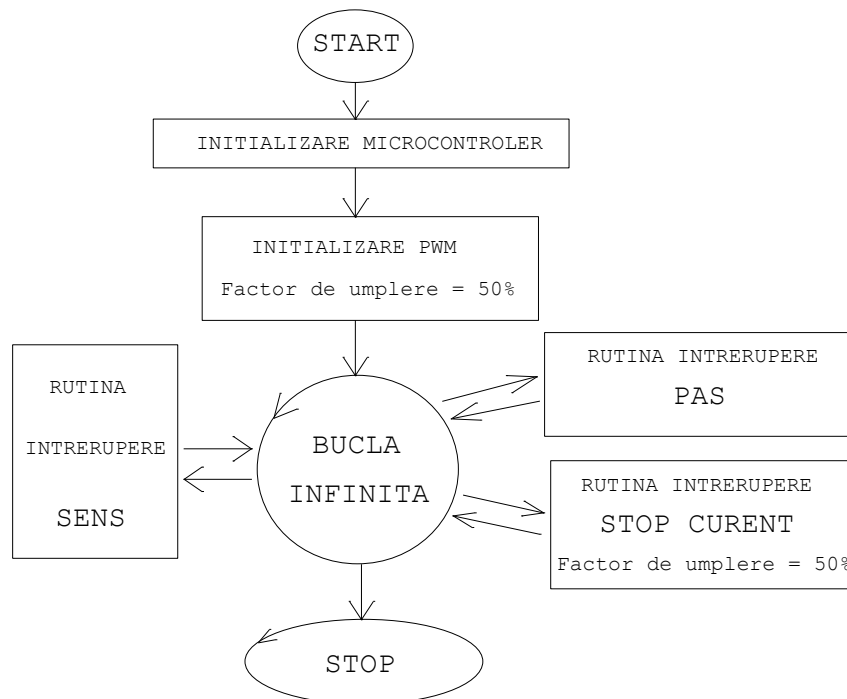


Figura 2-33. Structura programului înscris în memoria flash

modulele PWM utilizate pentru a furniza impulsuri cu factor de umplere 50%, în felul acesta curentul mediu prin bobinele motorului este zero și se manifestă efectul de frânare electromagnetică. Programul rulează în continuare în bucla infinită, de unde este scos pentru moment de semnalele trimise de controlerul digital, semnale care sunt percepute ca o cerere de întrerupere externă. Se utilizează cele trei întreruperi externe INT0, INT1 și INT2. În final programul poate fi oprit, dacă se dorește, prin interfața serială asincronă UART, utilizând semnalele U1ARX și U1ATX.

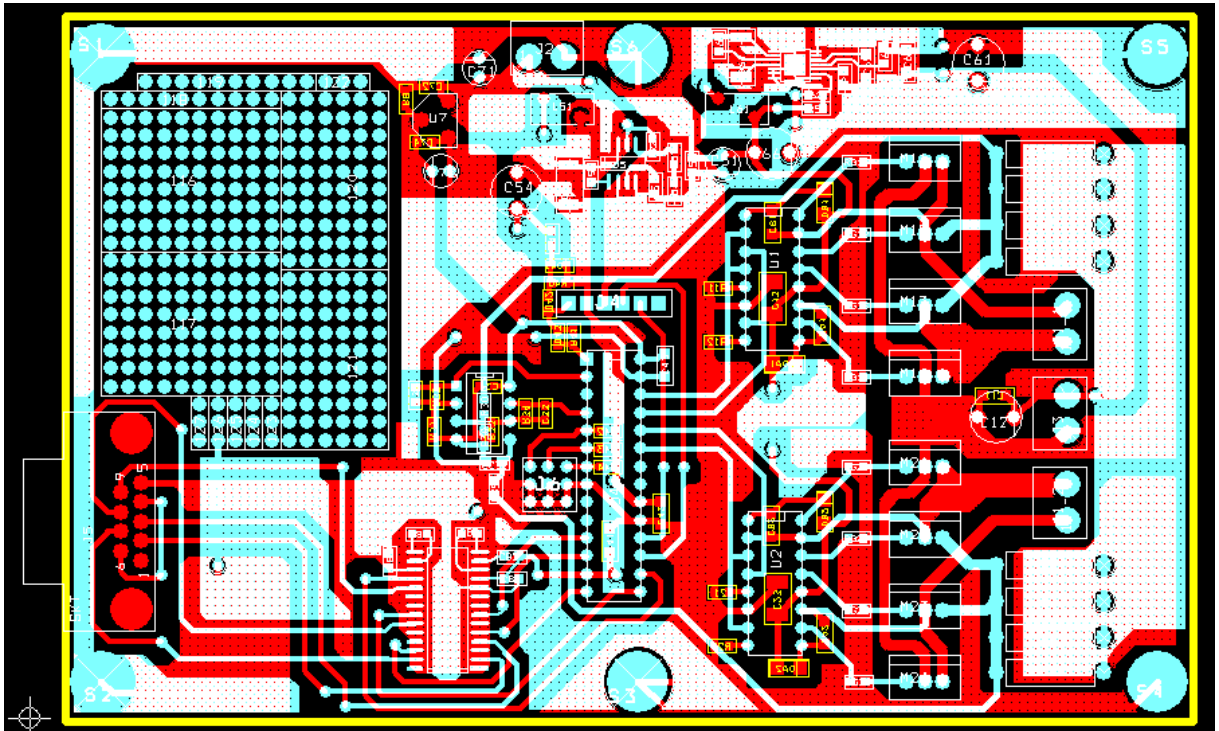


Figura 2-34. Schema cablajului imprimat proiectată în ORCAD LAYOUT.

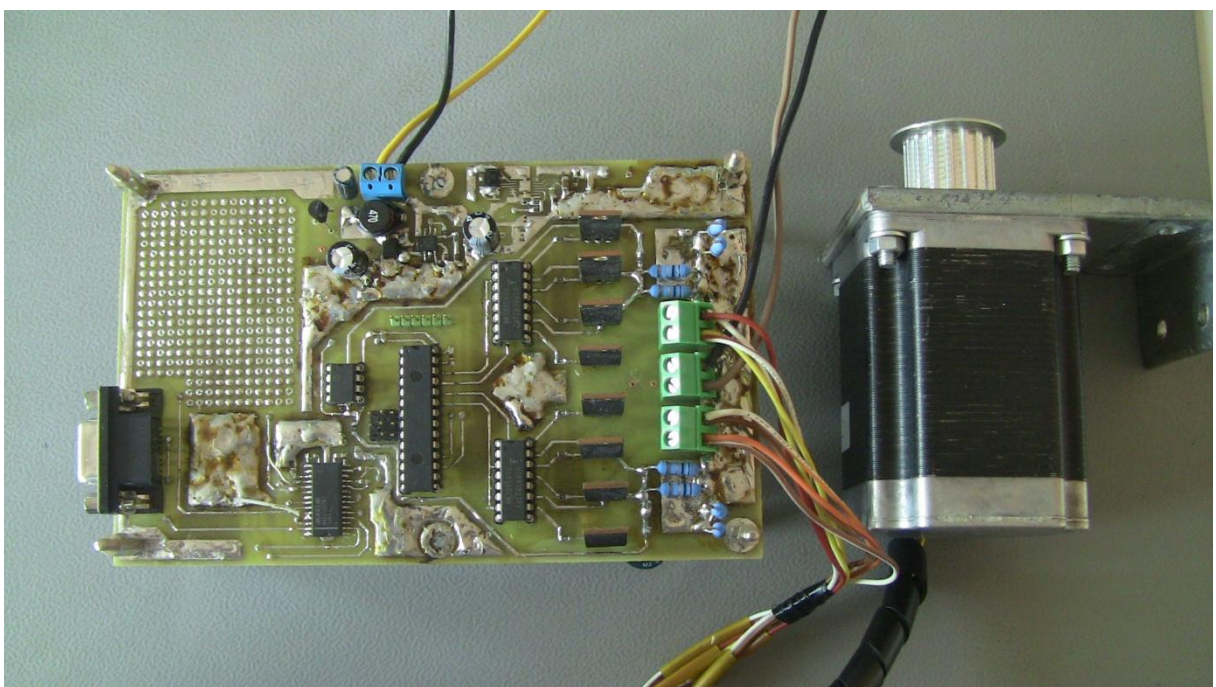


Figura 2-35. Montajul electronic realizat fizic

Placa cu circuitul imprimat a fost proiectată utilizând modulul LAYOUT al pachetului de programe de proiectare ORCAD și realizată fizic în laboratoarele facultății de inginerie, sălile IM417, IM418. În figura 2-88 se poate constata folosirea în timpul testelor a aparatelor prezente și în cadrul standului experimental din figura 2-35: osciloscop, amplificator pentru sonda de curent, sursa de alimentare cu tensiune mare pentru alimentarea punților H. Suplimentar am utilizat generatorul de funcții WAVETEK pentru a furniza semnalele PAS. A doua sursă de alimentare ATTEN APS3005D asigură tensiunea de 12V necesară pentru alimentarea driverelor HIP4082 și pentru obținerea tensiunilor de 5V necesare microcontrolerului.

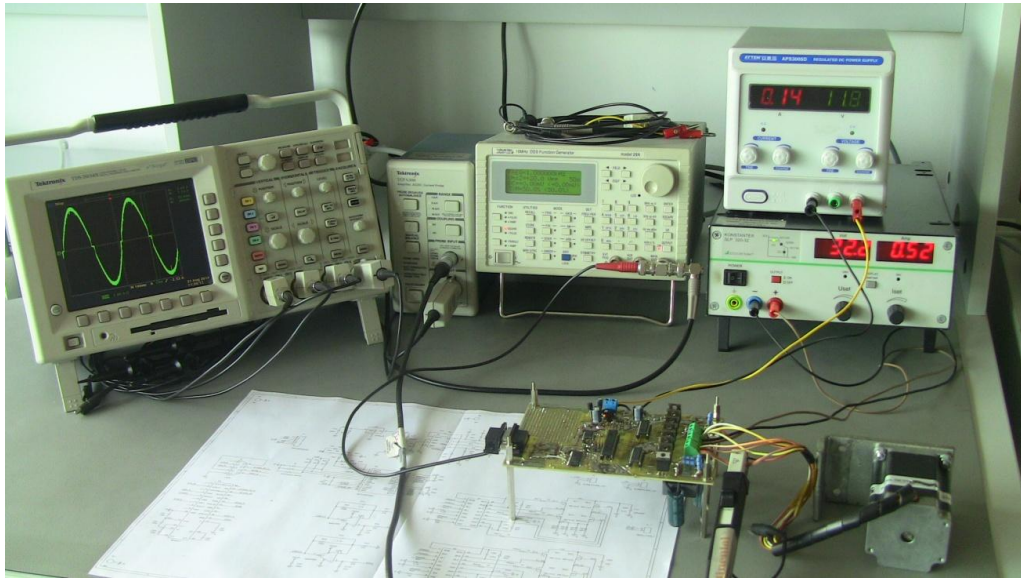


Figura 2-36. Aspecte din timpul testărilor

Întrucât folosirea unui rezistor traductor de curent, comun pentru ambele brațe ale punții, ridică probleme în jurul punctului de trecere prin zero a curentului, am setat biții CLDAT din regiștrii IOCON1, IOCON2 pe valoarea 00 scrisă în cod binar. Cumulat cu zgomotul prezent la intrarea analogică CMP a microcontrolerului, zgomot ce determină blocări false ale impulsului PWM, rezultă o "zonă moartă" în jurul punctului de trecere prin zero a curentului.

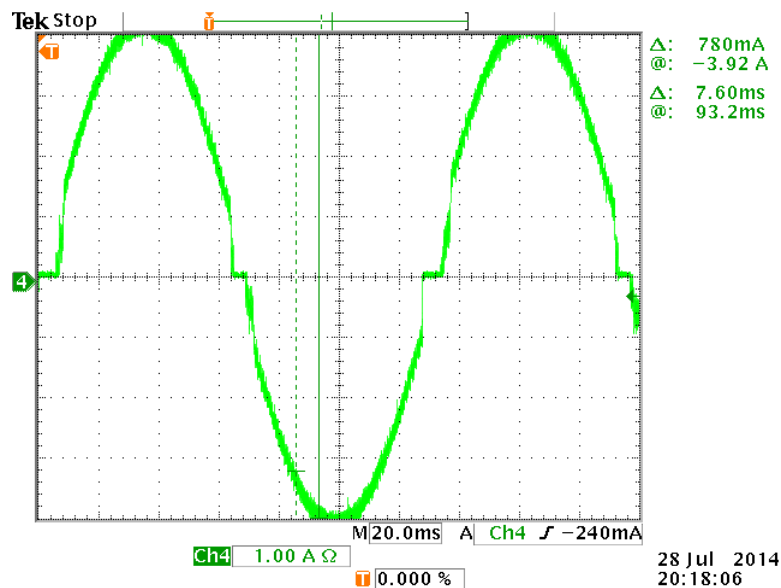


Figura 2-37. Cronograma pentru curent prin una din bobinele motorului vizualizată pe ecranul osciloscopului

2.9. Concluzii cu privire la acționarea electrică cu motoare pas cu pas

În cadrul acestui capitol au fost prezentate aspectele legate de problematica circuitelor de comandă a motorului pas cu pas. Au fost urmărite trei scopuri principale:

- creșterea randamentului de conversie a energiei
- creșterea vitezei de rotație a motorului
- îmbunătățirea rezoluției

Prin creșterea vitezei de rotație și îmbunătățirea rezoluției, motorul pas cu pas devine soluția optimă în acționarea pe axa Z, adică în sistemul de reglare automată a avansului electrosculii, pentru o mare parte din sistemele tehnologice de prelucrare dimensională prin eroziune electrică cu electrod masiv.

Comanda motorului prin micropășire este soluția prin care se obține o plajă largă în care se poate modifica viteza de rotație a motorului, prin eliminarea fenomenului de rezonanță mecanică, simultan cu îmbunătățirea rezoluției.

Pentru eliminarea jocurilor motorul se poate cupla direct la sistemul mecanic de deplasare liniară cu șurub cu bile cu pas de 5 mm, prezentat în lucrare. Se obține o rezoluție de 25 μm pentru comanda în pas întreg iar pentru micropași de 1/25 rezoluția este 1 μm . Pentru un număr mai mare de micropași rezoluția devine mai bună de 1 micron.

Pentru o viteză maximă de rotație de 1200 RPM se obține o viteză maximă de deplasare liniară de 10 cm/s.

Un număr mai mare de micropași necesită frecvență de comutație mai mare pentru tranzistoarele de putere pentru a aproxima forma sinusoidală a curentului și la viteze mari de rotație a motorului. Micșorarea pierderilor la comutația tranzistoarelor de putere devine o preocupare importantă în realizarea circuitelor de comandă a motorului. Pentru motoare de tensiuni mici, sub 60V, tranzistoarele NMOS pe siliciu sunt dispozitivele electronice de putere cu cele mai bune performanțe, deoarece au rezistența electrică în starea "ON" foarte mică, de ordinul $\text{m}\Omega$, rezultând putere disipată foarte mică în regim de conducție.

Pentru micșorarea pierderilor în comutație, trebuie introdus un "timp mort - (DT)" între comanda de blocare a unui tranzistor și comanda de intrare în conducție a celui alt tranzistor. Microcontrolerele din categoria DSC, utilizate de autor, au posibilitatea stabilirii acestor timpi morți cu mare acuratețe. Totuși, în timpul experimentărilor s-a constatat funcționarea necorespunzătoare a acestei facilități, în cazul PWM activ LOW, avem un interval de timp în care ambele tranzistoare conduc. Primele două circuite cu microcontroler, pentru comanda motorului pas cu pas prin tehnica micropășirii, realizate fizic, au circuite integrate (driver) pentru comanda pe grilă a tranzistoarelor MOS care elimină această situație nepermisă. Pentru ultimul circuit realizat fizic a fost conceput un circuit pentru remedierea acestui neajuns.

Întrucât circuitele concepute de autor pentru comanda prin micropășire a motorului bipolar au punți H cu tranzistoare de putere NMOS pe siliciu, puterea cea mai mare se pierde în intervalul de comutație în care tranzistorul de jos se blochează și tranzistorul de sus intră în conducție. Aceasta deoarece conducția prin tranzistorul de jos este asigurată prin dioda cu joncțiune PN existentă în structura tranzistorului, diodă care are timp de trecere din conducție în blocare relativ mare, dat de timpul de eliminare a sarcinii stocate în apropierea regiunii de barieră de la joncțiune. Micșorarea și mai mult a pierderilor de comutație se realizează punând suplimentar o diodă bazată pe contact metal-semiconductor (diodă Schottky) în paralel (mai precis antiparalel) cu fiecare tranzistor. Această diodă având cădere de tensiune în conducție mai mică decât dioda PN, va prelua ea conducția curentului invers. Timpul de comutație fiind mai mic, se micșorează puterea disipată în intervalul de comutație.

Cap.3. Cercetări și contribuții la creșterea performanțelor generatoarelor de impulsuri

3.1. Obiective

În prima parte a acestui capitol autorul își propune să facă un studiu comparativ între diferitele tipuri de generatoare de impulsuri descrise în literatura de specialitate.

În partea a doua autorul își propune găsirea/dezvoltarea unor topologii de circuite care să genereze impulsuri de tensiune la parametrii corespunzători și să asigure limitarea curentului prin interstițiu la valorile impuse, urmărindu-se creșterea randamentului de conversie a energiei electrice.

Întrucât experimentarea practică a circuitelor care lucrează la tensiuni mari și curenți mari necesită o atenție deosebită, existând riscul defectării unor componente costisitoare, s-a acordat o importanță aparte simulării circuitelor. Pentru aceasta trebuie găsite modelele dispozitivelor electronice și trebuie emulat interstițiul pentru a pune în evidență funcționarea în cele trei cazuri principale: funcționarea în gol, la descărcare normală și în scurtcircuit.

Se va acorda importanța cuvenită problemelor legate de compatibilitate electromagnetică și va trebui să se țină cont de elementele parazite (inductanță, capacitate) introduse de cablurile de legătură și de ansamblul electrod sculă - obiect supus prelucrării.

3.2. Studiu bibliografic asupra evoluției și situației actuale a generatoarelor de impulsuri pentru prelucrarea prin eroziune electrică

Parametrii impulsurilor sunt definatorii pentru productivitatea și calitatea prelucrării prin eroziune electrică. Generatoarele trebuie să asigure controlul precis al parametrilor impulsurilor și să permită adaptarea lor la cerințele concrete ale procesului de prelucrare. Concepția lor trebuie să țină cont de caracterul accentuat neliniar și puternic variabil al sarcinii pe care o alimentează. Forma de undă și frecvența impulsurilor de tensiune generate trebuie alese astfel încât să asigure amorsarea descărcării și evoluția impulsului de curent în sensul obținerii unei minime uzuri a electrodului-sculă și a unui efect maxim de evacuare a produselor eroziunii din interstițiul eroziv.

Generatoarele de impulsuri destinate utilajelor de prelucrare prin eroziune electrică au evoluat odată cu dezvoltarea cunoștințelor privind dinamica descărcării electrice și a procesului de prelevare de material. Circuitele de forță au înglobat noile dispozitive de comutație puse la dispoziție de electronica de putere, iar circuitele de comandă au beneficiat de realizările spectaculoase ale microelectronicii ultimelor decenii.

Principial, generatoarele pot fi clasificate în două categorii:

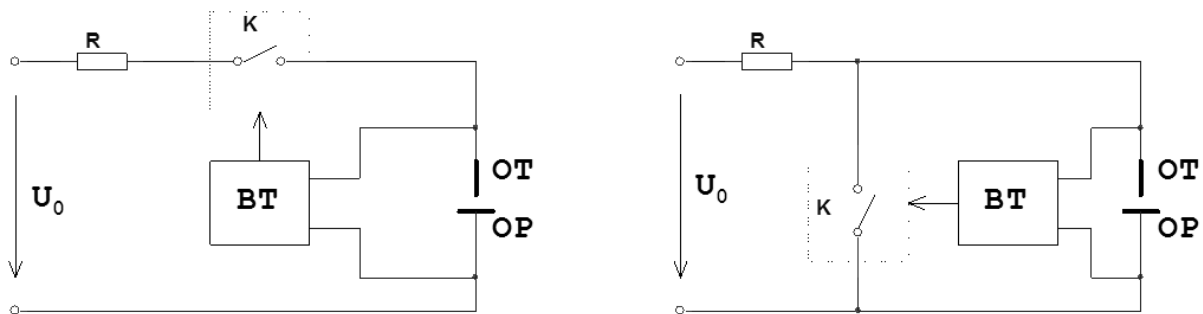
- **Generatoarele de relaxare** (cu acumulare sau dependente): eliberează periodic asupra spațiului de lucru energia acumulată într-un element de stocare (condensator sau bobină). Descărcarea se declanșează în momentul în care câmpul electric în interstițiu depășește rigiditatea dielectrică locală a mediului de lucru. Generatoarele din această categorie autoadaptează dinamic frecvența descărcărilor la starea interstițiului. Sunt utilizate în principal pentru prelucrări de finisare și microprelucrări, cu descărcări electrice în scânteie sau scânteie-arc, la puteri relativ mici. Frecvența descărcărilor poate ajunge la 8 MHz [83, 85, 87, 98, 117].
- **Generatoarele comandate** folosesc comutatoare statice prin care conectează în mod controlat o sursă de energie la spațiul de lucru. Funcționarea lor este independentă de starea interstițiului, frecvența impulsurilor de tensiune aplicate poate să fie constantă. Comutatoarele statice sunt realizate cu dispozitive semiconductoare de putere: tranzistori bipolari, tiristori, tranzistori MOS, tranzistori bipolari cu poartă izolată

(IGBT). Aceste generatoare sunt utilizate în toate categoriile de prelucrări, dar în special atunci când se urmărește obținerea de productivități mari. Puterile generatoarelor comandate sunt în general mari, putând ajunge la 100 KVA. Frecvența impulsurilor este în general inferioară valorii de 1 MHz .

3.2.2. Generatoare de impulsuri comandate, cu limitarea rezistivă a curentului

Generatoarele comandate au apărut ca urmare a necesității controlului parametrilor impulsurilor de curent amorsate în interstițiu. Echiparea mașinilor de prelucrare prin eroziune electrică cu generatoare de impulsuri comandate (GIC) a dus la creșterea substanțială a implementării procedurii de prelucrare prin eroziune electrică în industrie .

3.2.2.1. Principiul GIC



a) comutator în serie cu interstițiul

b) comutator în paralel cu interstițiul

Figura 3-1. Scheme principale ale generatoarelor de impulsuri comandate

Primele GIC au apărut în varianta de limitare a curentului folosind una sau mai multe rezistoare în circuitul electric în serie cu interstițiul. Principal sunt două variante de plasare a comutatorului: în serie, respectiv în paralel cu interstițiul (fig. 3-2). Varianta cu comutator în paralel are mai mult importanță teoretică, deoarece în practică se poate folosi doar la puteri foarte mici, randamentul fiind foarte scăzut.

Formele tipice de undă ale tensiunii și curentului pentru o descărcare normală sunt prezentate în figura 3-3 [117]. Descărcările normale se produc dacă valoarea locală a câmpului electric depășește valoarea rigidității dielectrice a lichidului de lucru, posibil când interstițiul local este cuprins în intervalul $d_{min} \dots d_{max}$ (figura 1-2).

Impulsul de tensiune are forma de undă $u(t)$ caracterizată prin:

- U_a : tensiunea de amorsare, de valoare egală cu tensiunea de mers în gol a sursei primare de energie, uzual 100V...300V.
 - U_d : tensiunea descărcării, de valoare mult mai mică, uzual 20V...30V
- Această formă de undă se obține în cazul limitării rezistive a curentului (figura 3-2). Caracteristicile temporale ale impulsului de tensiune sunt:
- t_a : timpul de amorsare, care cuprinde:
 - t_r : timpul de creștere. Este dependent în principal de caracteristicile generatorului de impulsuri.
 - t_m : timpul de menținere. Este intervalul de timp în care se realizează condițiile preliminare pentru străpungerea dielectricului.
 - t_s : timpul de străpungere. Este intervalul de timp în care se formează canalul descărcării.
 - t_d : durata descărcării. Este faza cvasi-stabilă a descărcării, în care tensiunea și curentul se mențin la valori aproximativ constante.

- t_f : timpul de stingere (timpul de cădere). Este intervalul de timp în care se dezamorsează descărcarea.

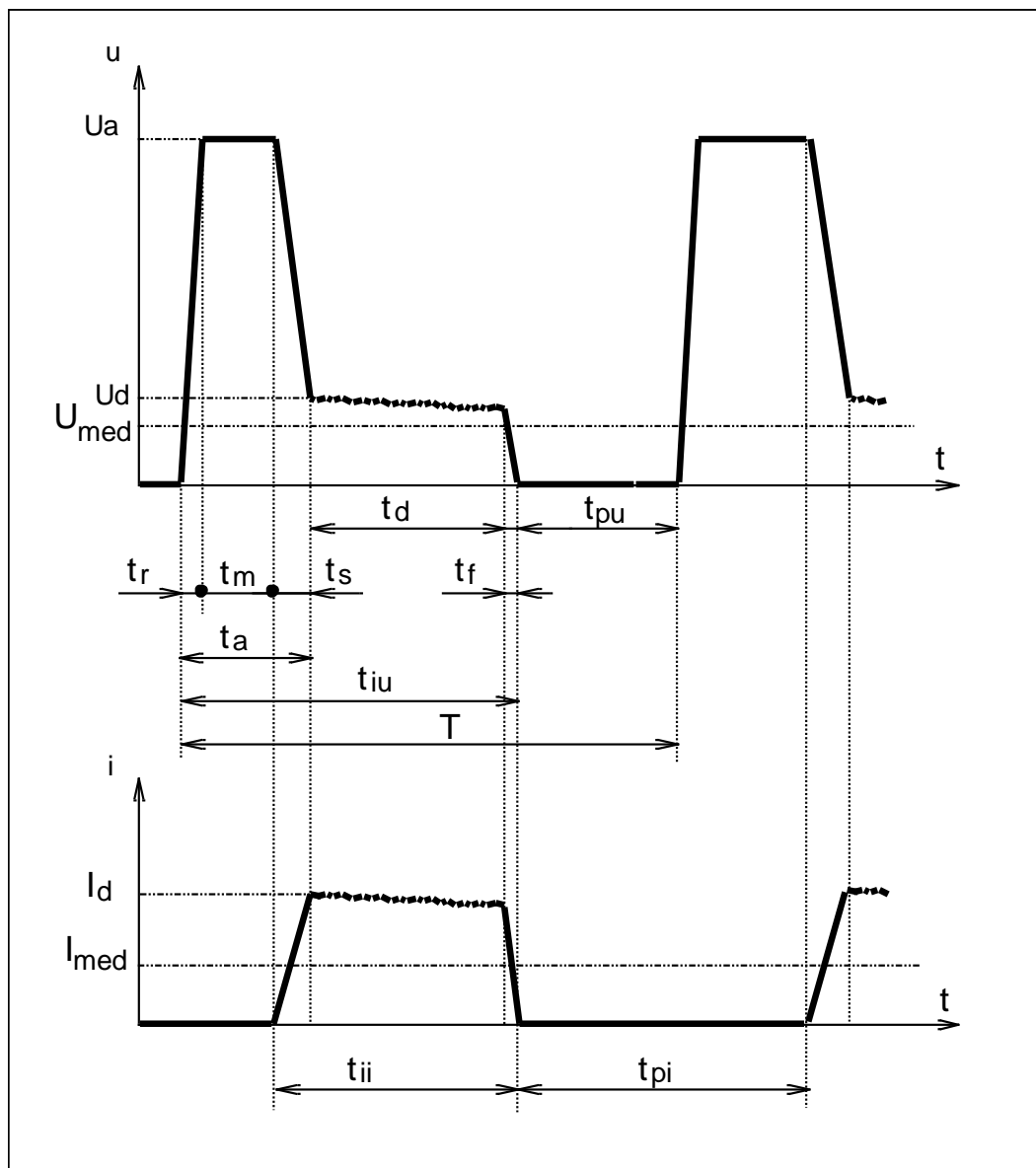


Figura 3-2. Formele de undă ale mărimilor electrice la generatorul comandat, descărcare normală[117]

Din punctul de vedere al duratei impulsurilor și al coeficientului de umplere, procedeele de prelucrare prin eroziune electrică se clasifică în

- prelucrare prin scânteie și scânteie arc: $t_{ii} = 1..100 \mu s$
 $\eta_i = 0,1..0,2$
- prelucrare prin arc nestăționar $t_{ii} = 100..1000 \mu s$
 $\eta_i = >0,2$

Întârzierea la amorsare t_a are o durată aleatoare, dependentă de starea interstițiului și nu poate fi prescrisă ca parametru al impulsurilor. Ca urmare baza de timp BT va defini regimul de prelucrare prin parametrii t_u și t_i , care, împreună cu amplitudinea impulsurilor de curent determină energia impulsurilor [117].

3.3. Cercetări cu privire la structura generatoarelor de impulsuri cu randament ridicat, bazate pe limitarea inductivă a curentului

În ultimele trei decenii sursele de alimentare cu energie electrică folosind elemente de reglare serie în comutație s-au dezvoltat foarte mult în primul rând datorită randamentului mult mai bun decât în cazul surselor cu element de reglare serie (tranzistor) lucrând în regiunea liniară. Continuă să se folosească topologiile de bază: convertor coborâtător de tensiune (Buck), convertor ridicător de tensiune (Boost), convertorul inversor de polaritate (Buck-Boost) și convertoarele cu izolare galvanică: Flyback, Forward, Push-Pull, Semipunte, Punte. Au apărut topologii noi, în special pentru convertoarele rezonante sau cvasirezonante, care au permis creșterea randamentului la valori peste 90% [7, 13, 18, 21, 38, 44, 45, 68, 73, 93, 122, 134, 137, 149, 185, 195, 198].

Dezvoltarea dispozitivelor electronice de putere a permis creșterea frecvenței de comutație la valori de sute de KHz sau chiar MHz. Prin creșterea frecvenței de comutație se reduce valoarea inductanțelor și capacităților folosite și implicit gabaritul bobinelor, transformatoarelor și al condensatoarelor necesare. A scăzut mult volumul și greutatea surselor. Mărind frecvența de comutație se obține un răspuns mai rapid la semnal treaptă (și implicit la modificări bruște ale condițiilor de lucru). Majoritatea topologiilor se bazează pe controlul tensiunii la ieșire sau al curentului prin raportul dintre timpul în care comutatorul este închis și perioada de comutație (Factorul de umplere - "Duty Cycle") [38].

3.3.1. Limitarea inductivă a curentului de descărcare. Convertorul Buck.

Principiul obținerii prin "chopare" a unei tensiuni continue proporționale cu factorul de umplere (D) și cu tensiunea continuă aplicată la intrare a fost descris în paragraful 2.6. Pentru controlul curentului este necesar să se închidă bucla de reacție, buclă ce conține obligatoriu și un traductor de curent. Traductoarele de curent au fost descrise pe larg în raportul științific nr.2. [97, 167]. Schema de principiu pentru limitarea inductivă a curentului de descărcare prin interstițiu este prezentată în figura 3-20. Dioda D este necesară pentru a asigura cale de circulație a curentului după deschiderea comutatorului K. Traductorul de curent (TC) furnizează la ieșire o mărime (de obicei tensiune) proporțională cu curentul (valoarea instantanee a curentului - pentru control prin curent de vârf, respectiv valoarea medie a curentului - pentru control prin curent mediu). Mărimea furnizată de TC este comparată cu mărimea de referință (REF) și aplicată unui amplificator de eroare (AE). Amplificatorul de eroare asigură și compensarea în frecvență pentru îndeplinirea criteriilor de stabilitate.

Semnalul furnizat de amplificatorul de eroare comandă blocul de formare a impulsurilor modulate în durată (PWM - Pulse Width Modulation), impulsuri care, prin intermediul etajului driver comandă tranzistorul (comutator) K.

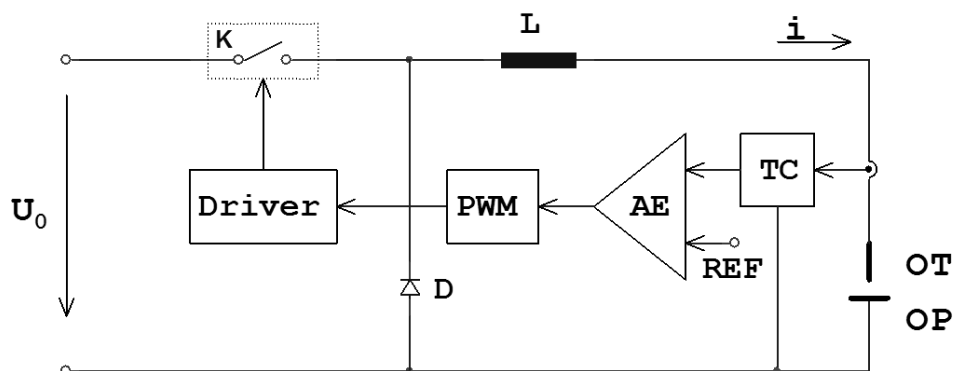


Figura 3-3. Schema de principiu pentru limitarea inductivă a curentului de descărcare.

În funcție de starea comutatorului se întâlnesc cele două situații prezentate în figura 3-21.

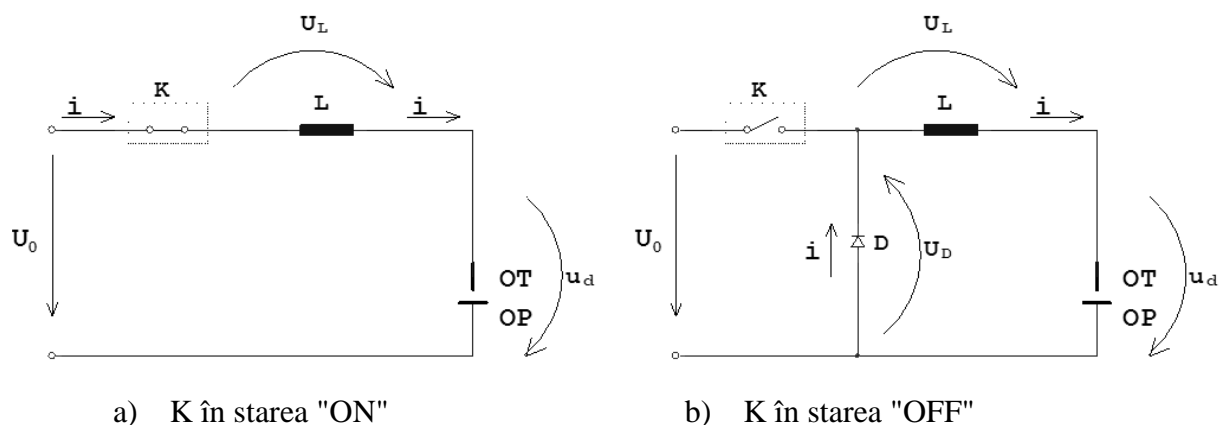


Figura 3-4. Stările posibile și circulația curentului pentru Convertorul Buck în regim CCM (Continuu Conduction Mode)

Pentru K în starea "ON", neglijând rezistențele din circuit, avem:

$$U_L = U_0 - u_d \quad (3.16)$$

Din ecuația diferențială caracteristică inductanței:

$$U_L = L \frac{di_L}{dt} \quad (3.17)$$

Rezultă:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{U_0 - u_d}{L} \cong \frac{U_0}{L} \quad (3.18)$$

Curentul crește cu viteză mare, aproximativ constantă (s-au neglijat pierderile ohmice).

Pentru K în starea "OFF" avem:

$$U_L = -U_D - u_d \quad (3.19)$$

Rezultă:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{-U_D - u_d}{L} \cong -\frac{u_d}{L} \quad (3.20)$$

Curentul scade cu viteză mică, aproximativ constantă. Formele de undă, neglijând rezistențele din circuit, sunt prezentate în figura 3-22.

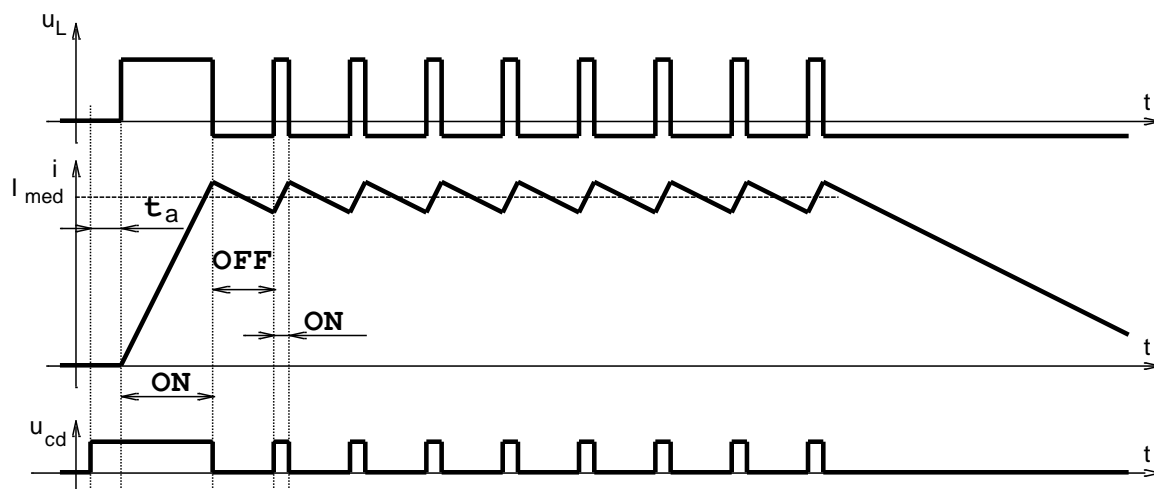


Figura 3-5. Formele de undă approximate, în cazul convertorului Buck folosit la generarea impulsurilor pentru prelucrarea prin eroziune electrică.

În momentul închiderii comutatorului, tensiunea înaltă este aplicată interstițiului, nu avem curent prin circuit, și nici tensiune pe inductanță. După trecerea timpului necesar amorsării, apare cădere de tensiune pe inductanță, curentul începe să crească. Curentul, în intervalul în care are loc descărcarea cvasistaționară, prezintă o fluctuație în jurul valorii medii. Fluctuația poate fi micșorată prin creșterea frecvenței de comutație și/sau prin creșterea inductanței. Inductanța trebuie dimensionată pentru a obține timpul (panta) de creștere a curentului convenabilă procesului. Frecvența nu poate fi mărită foarte mult din considerente de pierderi pe dispozitivele de comutație. Dacă timpul de creștere și fluctuația curentului pot fi aduse la valori convenabile, timpul de scădere al curentului de descărcare este nepermis de mare. Prin completarea cu încă un comutator circuitul devine adecvat pentru utilizare ca generator de impulsuri la prelucrarea prin eroziune electrică [87].

3.3.2. Principiul generatorului de impulsuri realizat cu convertor Buck

Schema de principiu este prezentată în figura 3-23. [87].

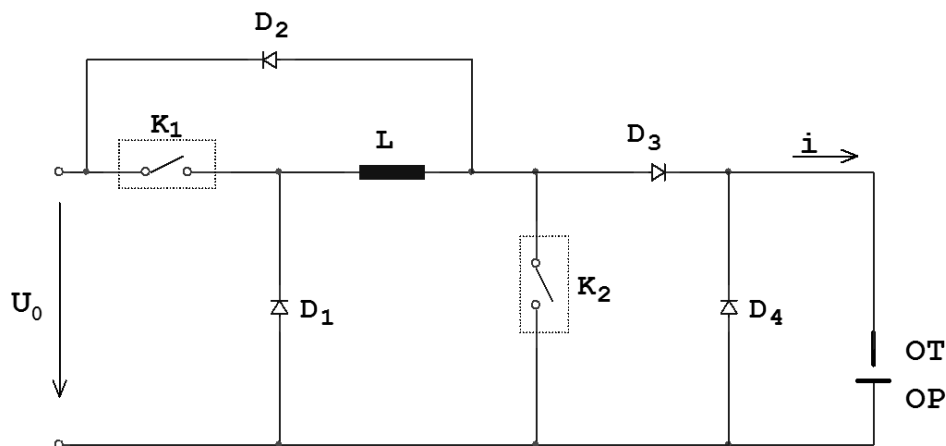


Figura 3-6. Schema de principiu pentru GIC realizat cu convertor Buck [87]

Comutatorul K2, prin închidere determină scăderea rapidă a curentului prin interstițiu. Viteza de scădere a curentului depinde de inductanța echivalentă a cablului conductor de electricitate. Dioda D2 evită apariția unor supratensiuni. D3 evită apariția curentului invers datorită oscilațiilor circuitului LC compus din inductanța cablului, capacitatea interstițiului, capacitatea comutatorului K2. D4 previne apariția tensiunilor inverse pe interstițiu.

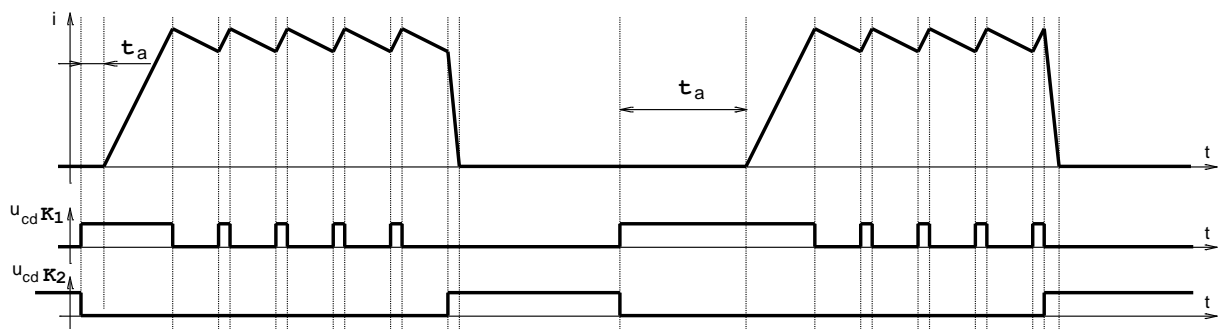


Figura 3-7. Formele de undă pentru GIC realizat cu convertor Buck.

Prin folosirea acestui generator de impulsuri randamentul crește spre valori de aproximativ 70...80%. Principalele pierderi de energie sunt datorate puterii disipate la comutație pe elementele K1 și D1. Pentru U_0 de valori ceva mai reduse (spre 100V) pierderile

sunt ceva mai mici. Se pot obține curenți mari prin conectarea în paralel a două sau mai multe generatoare. Riplul de curent se poate micșora prin tehnica "întrețeserii".

3.3.4. Cercetări cu privire la randamentul convertoarelor Buck elementare cu dispozitive electronice de putere realizate pe substrat de siliciu sau carbură de siliciu

Apariția pe piață a dispozitivelor de putere realizate pe suport de carbură de siliciu (SiC) dă un nou impuls dezvoltării aplicațiilor din electronica de putere. Tehnologia dispozitivelor SiC a evoluat extrem de greu, dar apariția de curând și a tranzistoarelor MOS, pe lângă diodele existente de câțiva ani, deschide noi perspective aplicațiilor care folosesc dispozitive în comutație. Comparativ cu siliciul care are lățimea benzii interzise dintre banda de valență și banda de conducție (banda de energie a electronilor liberi) $E_G=1,12$ eV, carbura de siliciu are $E_G=3,26$ eV.

Crearea prin aport termic a perechilor electron - gol este mult diminuată la SiC.

Conductivitatea termică este $1,5$ W/cm/K la Si și $4,5$ W/cm/K la SiC. Rigiditatea dielectrică este net superioară la SiC de 200 V/ μ m față de 20 V/ μ m la Si. Rezultă un comportament superior cu temperatura și funcționarea la tensiuni înalte [1, 202].

În simularea convertoarelor Buck pe baza fișierelor CIR cuprinse în anexele 7-11 s-au folosit tranzistoare și diode de putere, apropiate din punctul de vedere al curentului mediu admis.

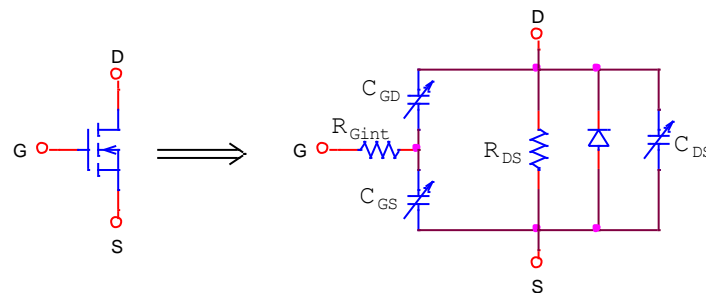


Figura 3-8. Simbolul și modelul electric pentru tranzistorul MOS folosit în comutație

Pentru experimente fizice s-a achiziționat tranzistorul C2M0080120D produs de CREE. Neexistând model Pspice pentru acest tranzistor, s-a folosit un model Pspice existent, pentru tranzistorul SCT30N120, produs de ST Microelectronics.

Schemele electrice folosite în simulare sunt prezentate în figura 3-29, pentru convertorul Buck cu tranzistor NMOS și diodă, iar în figura 3-30 pentru convertorul Buck sincron.

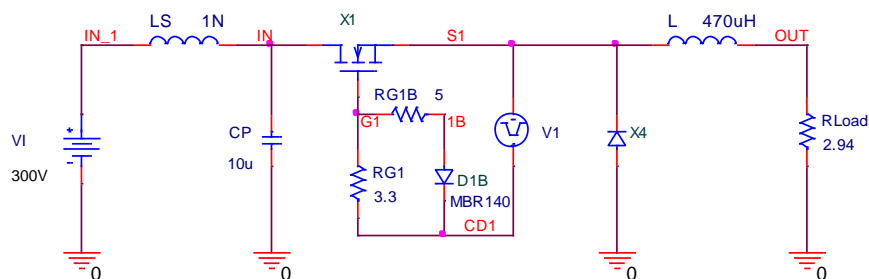


Figura 3-9. Schema electrică a convertorului Buck folosită în simulare

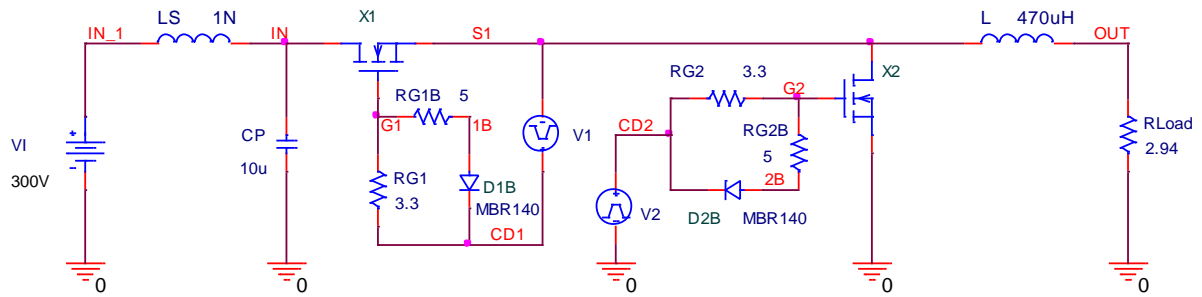


Figura 3-10. Schema electrică a convertorului Buck sincron folosită în simulare

Sintetizarea rezultatelor s-a făcut în tabelul 3-2 iar prezentarea grafică în figurile 3-31, 3-32.

Convertor CC-CC Buck	Frecvența de comutație			
	20 kHz	50 kHz	100 kHz	200 kHz
Si_MOS_Sincron	293/479=61%	311/726=43%	332/960=34%	378/1362=27%
Si_MOS_Si_Diode	301/312=96%	327/354=92%	361/404=89%	430/513=83%
Si_MOS_SiC_Diode	309/321=96%	325/346=94%	360/389=92,5%	433/480=90,2%
SiC_MOS_SiC_Diode	294/306=96%	290/309=93,85%	291/314=92,6%	295/329=89,7%
SiC_MOS_Sincron	298/307=97%	295/312=94,5%	298/317=94%	305/334=91,3%

Tabel 3-1. Randamentul convertoarelor Buck elementare la diferite frecvențe de comutație

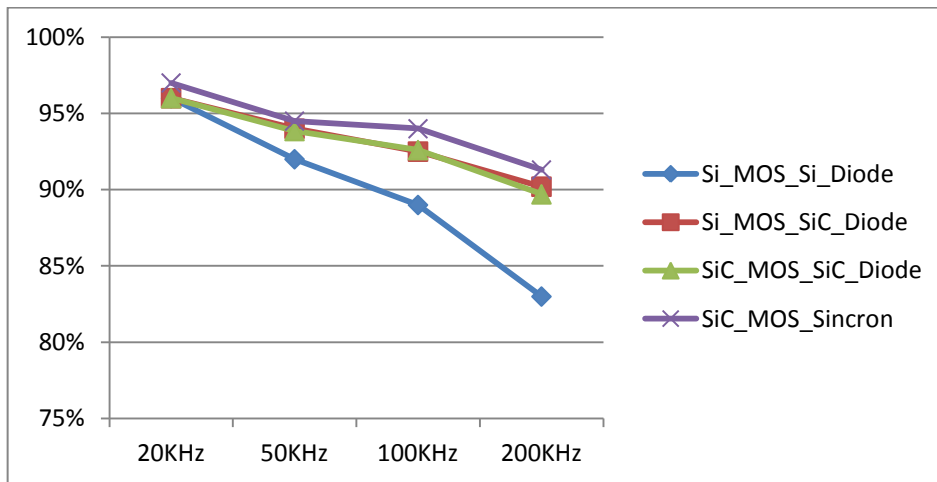


Figura 3-11. Randamentul convertoarelor Buck elementare - detaliu

În concluzie utilizarea convertorului Buck - sincron se evită la tensiuni mari datorită randamentului net inferior. Pierderi mari la comutație apar și la folosirea tranzistoarelor MOS pe substrat de siliciu în punțile H la tensiune mare.

În schimb convertorul Buck - sincron și punțile H cu tranzistoare SiC MOS pot fi folosite cu succes la tensiuni înalte și la frecvențe mari de comutație.

Pe baza acestei constatări autorul a conceput un circuit cu punte H cu tranzistoare SiC MOS pentru a genera impulsurile necesare prelucrării prin eroziune electrică.

3.3.5. Cercetări privind concepția și analiza prin simulare Pspice a unui generator de impulsuri cu punte H cu tranzistoare SiC-MOS

3.3.5.1. Emularea interstițiului

Pentru analiza prin simulare a generatorului de impulsuri pentru prelucrarea prin eroziune electrică, în condițiile modificării în limite largi a curentului prin interstițiu, este necesar să găsim un circuit electric care să echivaleze comportamentul electric al interstițiului.

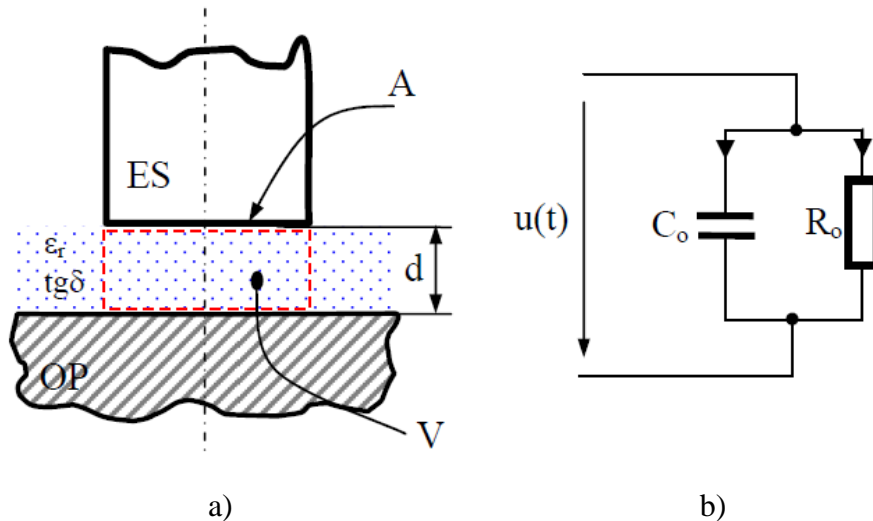


Figura 3-12. Interstițiul activ reprezentat prin modelul condensatorului cu pierderi [36]

Pentru emularea interstițiului în gol s-a folosit modelul condensatorului cu pierderi: o rezistență R_0 de valoare mare în paralel cu o capacitate C_0 . Întrucât capacitatea depinde de suprafața armăturilor (suprafața utilă și o parte din suprafața pasivă a electrodului) și de grosimea dielectricului, valoarea capacității depinde de dimensiunile electrodului și se modifică în timpul procesului de prelucrare prin eroziune electrică.

Dacă se neglijează efectul de margine capacitatea se exprimă prin:

$$C_0 = \frac{\varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot A}{d} \quad (3.22)$$

unde $\varepsilon_0 = 8,85419 \cdot 10^{-12}$ F/m este permitivitatea absolută a vidului, ε_r este permitivitatea relativă a lichidului dielectric, iar A și d sunt caracteristicile geometrice ale interstițiului din figura 3-33.

Rezistența R_0 depinde de conductivitatea dielectricului (σ)

$$R_0 = \frac{d}{\sigma \cdot A} \quad (3.23)$$

Dacă se neglijează fenomenul de histerezis electric, ipoteză acceptabilă în cazul dielectricilor lichizi, între conductivitatea σ și factorul de pierderi $tg\delta$ există dependența:

$$tg\delta = \frac{\sigma}{2\pi f \cdot \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r} \quad (3.24)$$

Rezistența echivalentă R_0 se poate exprima sub forma:

$$R_0 = \frac{d}{2\pi f \cdot \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot A \cdot tg\delta} \quad (3.25)$$

unde $tg\delta$ este valoarea factorului de pierderi, măsurată la joasă frecvență.

Evaluare:

Dacă lichidul dielectric este motorina, ε_r este aproximativ 2, iar $tg\delta$ este aproximativ 0,005.

Dacă grosimea interstițiului este $d=10\ \mu\text{m}$, și aria A este $1\ \text{cm}^2$, obținem

$$C_0 = \frac{8,85419 \cdot 10^{-11} \cdot 2 \cdot 1 \cdot 10^{-4}}{10 \cdot 10^{-6}} \cong 1,7 \cdot 10^{-9} = 1,7\ \text{nF} \quad (3.26)$$

$$R_0 = \frac{10 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot \pi \cdot 180 \cdot 10^3 \cdot 8,85419 \cdot 10^{-11} \cdot 2 \cdot 1 \cdot 10^{-4} \cdot 5 \cdot 10^{-3}} = 9,991 \cdot 10^3 \cong 100\ \text{K}\Omega \quad (3.27)$$

Valorile estimate au fost folosite în continuare pentru modelarea interstițiului și determinarea comportamentului atât în regim static cât și în regim dinamic.

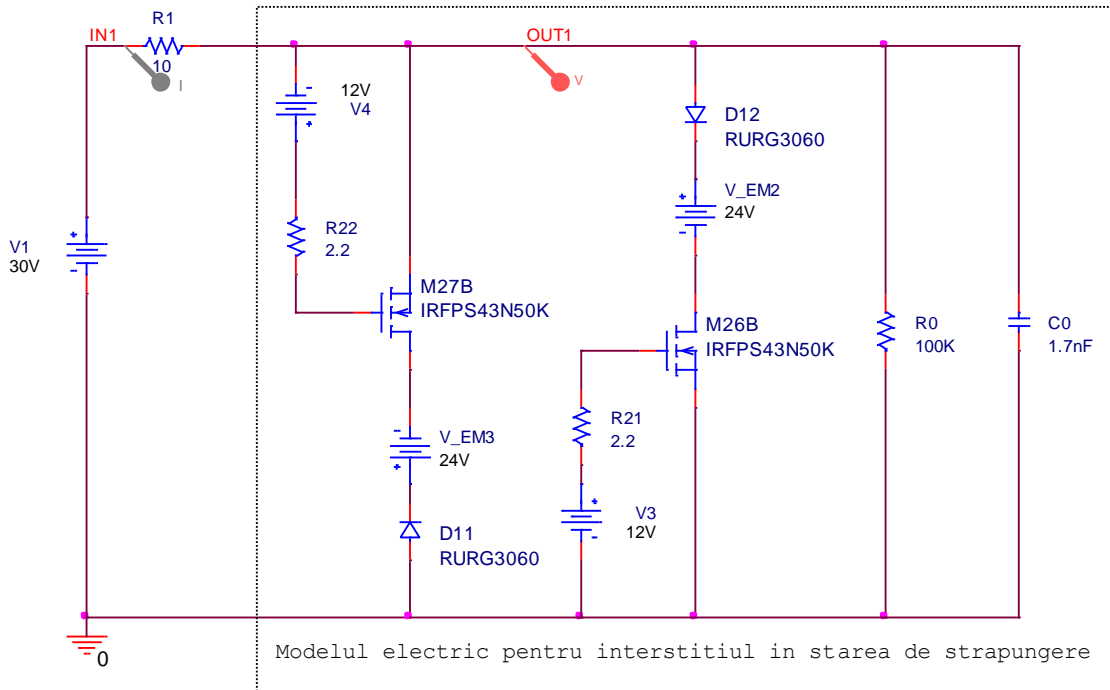


Figura 3-13. Circuitul pentru determinarea caracteristicii statice a interstițiului emulat

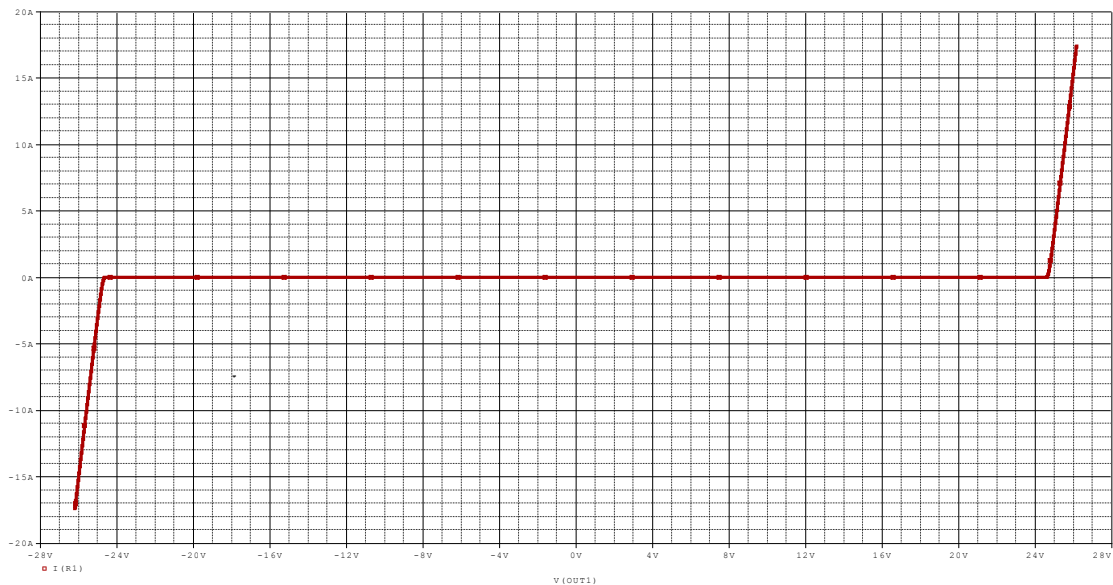


Figura 3-14. Caracteristica statică a interstițiului emulat

Pentru emularea interstițiului în timpul descărcării normale, când tensiunea se păstrează aproximativ constantă, s-a folosit o sursă de tensiune de 24V introdusă în circuit de un comutator cu tranzistor NMOS cu siliciu, IRFPS43N50. Pentru a menține sursa numai în regim de consumator s-a introdus o diodă în serie, diodă ce permite sursei doar să absoarbă

curent. Pentru curent pozitiv emularea interstițiului este realizată cu sursa de tensiune V_EM2, dioda D12, tranzistorul M26B comandat de V3, prin R21. Pentru curent negativ emularea interstițiului este realizată cu sursa de tensiune V_EM3, dioda D11, tranzistorul M27B comandat de V4, prin R22. În figura 3-35 se observă caracteristica statică a interstițiului în starea de străpungere normală: la curent pozitiv tensiunea este pozitivă, între 24V și 28V. Înclinația este dată de rezistența tranzistorului IRFPS43N50 în starea ON de aproximativ 80 mΩ. La curent negativ tensiunea este negativă de valori situate în același interval.

3.3.5.2. Generatorul de impulsuri cu punte H cu tranzistoare SiC-MOS

Schema electrică implementată pentru simulare în ORCAD-Pspice este prezentată în lucrarea de teză de doctorat, figura 3-42. Pentru efectuarea simulării evoluției curenților și tensiunilor într-un interval de timp de 50 microsecunde, cu pas maxim de 1 nanosecundă, programul a rulat 1747,18 secunde, adică aproximativ o jumătate de oră, pe un calculator cu procesor Intel i5.

Conversia energiei electrice de la sursa de alimentare VA cu tensiune continuă de 200V, la impulsuri de durată și formă impusă necesare procesului de prelucrare prin eroziune electrică, se realizează utilizând două convertoare Buck conectate în punte H, simetrică. Pentru simulare s-au folosit tranzistoare SiC SCT30N120.

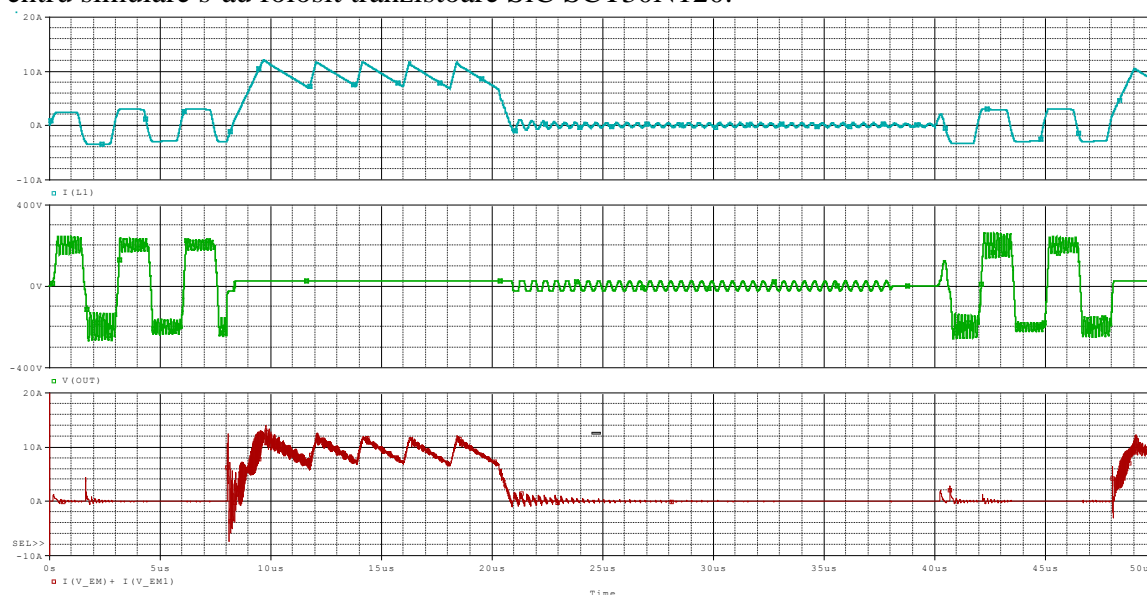


Figura 3-15. Formele de undă ale tensiunii și curentului pentru o descărcare normală

Analiza cronogramelor rezultate în urma simulării confirmă funcționarea circuitului.

Prin stabilirea parametrilor semnalelor furnizate de sursele de comandă la valorile din schema prezentată în figura 3-42, s-a obținut un impuls pentru prelucrare prin eroziune electrică având:

- durata de aplicare a tensiunii de amorsare: 8 μ s
- amplitudinea tensiunii de amorsare: 200 V
- frecvența tensiunii alternante de amorsare: 500 kHz
- durata impulsului de curent: 13 μ s
- amplitudinea impulsului de curent: 10 A
- riplul curentului pe palierul de descărcare: 4 A
- timpul de creștere a impulsului de curent: 1,6 μ s
- timpul de cădere a impulsului de curent: 0,8 μ s

- timpul de pauză: 19 μs
- durata unui impuls: 40 μs
- frecvența impulsurilor 25 kHz.

În circuitul din figura 3-42 s-au folosit două inductanțe de 10 μH . Micșorarea valorii inductanțelor asigură micșorarea timpului de creștere și de cădere a curentului, micșorarea timpului de creștere a tensiunii de amorsare, creșterea frecvenței maxime a tensiunii alternante de amorsare și implicit posibilitatea obținerii de impulsuri pentru prelucrare prin eroziune electrică cu frecvențe de sute de kHz. Dar este necesară o frecvență și mai mare a impulsurilor PWM pentru comanda tranzistoarelor SiC-MOS, de ordinul 1...2 MHz pentru a avea un riplu acceptabil pe palierul impulsului de curent.

Frecvență mare a impulsurilor PWM duce la scăderea randamentului de conversie a energiei electrice. Prin folosirea a patru punți H identice, alimentate de la surse separate de tensiune continuă, cu impulsuri PWM întrețesute, de frecvență 500kHz, se asigură riplul curentului, pe palierul impulsului de curent, de aceeași valoare ca în cazul folosirii unei singure punți H comandată cu impulsuri PWM având frecvența de 2 MHz.

3.4. Cercetări referitoare la generatoarele de impulsuri realizate cu convertoare Buck în punte comandate cu impulsuri "întrețesute".

3.4.1. Principiul comenzilor întrețesute

Aplicând controlul curentului de vârf prin bobina convertorului Buck, circuitul are comportament de sursă de curent. Sursa de curent impune curentul prin latura respectivă de circuit. Mai multe surse de curent pot fi legate în paralel pe rezistența echivalentă de sarcină R_{Load} , curentul rezultat prin sarcină va fi suma tuturor curentilor generați de sursele de curent, conform teoremei I a lui Kirchhoff. Principiul "întrețeserii" surselor de curent este prezentat în figura 3-50.

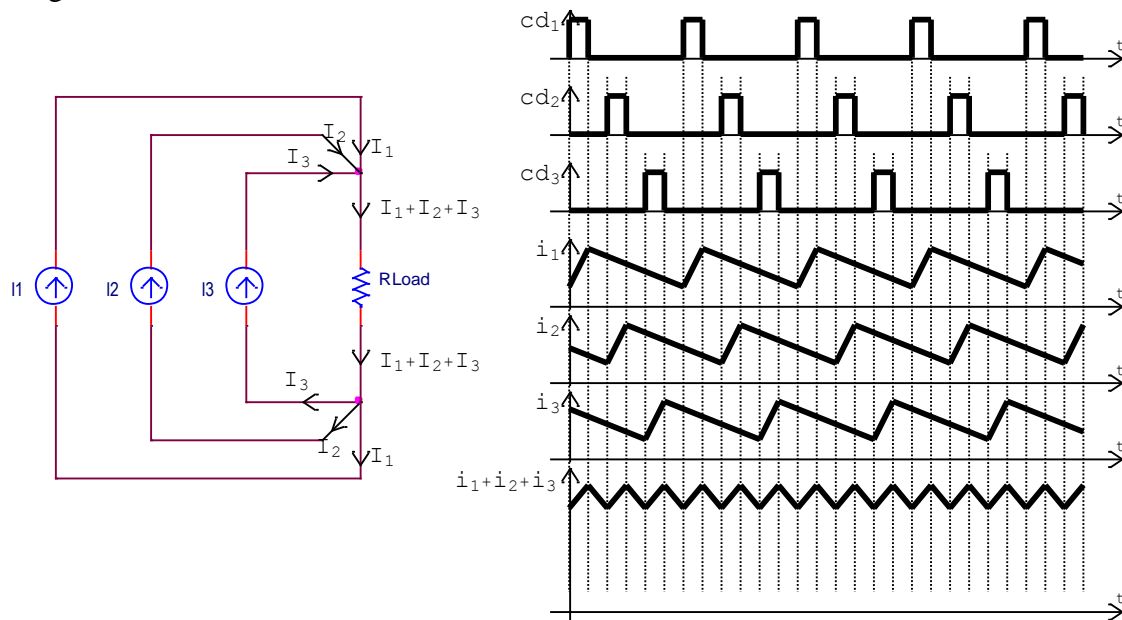


Figura 3-16. Principiul "întrețeserii" convertoarelor Buck elementare

Cât timp se aplică semnalul de comandă pentru tranzistorul convertorului Buck, curentul prin bobină crește, în lipsa semnalului curentul scade spre zero. În figura de mai jos, curentul nu atinge valoarea zero la apariția următoarei comenzi, convertorul funcționează în regim cu curent permanent prin bobină (CCM = Continuous Conduction Mode). Generatorul I_1 este realizat cu convertorul 1, generatorul I_2 este realizat cu convertorul 2 și așa mai departe,

comenzile pentru tranzistoarele convertoarelor sunt decalate uniform în timp. Prin însumarea curenților rezultă un curent cu valoare medie multiplu al curentului printr-un convertor elementar. Riplul curentului rezultat va fi mai mic decât riplul curentului prin convertorul elementar, frecvența de repetiție a riplului de curent va fi multiplu al frecvenței de comutație a tranzistorului din convertorul elementar. Pentru aplicațiile care necesită curenți mari, tehnica folosirii convertoarelor "întreșesute" este de preferat folosirii unui singur convertor cu tranzistor de curent foarte mare, care are volum mare și implicit capacități mult mai mari, ceea ce micșorează frecvența maximă la care are loc comutarea în condițiile unui randament acceptabil [38, 133].

3.4.5. Scheme bloc propuse pentru GIC cu un convertor Buck sincron în punte și șapte convertoare Buck simple cu comenzi întreșesute

Ținând cont că în prelucrările prin eroziune electrică cu electrod masiv, la degroșare se folosește curent mare și polaritate pozitivă la OT, iar la prelucrarea de finisare curent mai mic și polaritate negativă, autorul a propus o variantă de GIC cu convertor în punte SiC-MOS, alimentat de la o sursă separată și opt convertoare Buck, simple, alimentate de la o altă sursă, separată galvanic. În felul acesta se reduce semnificativ numărul necesar de surse și implicit prețul de cost.

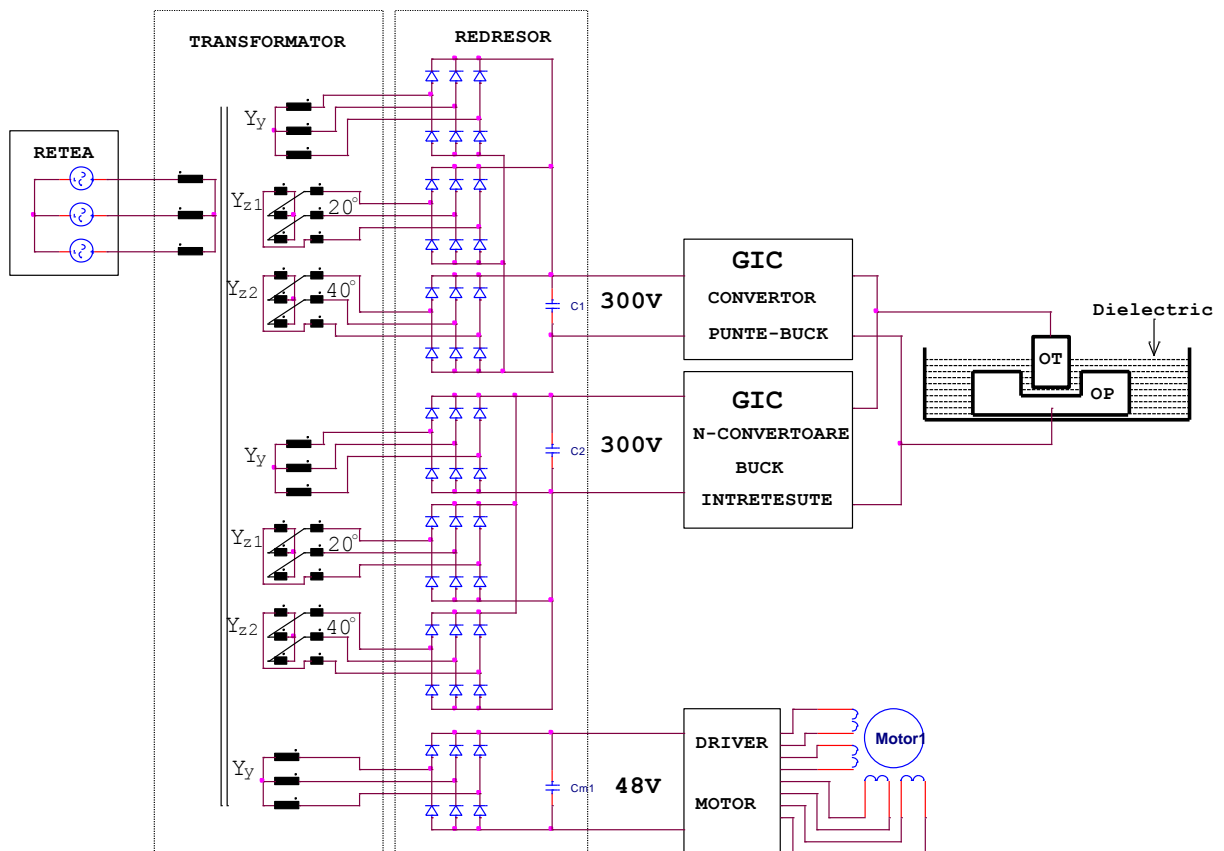


Figura 3-17. Schema de alimentare de la rețea a GIC cu un convertor Buck în punte și N convertoare Buck simple cu comandă întreșesută

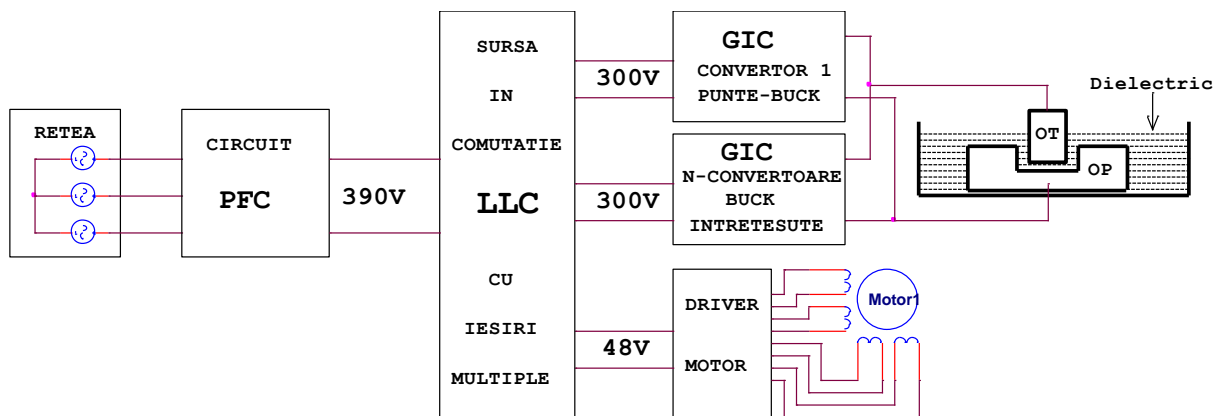


Figura 3-18. Schema de alimentare cu circuit PFC și sursă LCC a GIC cu un convertor Buck în punte și N convertoare Buck simple cu comandă întrețesută

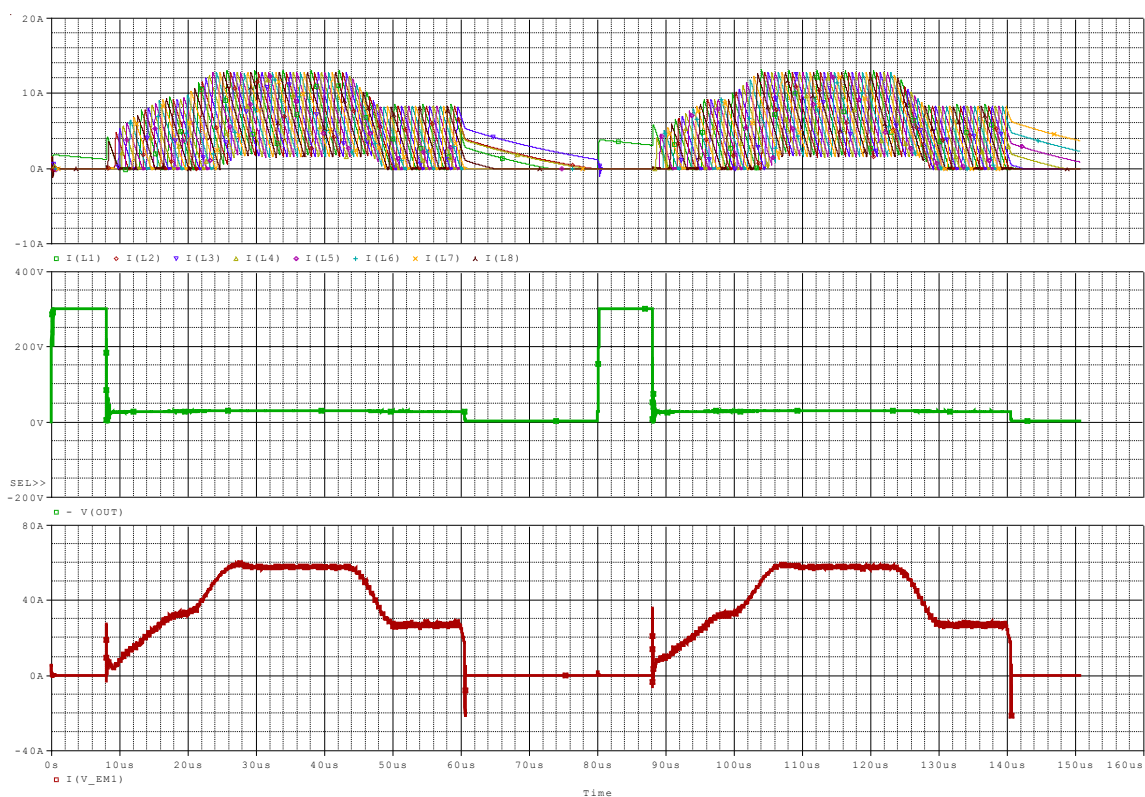


Figura 3-19. GIC cu un convertor Buck în punte și 7 convertoare Buck simple cu comandă întrețesută; cronogramele pentru tensiunea și curentul prin interstițiul emulat, cureții prin bobinele convertoarelor

3.5. Cercetări referitoare la generatoarele de impulsuri bazate pe convertorul rezonant LCC

Convertoarele rezonante și cvasirezonante au apărut ca o necesitate a micșorării puterii disipate pe elementele de comutație în intervalul de timp (relativ mic) în care dispozitivul electronic trece dintr-o stare în alta (din ON în OFF sau invers). Există o literatură bogată și în continuare se fac multe cercetări pentru găsirea a noi topologii și tehnici de control care să crească randamentul (aproape de 100%) pentru condiții stricte de lucru, sau să se obțină randament mare (peste 90%) pentru condiții largi de lucru [7, 13, 21, 44, 45, 137, 149, 185, 195, 198].

3.5.1. Analiza circuitului LCC în domeniul frecvență. Evidențierea frecvenței la care circuitul devine sursă de curent.

În acest capitol paragraf s-a analizat comportamentul circuitului rezonant LCC. În figura 3-70 se prezintă dependența curentului prin rezistența R_i de frecvența tensiunii alternative aplicată circuitului, pentru câteva valori reprezentative ale rezistenței R_i .

Se observă comportamentul de sursă de curent alternativ la frecvența de 148 KHz, unde curentul este 1,865 A, indiferent de valoarea rezistenței echivalente de sarcină (R_i).

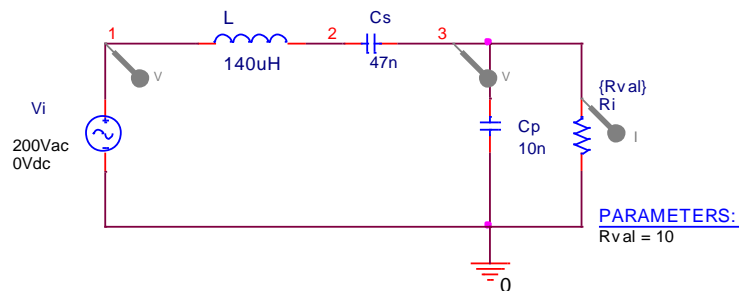


Figura 3-20. Schema folosită pentru determinarea caracteristicii de frecvență a circuitului rezonant serie-parallel LCC, pentru diferite valori ale rezistenței echivalente de sarcină (R_i)

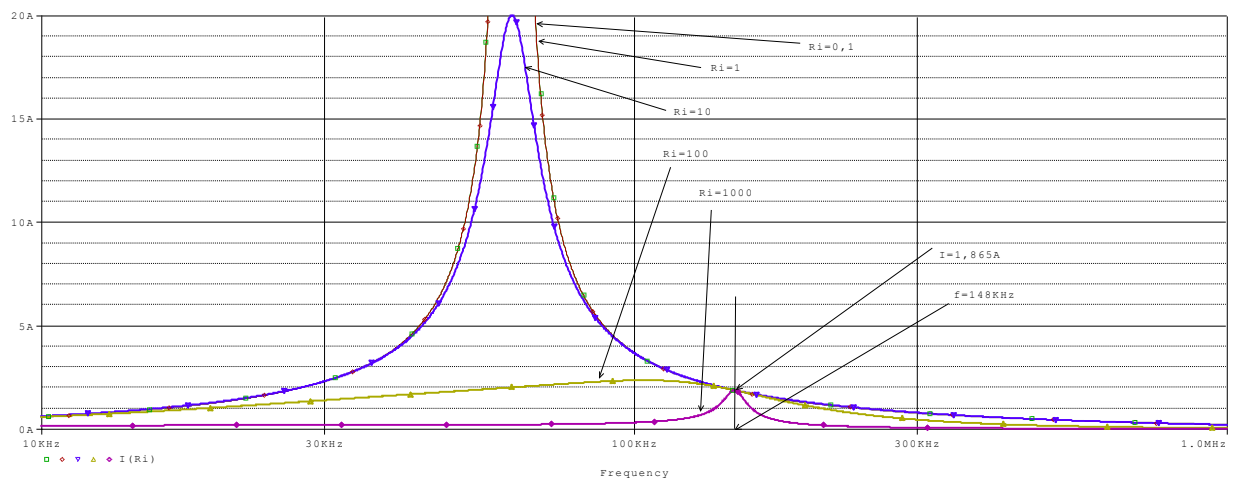


Figura 3-21. Caracteristica de frecvență a circuitului rezonant serie-parallel LCC, rezultată în urma simulării în PSpice.

În cadrul convertorului din curent continuu în curent continuu (CC-CC) prin intermediul unei punți (sau semipunți) cu tranzistoare MOS, circuitul rezonant este alimentat cu tensiune dreptunghiulară cu frecvența fundamentală ușor peste frecvența de rezonanță f_0 . Circuitul atenuază mult armonicile superioare.

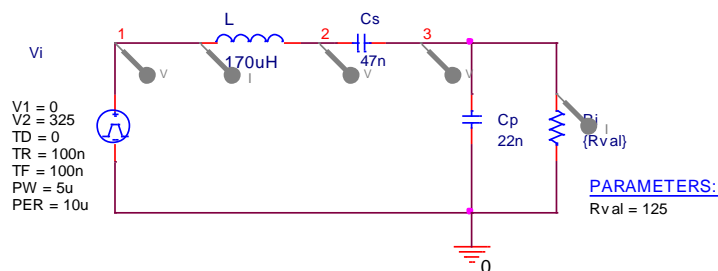


Figura 3-22. Schema folosită în PSpice pentru a analiza comportamentul circuitului LCC alimentat cu tensiune dreptunghiulară

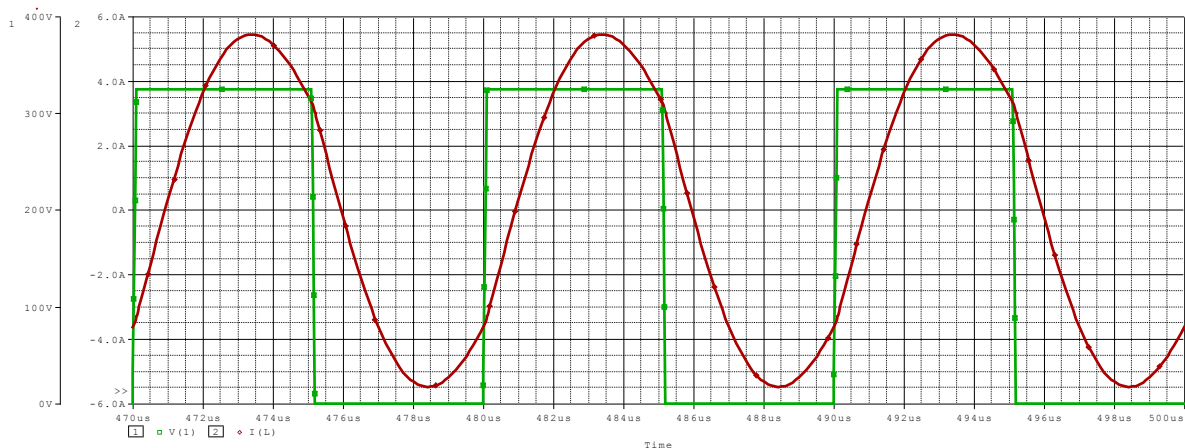


Figura 3-23. Evidențierea defazajului dintre tensiunea aplicată circuitului și curentul prin bobină

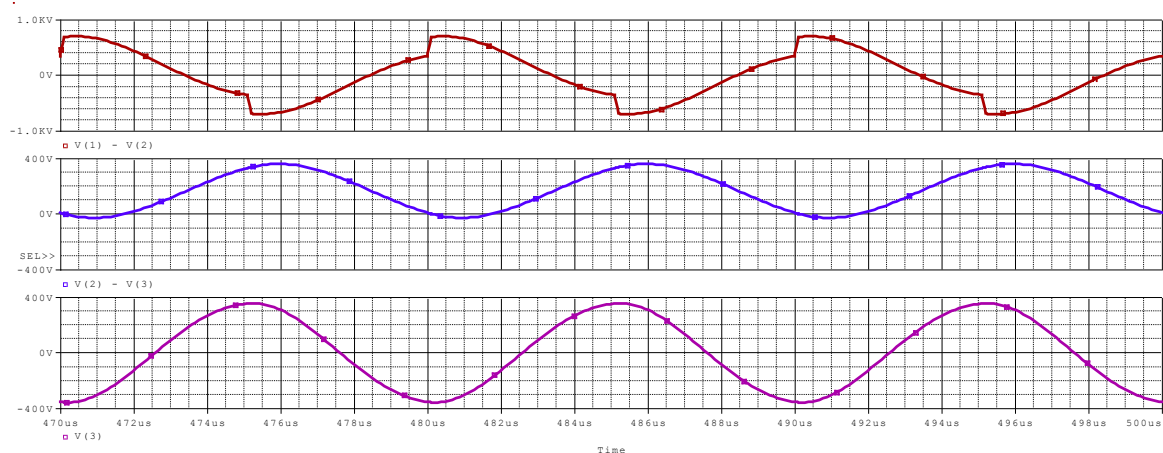


Figura 3-24. Evidențierea solicitărilor în tensiune: tensiunea pe bobină V(1)-V(2); tensiunea pe condensatorul serie V(2)-V(3), tensiunea pe condensatorul paralel V(3).

3.5.4. Analiza convertorului rezonant LCC propus

În acest paragraf autorul și-a propus să dezvolte schema convertorului rezonant LCC pentru a putea fi folosită în cadrul generatoarelor de impulsuri pentru prelucrarea prin eroziune electrică. Deoarece la funcționarea în gol a unui generator de curent tensiunea la ieșire tinde spre valori foarte mari, s-a introdus un circuit de limitare a tensiunii de ieșire la valoarea tensiunii de amorsare dorită, circuit care totodată recuperează din energia înmagazinată în câmpul magnetic al bobinei. Tensiunile pentru comanda tranzistoarelor din punte și pentru comanda tranzistoarelor adiționale sunt furnizate de surse generice din cadrul bibliotecilor PSpice, pentru a simplifica schema electrică. Acest lucru nu constituie un impediment la realizarea fizică a circuitului, deoarece comenzile se implementează folosind un microcontroler DSC și circuite driver pentru comanda pe grilă a tranzistoarelor, asemănătoare celor folosite în circuitele tratate în capitolul 5.

Schema electrică folosită în simulare este prezentată în figura 3-77. Tranzistoarele și diodele de putere au fost alese din ultima generație datorită performanțelor deosebite (curent maxim de valoare mare, rezistență în starea ON de valoare mică, timpi mici de comutație), urmărindu-se obținerea unui randament cât mai bun, și funcționarea în zona de siguranță, pentru toate cazurile posibile. Printr-un număr mare de simulări s-a căutat să se pună în evidență funcționarea corespunzătoare a circuitului și obținerea unui randament bun.

Sarcina conectată pe condensatorul paralel C_p este rezistența văzută înspre bornele de intrare în primarul transformatorului pe miez de ferită. Modelul transformatorului este cel

propus de Christophe Basso [12]. În cazul de față s-a estimat inductanța de magnetizare L_M la valoarea de 1mH și inductanța de scăpări la valoarea de 10 μ H. Pentru obținerea unui curent la ieșire de aproximativ 10A și pentru valorile circuitului rezonant stabilite anterior, am ales raportul de transformare în secundar de valoarea 0,3 (Ratio1 și Ratio2). Pentru limitarea tensiunii de mers în gol la valoarea de 220V având tensiunea de intrare de 300V, am ales raportul de transformare din secundarul destinat recuperării energiei din circuitul rezonant, în intervalul de timp de mers în gol, la valoarea 0,4 (Ratio3). Emularea interstițiului este realizată de R_{L1} în paralel cu C_1 pentru situația de mers în gol, respectiv de R_{L2} conectat în circuit de tranzistorul MOS X5, pentru situația de funcționare în timpul descărcării.

Tranzistorul suplimentar X7 asigură scutcircuitarea interstițiului în situații descrise pe parcurs. Duratale impulsului EDM de tensiune, de pauză, de amorsare sunt stabilite de sursele independente V1A, V1B, V5, V5 împreună cu R1A, R1B, M6A, M6B și sursele de tensiune comandate în tensiune EG1, EG2, EG3, EG4.

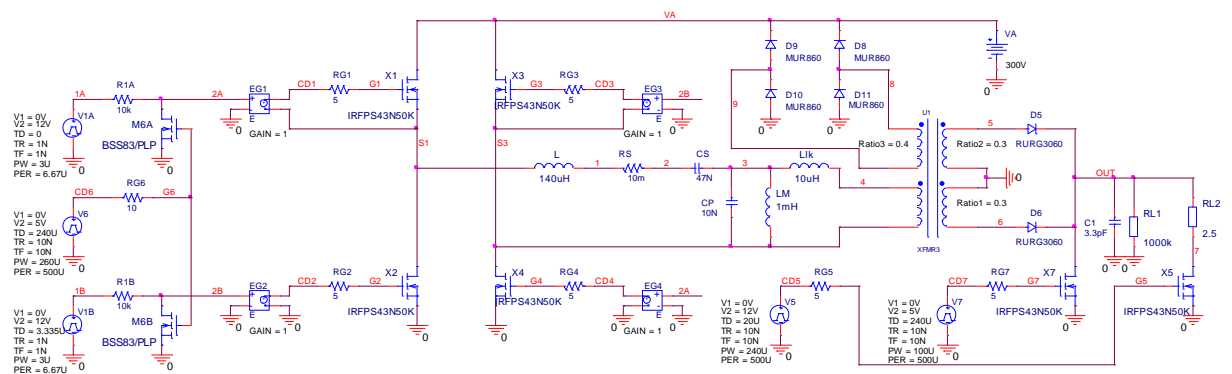


Figura 3-25. Schema folosită la simularea în PSpice a GIC cu convertor rezonant LCC

Pe cronogramele din figura 3-75. se observă defazajul dintre tensiunea dreptunghiulară aplicată și curentul prin circuitul serie (bobină). Pe schema din figura 3-77. se observă că pentru a aplica tensiune pozitivă circuitului rezonant trebuie să comute tranzistorii X1 și X4. Comutarea are loc la curent negativ prin circuitul serie, curent care circulă prin dioda antiparalelă a fiecăruia din cei doi tranzistori, deci la tensiune foarte mică. Condiția este ca în momentul în care se dă comanda pe grila tranzistorilor X1 și X4, diodele respective să conducă. Acest lucru este posibil dacă se dă comanda de blocare pe grila tranzistorilor X3 și X2 cu un anumit interval de timp înainte de a se da comanda de deschidere a tranzistorilor X1 și X4. În această situație X3 și X2 trec în starea OFF, curentul prin bobină nu se poate întrerupe brusc și va găsi cale de circulație prin diodele antiparalelă ale tranzistorilor X1 și X4.

Întrucât varianta PSpice folosită (ORCAD 10.3) nu are în biblioteca de componente modelul pentru tranzistoarele MOS IRFPS43N50K și nici pentru diodele RURG3060, am conceput un program cu extensia CIR care să ruleze în PSpice AD din mediul ORCAD, program asemănător celui atașat în anexa 6. Modelele PSpice pentru componentele nou create sunt puse la dispoziția utilizatorilor de către firmele producătoare în varianta de descriere prin linii program. Pentru varianta de descriere grafică a circuitelor utilizând ORCAD CAPTURE trebuie create biblioteci de simboluri (cu extensia OLB) care să apeleze la bibliotecile de modele Pspice (cu extensia LIB). Acest lucru poate crea probleme utilizatorilor mai puțin experimentați și de aceea varianta de descriere prin linii program este o cale mai sigură și mai rapidă. În plus această variantă nu consumă din resursele calculatorului rezultând o viteză de efectuare a calculelor și de afișare grafică a rezultatelor mult mai bună.

3.5.4.1. Influența spațiului descărcării, emulat prin rezistența R_L , asupra curentului de descărcare și a tensiunii pe interstițiu

Observând cronogramele din figurile 3-78, 3-79, 3-80 și 3-81, rezultate în urma simulării circuitului pentru diferite valori ale rezistenței R_{L2} , se constată amplitudinea relativ constantă a curentului prin rezistența emulată a interstițiului în timpul descărcării.

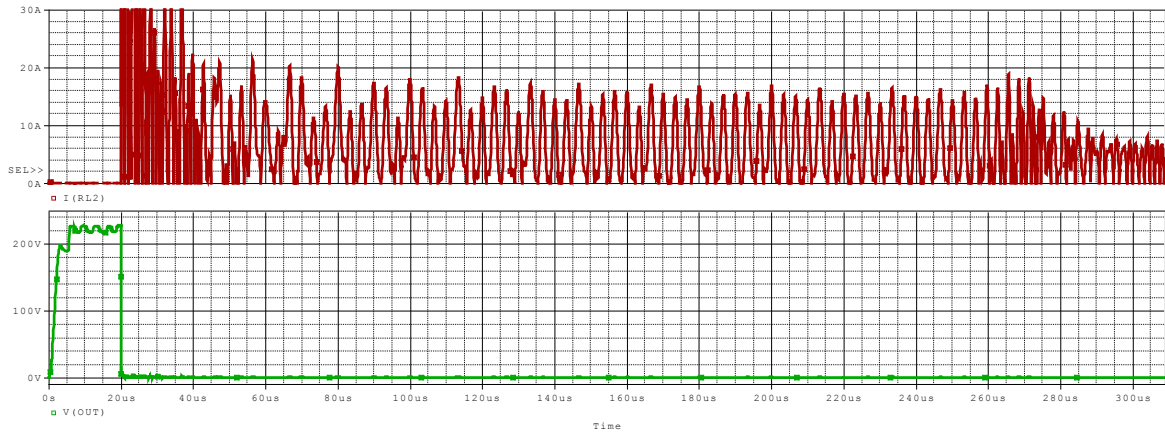


Figura 3-26. Tensiunea și curentul în cazul emulării canalului descărcării printr-o rezistență $RL2=0.01\Omega$

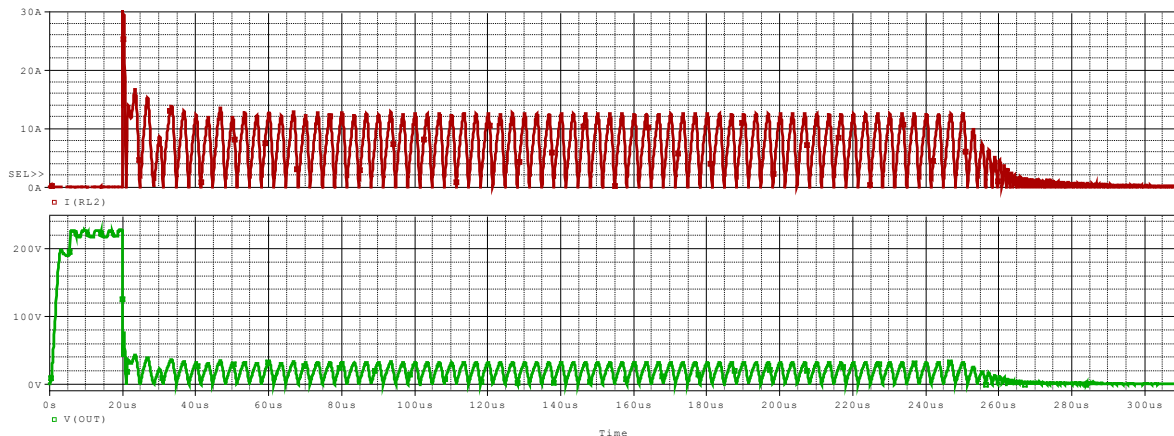


Figura 3-27. Tensiunea și curentul în cazul emulării canalului descărcării printr-o rezistență $RL2=2.5\Omega$

3.5.4.8. Determinarea randamentului de transmitere a energiei de la sursa de alimentare la procesul de eroziune electrică pentru diferite valori ale rezistenței echivalente a interstițiului.

Randamentul se determină cu formula binecunoscută:

$$\eta = \frac{\text{Puterea utila}}{\text{Puterea consumata}} = \frac{88,75 \text{ W}}{102,75 \text{ W}} = 86,37\% \quad (3.30)$$

S-a ales metodologia de determinare a puterilor medii pe baza cronogramelor rezultate în urma simulării. Puterea medie disipată pe sarcina emulată a interstițiului pe durata descărcării, de valoare $2,5\Omega$, este $AVG(W(RL2))$ de aproximativ $88,75\text{W}$, iar puterea medie consumată de la sursa de alimentare este $AVG(W(VA))$ de aproximativ $102,75\text{W}$.

Repetând procedeul pentru diferite valori ale rezistenței emulate rezultă datele din tabelul 3-3 prezentate grafic în figura 3-98.

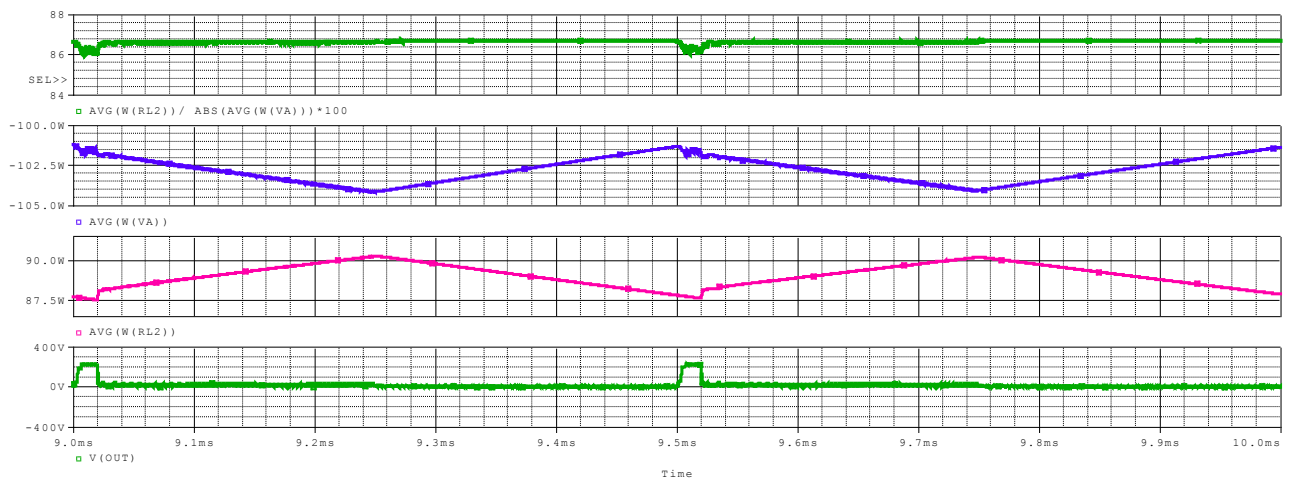


Figura 3-28. Determinarea randamentului pe baza simulării GIC în cazul : $RL2 = 2.5\Omega$

RL [Ω]	0,01	0,1	0,5	1	1,5	2	2.5	3	4
η [%]	3,67	25,88	60,74	73,82	80,23	84,26	86,37	88,52	89,87

Tabel 3-2. Randamentul pentru diferite valori ale sarcinii emulate

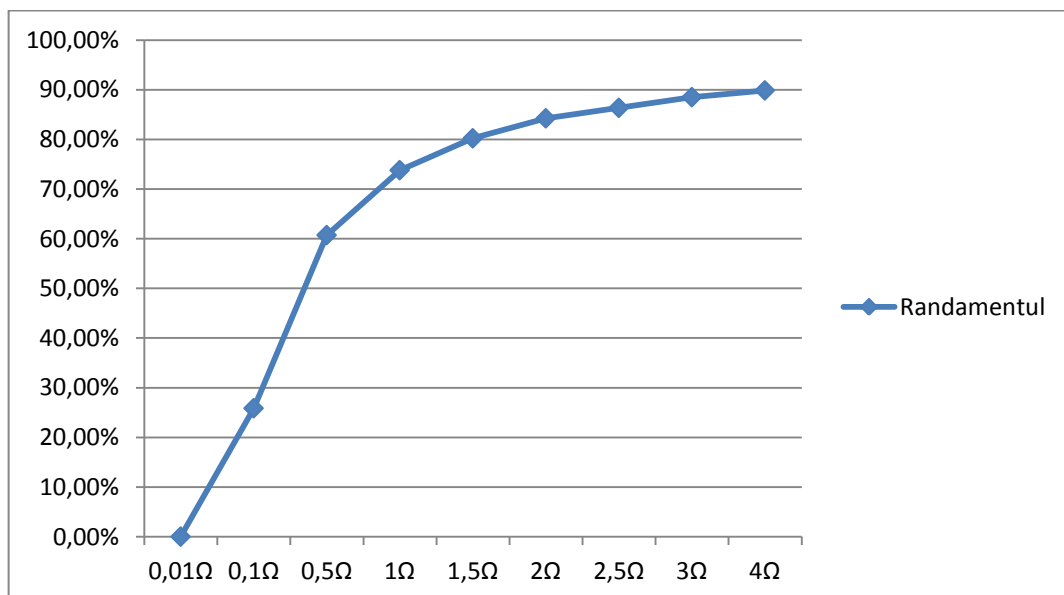


Figura 3-29. Randamentul funcție de rezistența emulată a interstițiului

3.5.5. Creșterea valorii curentului de descărcare și diminuarea armonicilor prin tehnica "întrețeserii".

Sursele de curent având rezistență internă foarte mare (ideal infinită) pot fi legate în paralel, putându-se crește în trepte curentul disponibil la ieșire [23, 25, 166]. Dacă impulsurile de comandă pentru tranzistoarele din cele două punți H din figura 3-103 sunt decalate în timp, tehnică numită "interleaved", rezultatul obținut constă în dublarea curentului prin sarcină. Totodată se micșorează "riplul" de curent, din punctul de vedere al formei de undă la ieșire, circuitul este asemănător cu un redresor la care se dublează numărul de faze.

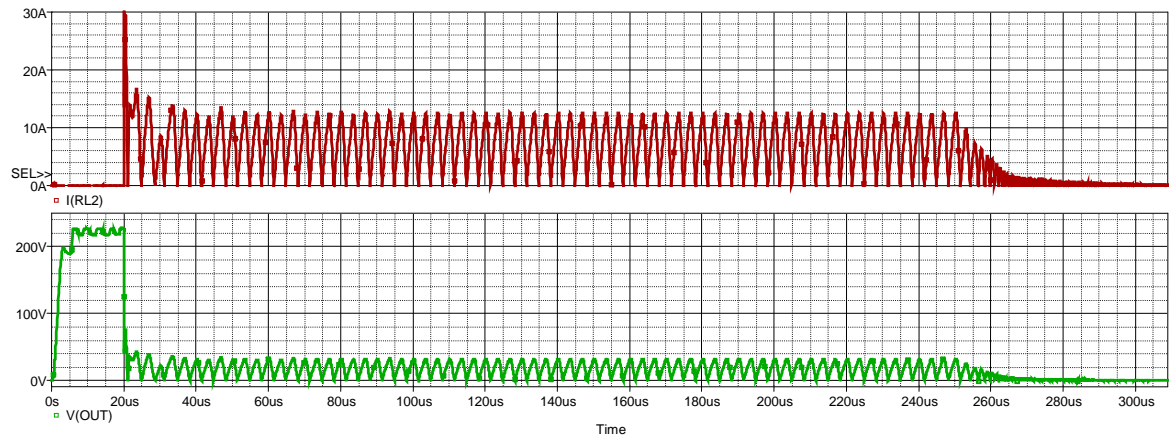


Figura 3-30. Formele de undă pentru GIC realizat cu convertor LCC simplu

Schema electrică folosită la analiza prin simulare este prezentată în figura 3-103, rezultatele simulării sunt prezentate în figura 3-104. se constată micșorarea riplului curentului și dublarea valorii medii a curentului. Programul cu extensie CIR utilizat pentru simulare în PSpice AD este prezentat în anexa 6.

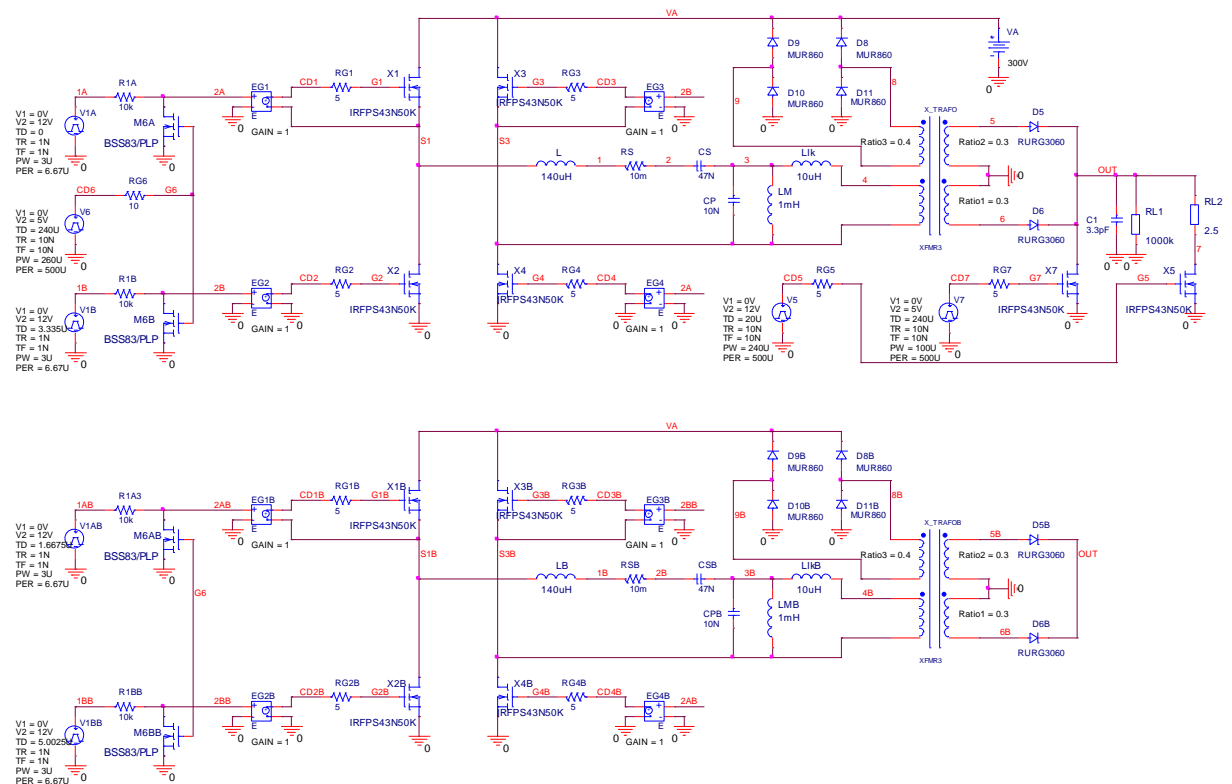


Figura 3-31. Schema electrică pentru GIC cu două convertoare LCC "întreșesute"

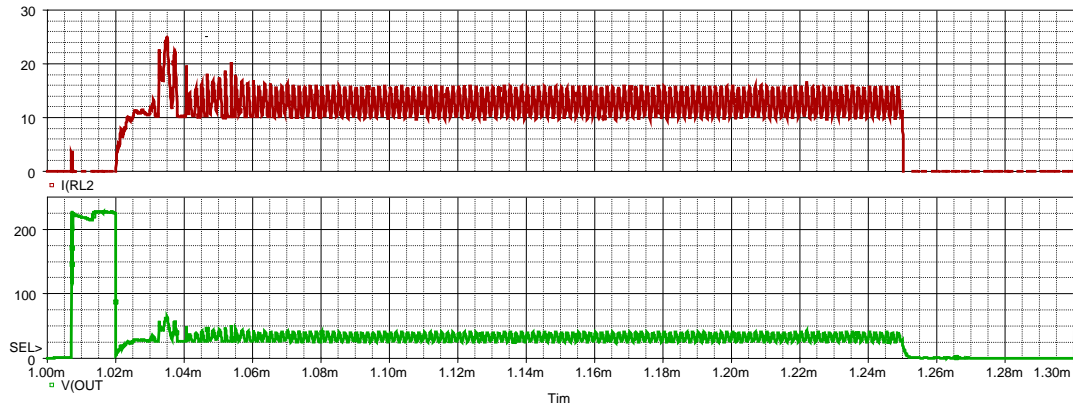


Figura 3-32. Formele de undă pentru GIC realizat cu două convertoare LCC "întreșesute"

3.5.6. Scheme bloc propuse

3.5.6.1. Schema bloc propusă - varianta 1

Generatorul de impulsuri EDM poate fi conectat la rețeaua de tensiune monofazată prin intermediul unei punți redresoare cu diode urmată de filtrarea cu condensator de netezire care este soluția cea mai ieftină. Dezavantaje: valoare mare pentru condensatorul de filtraj și curent absorbit de la rețea puternic nesinusoidal (conținut mare de armonici superioare frecvenței de 50 Hz). Aceste dezavantaje pot fi mult diminuate dacă se utilizează un circuit activ pentru corecția factorului de putere (PFC - Power Factor Correction), dar în acest caz se reduce din randamentul de conversie a energiei de la rețea la proces, și crește prețul de cost. Dacă se utilizează un circuit PFC se obține la ieșire uzual o tensiune de 390V, cu riplu mic, suficient de bine stabilizată. Generatorul de impulsuri comandat, tratat anterior, se conectează la ieșirea circuitului PFC. Mai multe invertoare având ieșirile legate împreună, comandate prin tehnica "interleaved" pot asigura programarea în trepte a curentului de descărcare. Pe durata funcționării în gol energia înmagazinată în elementele reactive ale circuitului rezonant se recuperează trimițându-se înapoi în condensatorul de filtraj de la ieșirea redresorului (sau a circuitului PFC). Sursa de tensiune care furnizează 48V blocului de comandă și control al motorului pas cu pas de acționare a electrodului sculă (obiect de transfer - OT) se conectează de asemenea la ieșirea redresorului (sau a circuitului PFC)

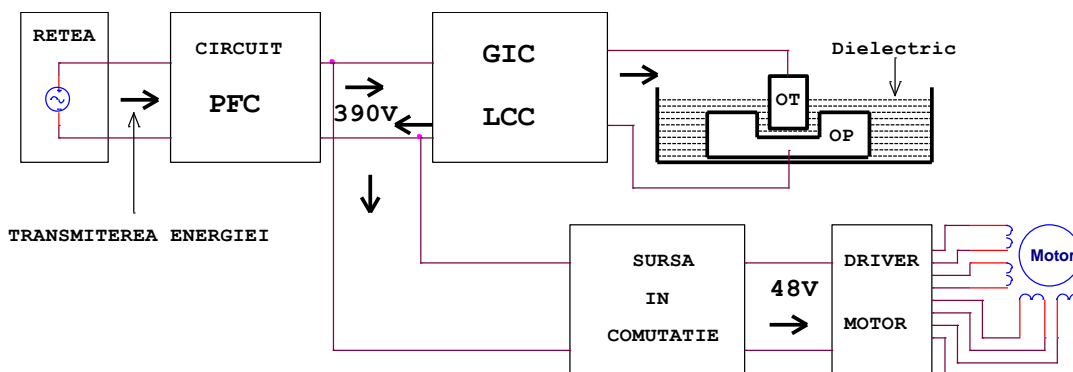


Figura 3-33. Schema bloc propusă pentru realizarea standului experimental de laborator.

3.6. Cercetări referitoare la implementarea practică a generatoarelor de impulsuri bazate pe convertorul Buck cu tranzistoare SiC-MOS, comandat de microcontroler

3.6.2. Circuit pentru testarea GIC în condiții de emulare a interstițiului

În prima fază a testării generatorului de impulsuri, în condiții de laborator de electronică, poate fi utilizat un circuit de emulare a interstițiului, și anume circuitul descris în paragraful 3.3.5.1, figura 3-36. Sursele de tensiune V_{EM2} și V_{EM3} , care asigură tensiunea de aproximativ 24V, foarte puțin dependentă de curent, sunt obținute prin inserierea a două baterii auto uzuale. Dacă avem tensiune de o singură polaritate se utilizează doar partea de circuit care asigură circulația curentului în sensul respectiv, adică D12, M26B, R21 și două baterii de 12V (sursa V_{EM2}), pentru curent pozitiv și D11, M27B, R22 împreună cu două baterii de 12V (sursa V_{EM3}), pentru curent negativ. Comenzile CD5, CD6 sunt generate de către un modul cu microcontroler sau de către un generator de funcții. O mare parte din energia electrică ce se consumă în timpul experimentelor participă la încărcarea acumulatorilor. În figura 3-113 este prezentată schema bloc propusă pentru testarea electrică a generatorului de impulsuri. Tranzistoarele MOS folosite pentru a comuta în regim de descărcare normală sunt comandate de circuitele cu izolare galvanică CCG5 respectiv CCG8.

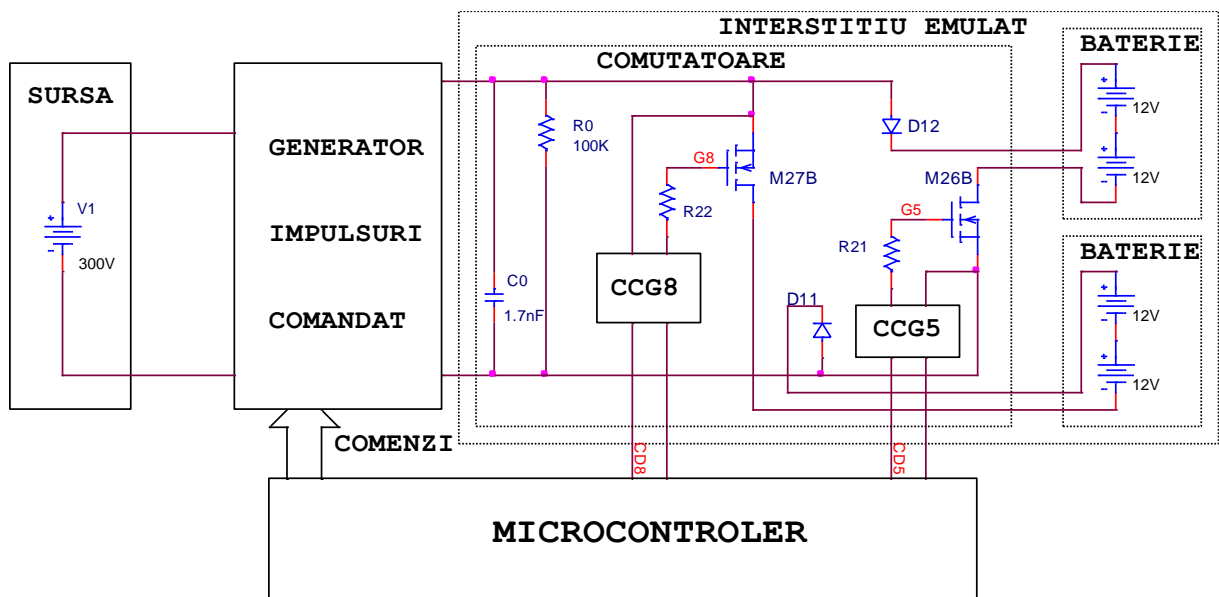


Figura 3-34. Schema propusă pentru testarea electrică a generatorului de impulsuri.

3.6.3. Circuit pentru efectuarea de descărcări electrice singulare pe standul experimental

Dispozitivul existent la facultatea de inginerie, aflat în dotarea Centrului de Cercetări pentru Tehnologii Neconvenționale al ULBS, este util pentru demonstrarea funcționării generatorului de impulsuri și pentru evidențierea efectelor parametrilor impulsului. Dispozitivul permite fixarea și orientarea obiectului de test și a electrodului-sculă, modificarea fină a interstițiului, menținerea lichidului dielectric în spațiul de lucru și evacuarea facilă a acestuia la încheierea experimentelor. În Fig.3-114, în partea stângă, se prezintă schematic cinematica dispozitivului, iar în dreapta imaginea lui de ansamblu [34].

Pentru măsurarea interstițiului se folosește un comparator digital de tip DIGICO-10 produs de firma Brown& Sharp Tesa, având cursa de 12 mm și rezoluția de 1 μ m.

Generatorul de impulsuri a fost proiectat în Orcad, schema electrică fiind prezentată defalcat în figurile 1-115 și 1-116. Comanda și controlul generatorului de impulsuri este asigurată de microcontrolerul dsPIC30F2020. Puntea este realizată cu tranzistoare SiC-MOS

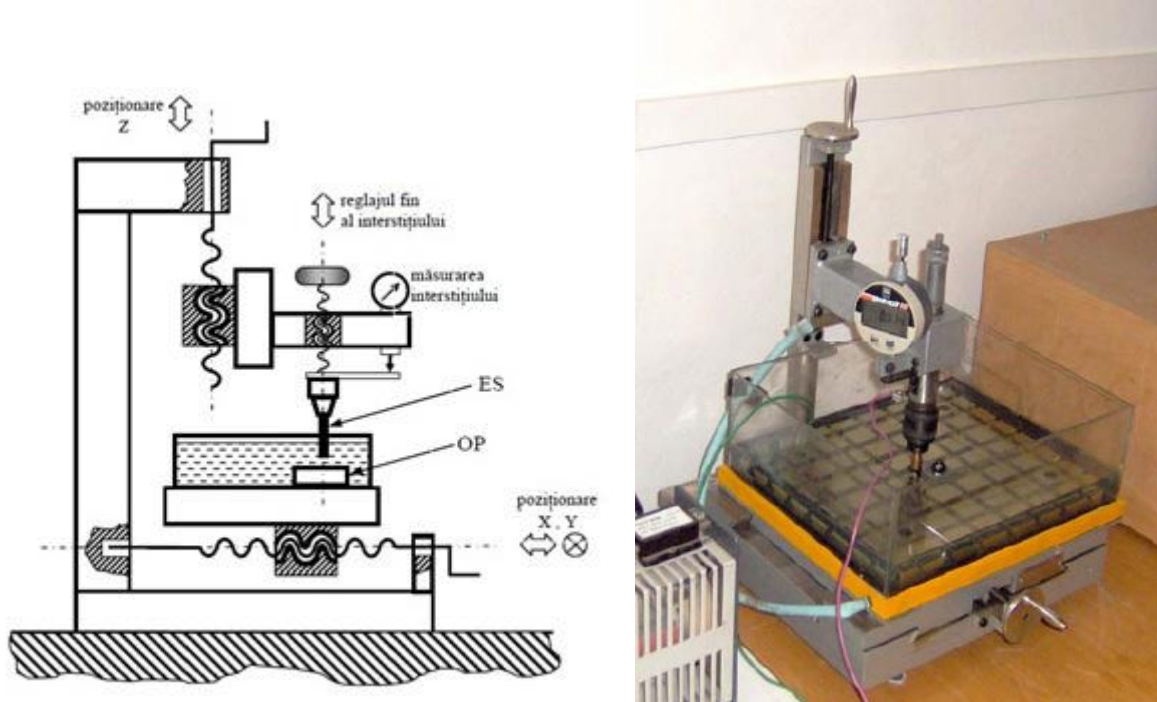


Figura 3-35. Dispozitivul de realizare a descărcărilor singulare

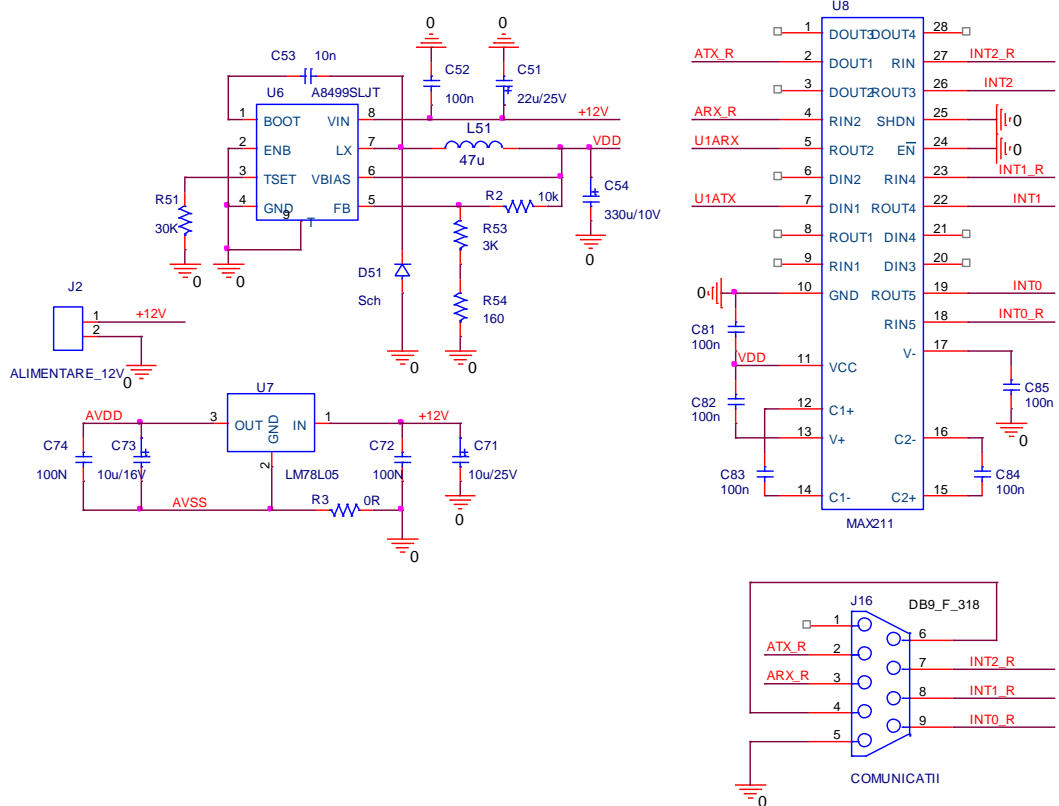


Figura 3-36. GIC cu punte SiC-MOS și microcontroler DSC; partea de alimentare și de formare a semnalelor de comunicație cu circuitul principal de comandă și control

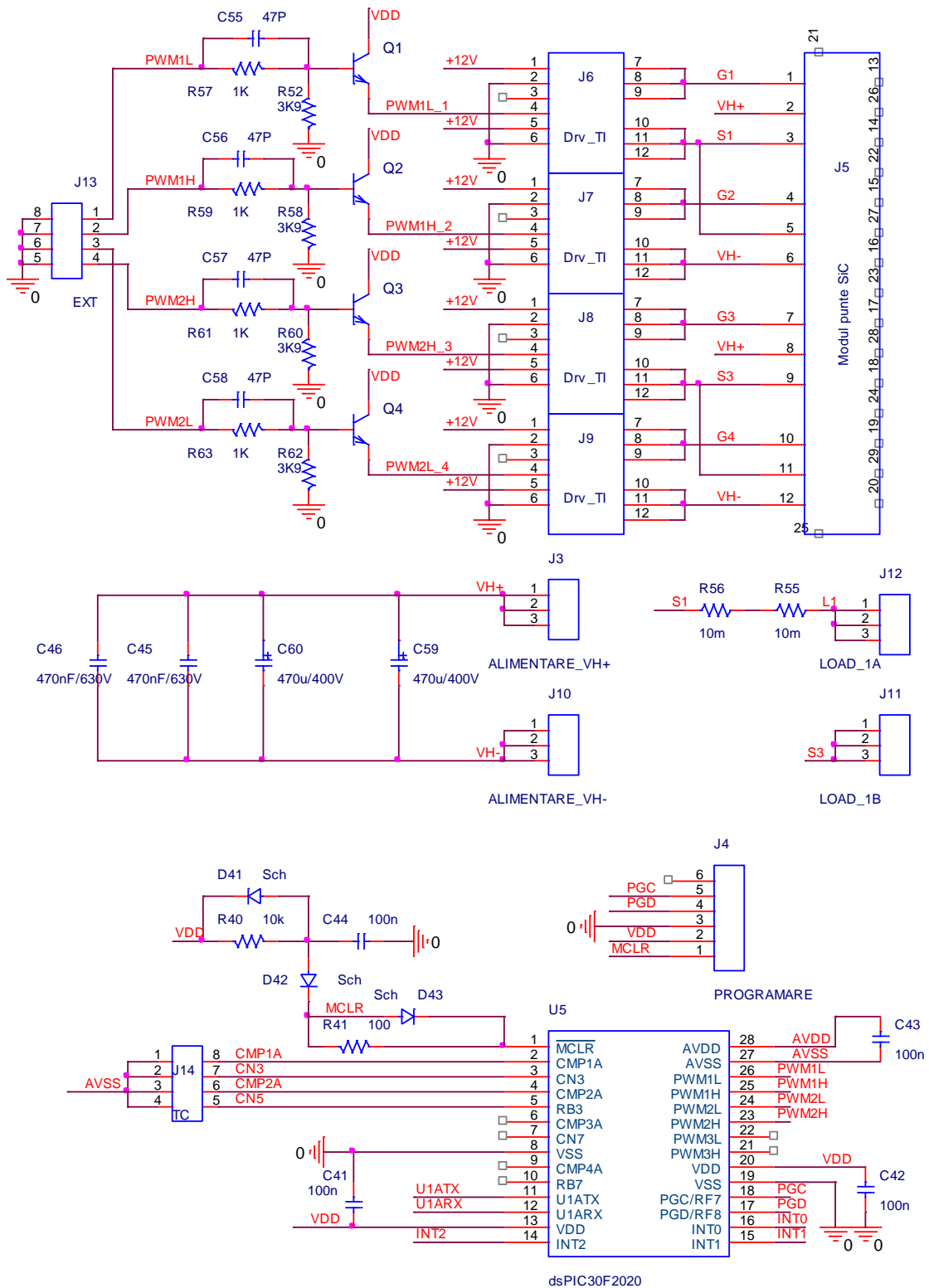


Figura 3-37. GIC cu punte SiC-MOS și controlul curentului cu microcontroler DSC

de tipul C2M0080120D. Pentru comanda pe grilă a fiecărui tranzistor s-a prevăzut câte un modul, J6.....J9, produs de firma Texas Instruments și descris în paragraful 3.6.1. Întrucât modulele respective au rezistența R_{13} de 75 ohmi pe intrarea de comandă PWM, nu pot fi comandate direct de ieșirile din microcontroler. S-a adoptat soluția folosirii unui amplificator de curent cu tranzistor bipolar în conexiune colector comun, care nu intră în zona de saturație,

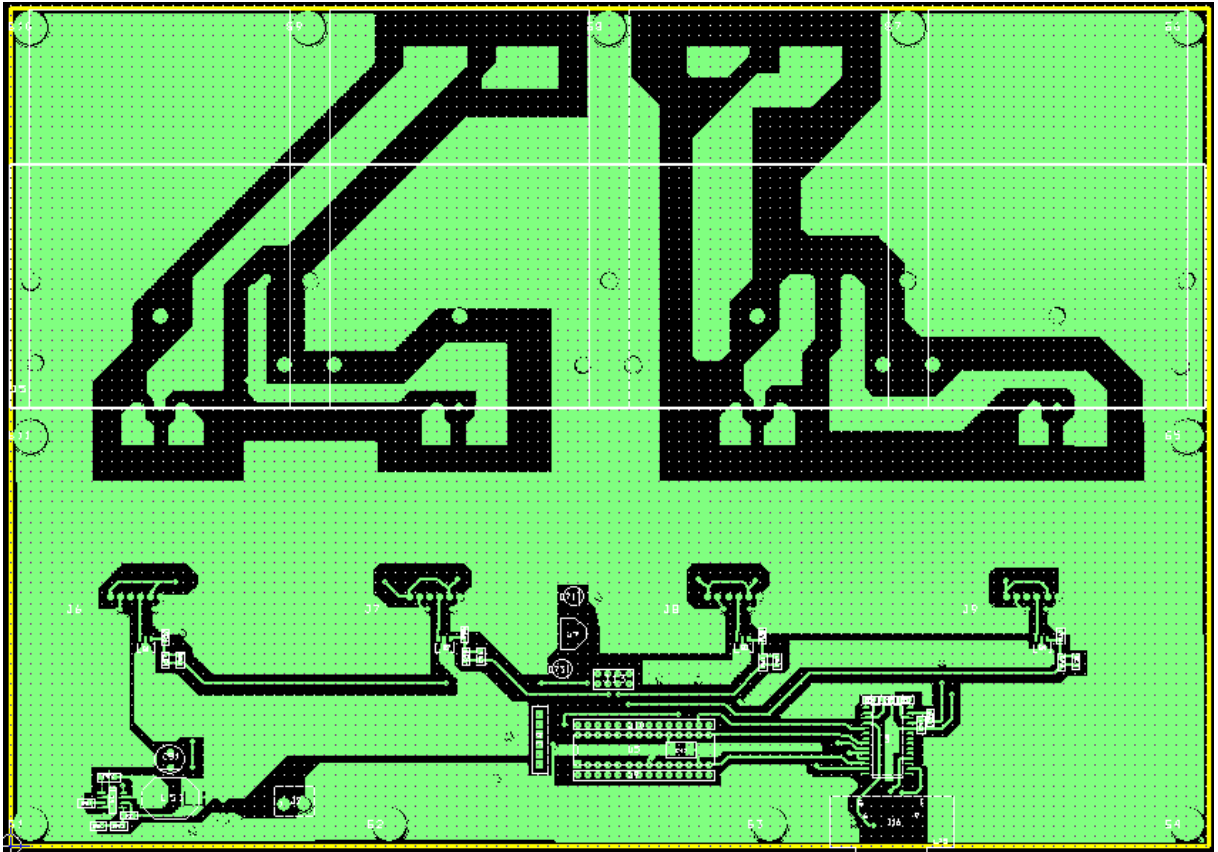


Figura 3-38. GIC cu punte SiC-MOS și microcontroler DSC; cablajul imprimat, fața superioară

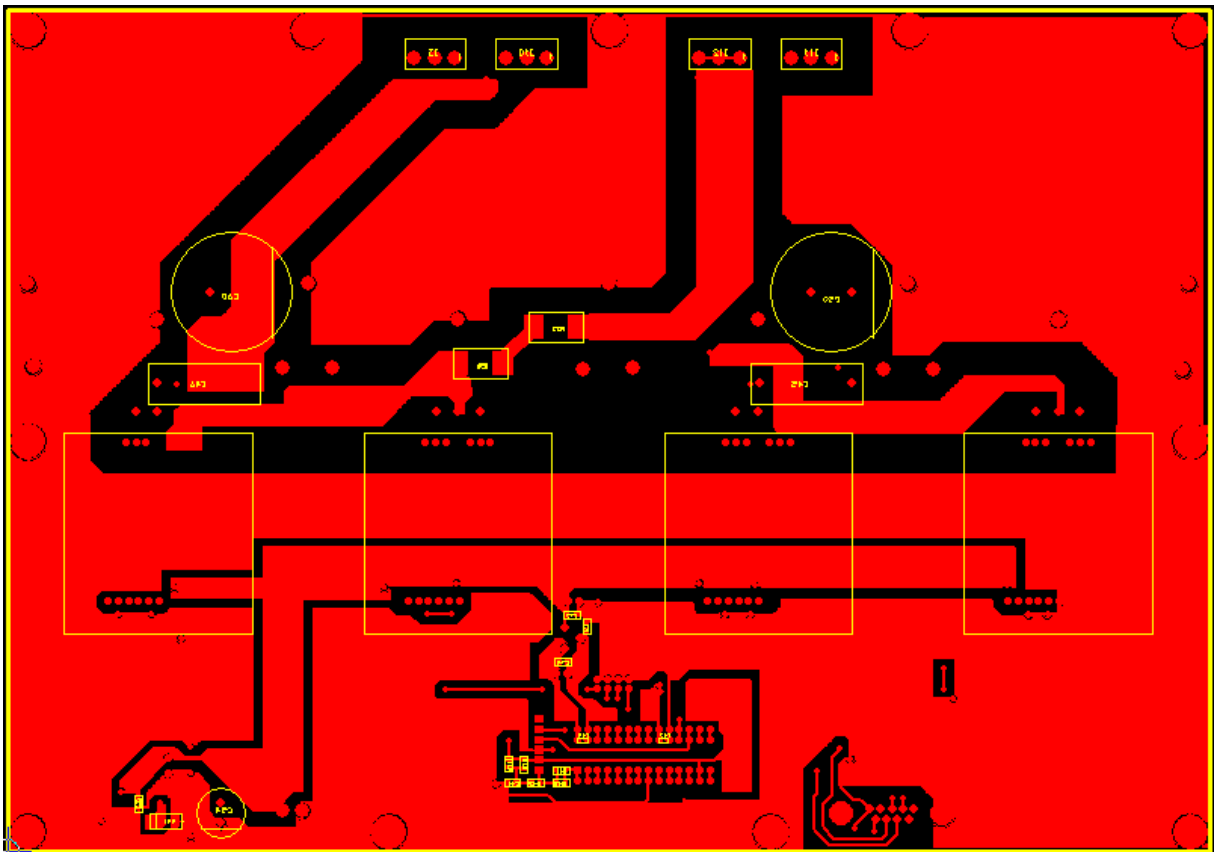


Figura 3-39. GIC cu punte SiC-MOS și microcontroler DSC; cablajul imprimat, fața inferioară

asigurându-se în felul acesta viteză mare de lucru, tranzistorul bipolar având capacitate mică de intrare. Simularea circuitului de adaptare a comenzii PWM s-a făcut folosind schema electrică din figura 3-119. Rezultatele simulării, prezentate în figura 3-120 confirmă funcționarea corespunzătoare a circuitului. Întârzierea la trecerea din nivel logic zero în nivel logic unu este sub 5 nanosecunde, iar întârzierea la trecerea din nivel unu în nivel zero este și mai rapidă. Sursa VG are rezistența R_G de 200 Ω , ținând cont că un pin de ieșire din microcontroler are posibilitatea să furnizeze un curent de maxim 25 mA

$$R_G = \frac{V_{DD}}{I_{max}} = \frac{5V}{25mA} = 0,2K\Omega = 200\Omega \quad (3.31)$$

Inductanța L1 a fost calculată pe baza formulei de determinare a inductanței unui traseu pe circuit imprimat FR4 [254]:

$$L = 20 \cdot 10^3 \cdot l \cdot \left(\ln \frac{2 \cdot l}{w+t} + 0,5 + 0,2235 \cdot \frac{w+t}{l} \right) \quad (3.32)$$

unde:

- l este lungimea traseului, în cm: valoarea de aproximativ 14 cm
- w este lățimea traseului, în cm: valoarea de 0,1 cm
- t este grosimea traseului de cupru (FR4 are grosimea foliei de cupru 0,035 mm)
- L rezultă în microhenry

Pentru efectuarea de descărcări singulare circuitul electric prezentat în figurile 3-115 și 3-116 trebuie completat, conform schemei bloc din figura 3-121 cu:

- amplificatorul diferențial AI, pentru condiționarea semnalului provenit de la traductorul de curent R1
- traductorul de tensiune (divizorul rezistiv R3-R2)
- amplificatorul diferențial AU, pentru condiționarea semnalului provenit de la traductorul de tensiune
- tranzistorul M5 cu dioda D5 și circuitul de comandă pe grilă CCG5, împreună cu tranzistorul M6 cu dioda D6 și circuitul de comandă pe grilă CCG6, pentru a asigura scurt circuit pe durata pauzei dintre impulsuri, atât pentru polaritate pozitivă a impulsului cât și pentru polaritate negativă.

Reglarea automată a curentului prin interstițiu se poate asigura în două moduri:

1. Controlul analogic, prin limitarea curentului de vârf, descris în capitolul anterior, paragraful 2.6.
2. Controlul digital.

Pentru efectuarea controlului analogic, se activează intrarea în comparator CMP1 pentru curent de polaritate pozitivă, respectiv CMP2 pentru curent de polaritate negativă. Valoarea curentului prin interstițiu depinde de numărul introdus în registrul numeric-analogic asociat comparatorului respectiv, CMPDAC, număr ce poate fi schimbat în timpul derulării programului, asigurând în felul acesta o anumită amplitudine impulsului de curent

Pentru efectuarea controlului digital, se activează convertorul analog-numeric al microcontrolerului și se setează intrările CMP1A și CMP2A să fie AN0, respectiv AN2. Pentru curent pozitiv se utilizează intrarea AN0, iar pentru curent negativ, intrarea AN2. Dacă bobina pentru limitarea inductivă a curentului are inductanța de 40 μ H, viteza de creștere a curentului va fi:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{U_L}{L} \cong \frac{U_H}{L} = \frac{300V}{40 \cdot 10^{-6}H} = 7,5 \frac{A}{\mu s} \quad (3.33)$$

Analizând tabelul 3-5 constatăm că doar microcontrolerul TMS320F28335 are viteză suficient de mare pentru conversia analog numerică, durata unei conversii fiind de 80ns. Pentru acest microcontroler valoarea reală a curentului la terminarea ciclului de conversie analog-numerică va fi :

$$\text{valoarea curentului} = \text{valoarea citită} + \frac{di_L}{dt} \cdot \text{durata conversiei} \quad (3.34)$$

$$\frac{di_L}{dt} \cdot \text{durata conversiei} = 7,5 \frac{A}{\mu s} \cdot 0,08 \mu s = 0,6A \quad (3.35)$$

Pentru microcontrolerul dsPIC30F2020 valoarea curentului la terminarea ciclului de conversie analog-numerică va fi mai mare decât valoarea citită cu:

$$7,5 \frac{A}{\mu s} \cdot 0,5 \mu s = 3,75A \quad (3.36)$$

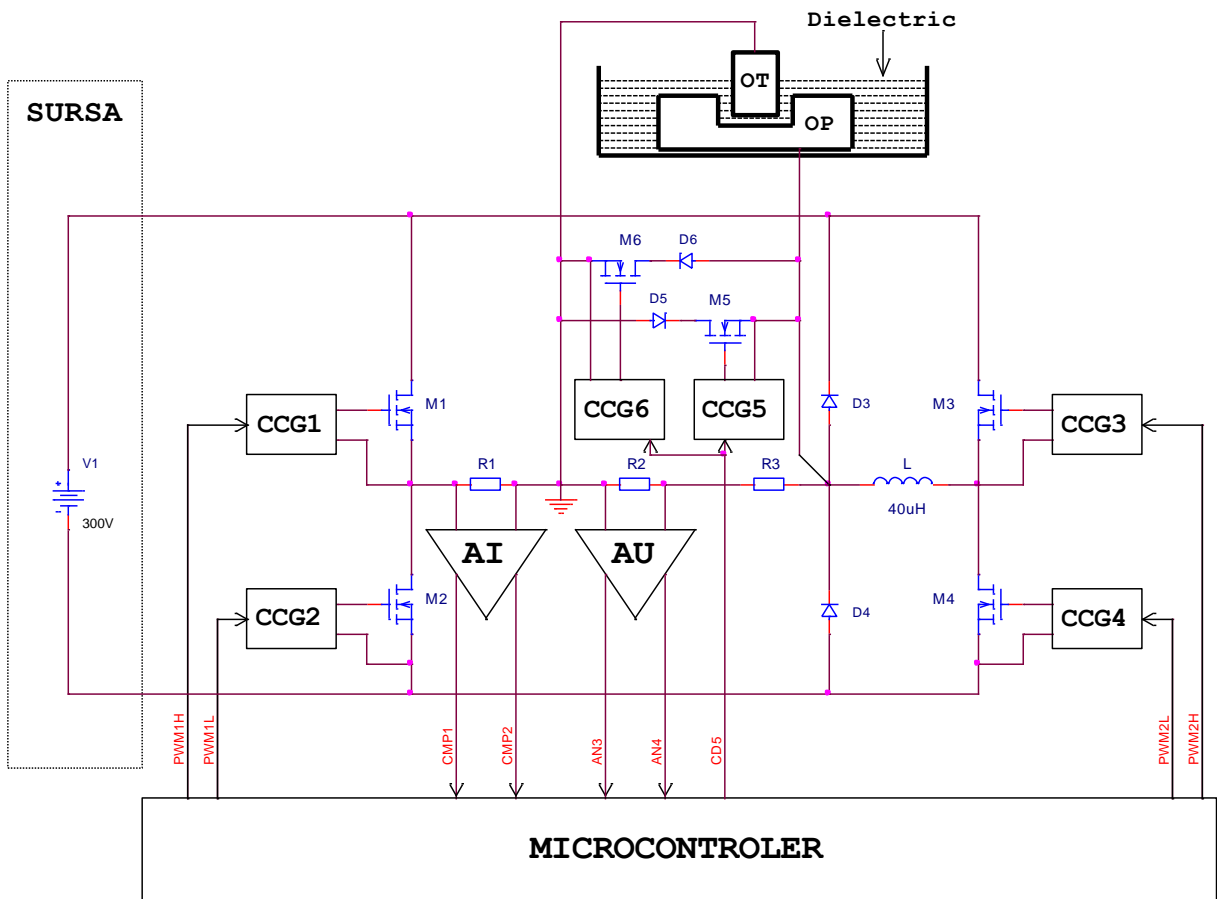


Figura 3-40. Schema bloc a GIC cu punte SiC-MOS și microcontroler DSC

Ținând cont că pentru comutarea tranzistorului MOS se scurge un anumit timp, ce include câteva cicluri mașină necesare executării instrucțiunilor din secvența respectivă de cod, plus timpul de propagare al comenzii de la microcontroler la spațiul grilă sursă al tranzistorului MOS, plus timpul de comutație al tranzistorului MOS, rezultă că pentru microcontrolerul dsPIC30F2020 și pentru celelalte microcontrolere, cu excepția TMS320F28335, controlul digital al curentului este problematic dacă se folosesc convertoarele analog-numeric proprii.

Controlul digital este posibil dacă se utilizează convertoare analog-numeric de mare viteză, exterioare microcontrolerului, această soluție ridicând semnificativ prețul de cost.

	dsPIC30F2020	dsPIC33FJ64GS606	dsPIC33EPMU806	TMS320F28335	F28M36P63C	
					Master ARM-M3	DSC
Număr pini	28	64	64	176	289	
Număr convertoare analog-numeric	1	2	2	2	2	
Număr de biți	10	10	10	12	-	12
Viteza de conversie	2Msps	2Msps	1Msps	12Msps	-	2,5Msps
Durata unei conversii	500ns	500ns	1000ns	80ns	-	400ns
Frecvența de tact maximă	30MHz	40MHz	70MHz	150MHz	125MHz	150MHz
Durata minimă a unui ciclu mașină	34ns	25ns	14,3ns	6,67ns	8ns	6,67ns
Comparatoare analogice	4	4	3	-	-	6

Tabel 3-3. Performanțele convertoarelor analog numerice pentru microcontrolere reprezentative

3.7. Concluzii referitoare la generatoarele de impulsuri pentru prelucrarea prin eroziune electrică

Chiar dacă randamentul conversiei energiei electrice de la sursa de alimentare la impulsurile aplicate ansamblului electrod sculă - obiect supus prelucrării este superior randamentului procesului de prelucrare prin eroziune electrică, cercetările de îmbunătățire a randamentului electric al generatoarelor de impulsuri își dovedesc utilitatea mai ales dacă sunt însoțite de reducerea consistentă a dimensiunilor de gabarit. Utilizarea unor componente electrice de putere de dimensiuni mici duce implicit la reducerea energiei consumate pentru producerea acestora.

Dacă se obțin impulsuri cu parametrii controlabili în limite largi, se poate optimiza procesul de prelucrare pentru creșterea productivității, îmbunătățirea calității suprafețelor prelucrate și micșorarea consumului de energie electrică. Generatoarele de impulsuri cu parametrii controlabili în limite largi se pot folosi pentru prelucrarea optimă a unei game largi de materiale, de diferite dimensiuni, folosind diferite medii dielectrice.

În acest capitol autorul a prezentat succint problematica și evoluția generatoarelor de impulsuri punând în evidență randamentul electric superior al generatoarelor care se bazează pe alte metode de limitare a curentului decât metoda de limitare rezistivă.

A fost prezentat principiul de limitare inductivă a curentului și schema electrică principală de folosire a convertorului Buck în cadrul generatoarelor de impulsuri pentru prelucrare prin eroziune electrică.

De asemenea s-a evidențiat proprietatea circuitului rezonant LCC de a fi sursă de curent alternativ la o anumită frecvență și s-a prezentat schema principală a generatorului de impulsuri bazat pe circuitul rezonant LCC.

Schema electrică, concepută și adaptată pentru simulare în Pspice, pentru generatorul de impulsuri bazat pe convertorul rezonant LCC, confirmă, în urma a numeroase simulări și analize, avantajele acestui tip de generator:

-
- comutația cu pierderi mici, la tensiune apropiată de zero, pentru tranzistoarele MOS din puntea H
 - mod simplu de comandă pentru tranzistoarele din punte
 - funcționarea sigură în oricare din condițiile care pot surveni la ieșire: gol, scurt-circuit, diferite valori ale rezistenței echivalente a interstițiului
 - comutația cu pierderi foarte mici a diodelor din redresorul de putere
 - anularea efectelor inductanței de scăpări a transformatorului datorită comportamentului de generator de curent (are impedanță foarte mare)
 - recuperarea energiei înmagazinate în circuitul rezonant la funcționarea în gol, prin adăugarea unui circuit de recuperare a energiei și limitare a tensiunii de amorsare la valoarea impusă
 - nu necesită circuit de reglare automată a curentului
 - curentul se poate mări în trepte prin adăugarea mai multor convertoare identice, având ieșirile legate în paralel
 - micșorarea riplului de curent pe palierul impulsului de curent folosind tehnica de comandă prin impulsuri întreșesute
 - randamentul electric ridicat

Viteza nu foarte mare de creștere a tensiunii de amorsare datorită fenomenului de rezonanță, limitează frecvența maximă a impulsurilor de prelucrare prin eroziune electrică la valori de zeci de KHz. Pentru a putea fi conectate în paralel, toate convertoarele rezonante trebuie să fie urmate de redresor, astfel încât nu pot avea decât un anumit tip de polaritate a tensiunii la ieșire și implicit al curentului. Modificarea fină a curentului necesită două surse suplimentare, una care să modifice tensiunea la intrare și implicit curentul și una care să modifice/păstreze valoarea tensiunii de amorsare.

Apariția tranzistoarelor SiC-MOS și a modelului Pspice a permis analiza comparativă prin simulare a convertoarelor Buck elementare realizate cu diferite dispozitive electronice de putere. Rezultatele arată randamentul superior al convertorului Buck sincron realizat cu tranzistoare SiC-MOS. Acest lucru a permis conceperea și demonstrarea funcționării unui generator de impulsuri, pentru prelucrarea prin eroziune electrică, bazat pe două convertoare Buck în structură simetrică în punte H. Acest generator este capabil să furnizeze impulsuri cu posibilități de modificare a parametrilor în limite largi:

- tensiunea de amorsare poate fi pozitivă, negativă sau alternantă, controlul poate să fie adaptiv
- viteza de creștere a tensiunii de amorsare poate fi mare dacă se proiectează circuitul pentru inductanțe mici, de ordinul microhenry
- curentul poate fi modificat în limite largi, poate fi pozitiv, negativ sau alternant
- mai multe module identice, fiecare având sursa sa de alimentare, se pot pune în paralel la ieșire, cu condiția să se respecte polaritatea tensiunii
- dacă se comandă tranzistoarele din punțile H cu impulsuri PWM întreșesute se micșorează riplul de curent pe palier, putându-se folosi inductanțe de valori mici
- frecvența impulsurilor PWM poate fi de ordinul a 500 kHz....1 MHz și prin tehnica întreșeserii se obține la ieșire efect similar comutării la o frecvență multiplicată cu un număr egal cu numărul de module puse în paralel

Cap.4. Cercetări cu privire la realizarea sistemului de reglare automată a avansului pe axa Z

4.1. Cercetări bibliografice pe problematica reglării automate a interstițiului

În cadrul utilajului de prelucrare prin eroziune electrică, reglarea interstițiului se face prin sistemul de reglare a avansului (SRA), care imprimă o mișcare relativă între electrodul-sculă (ES) și obiectul de prelucrat (OP), în urma căreia se asigură menținerea (cvasi) constantă a grosimii interstițiului pe toată durata prelucrării [85, 89, 117, 142, 156, 202].

Pe lângă acest prim rol, în cadrul utilajelor moderne, SRA asigură și generarea cinematică a suprafeței prelucrate, prin realizarea avansului pe două sau mai multe axe (conturarea plană, prelucrarea spațială), cu utilizarea echipamentelor de comandă numerică [30, 85, 117].

4.1.2.3. Reglarea automată a avansului pe baza caracterizării interstițiului prin întârzierea la amorsare

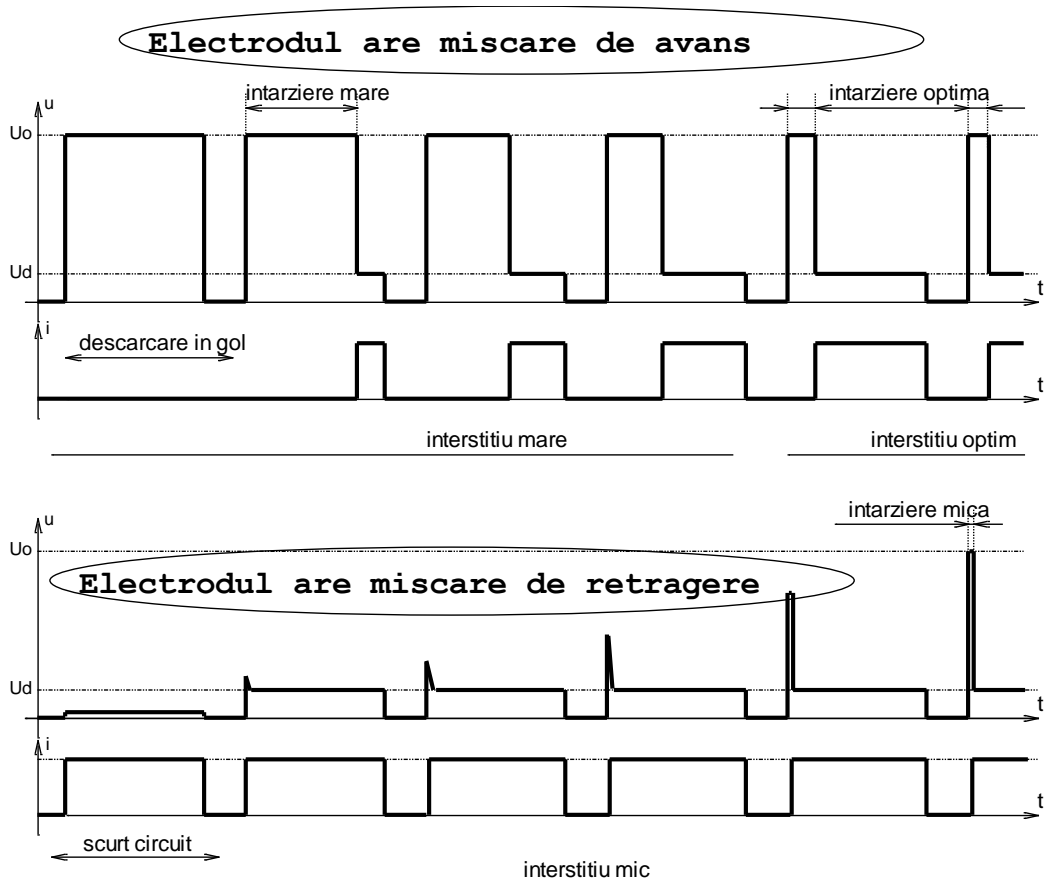


Figura 4-1. Principiul controlului automat al avansului bazat pe întârzierea la amorsare, pentru interstițiu idealizat

Este o metodă des utilizată, implicând un comparator analogic și un circuit numeric de măsurare a timpului. Întârzierea la amorsare, t_a este comparată cu valoarea optimă $t_{a,opt}$, rezultată experimental. Dacă $t_a > t_{a,opt}$, electrodul are o mișcare de avans, iar dacă $t_a < t_{a,opt}$ electrodul are o mișcare de retragere [38]. Regulatorul determină viteza de deplasare, funcție de mărimea de eroare rezultată din diferența dintre t_a și $t_{a,opt}$. Acest tip de control al avansului

este ușor de implementat pentru acționarea cu motor pas cu pas. Întrucât starea interstițiului se modifică aleator, mai ales prin prezența impurităților, rezultă un anumit hazard în fenomenul de modificare a întârzierii la amorsare, ce se traduce printr-o mișcare agitată de avans-retragere a electrozului.

4.2. Cercetări privind realizarea unui sistem de reglare a interstițiului cu motor pas cu pas

Schema bloc propusă spre implementare este prezentată în figura 4-9:

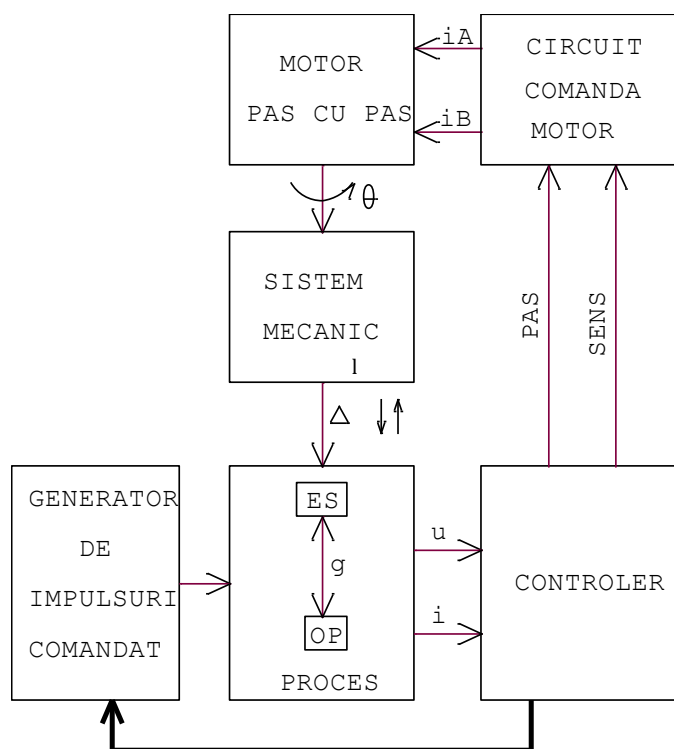


Figura 4-2. Schema bloc a sistemului de reglare a interstițiului cu motor pas cu pas

Utilizarea MPP ca elemente de execuție în sistemele de reglare automată a avansului, la mașinile de prelucrat prin eroziune electrică, se bazează pe avantajele oferite de acestea .

- posibilitatea de corelare a funcționării incrementale a motorului cu evoluția discretă a prelucrării prin eroziune electrică;
- memorarea poziției momentane prin blocarea electromecanică a rotorului, la ultimul impuls de comandă aplicat;
- posibilitatea utilizării motorului atât ca element de execuție, cât și în calitate de traductor de deplasare;
- gamă largă de reglare a vitezei prin simpla modificare a frecvenței de comandă;
- se pot realiza inversări de sensuri de deplasare foarte rapide ;
- necesită un lanț cinematic simplu pentru adaptarea mărimilor rotației incrementale la deplasarea discretă liniară;
- schimbarea ordinii de distribuție a impulsurilor, determină modificarea sensului de rotație;
- având o funcționare incrementală, acestea pot fi implementate în sisteme automate numerice;
- pot realiza rezoluții foarte mici și viteze acceptabile prin micropășire;
- are o funcționare dinamică foarte bună;
- preț acceptabil.

Câteva dintre tehnicile de control au fost prezentate în referatul nr 3. Aici ne limităm la tehnica de control bazată pe măsurarea intervalului de timp t_a , numit în continuare întârziere la amorsare.

Dacă tensiunea de amorsare prezintă o singură polaritate, un divizor rezistiv de tensiune urmat de un comparator analogic rapid este soluția cea mai simplă pentru a furniza impulsuri de durată t_a unui microcontroler pe una din intrările CAPTURE. Având și informații despre curent, cunoscând și momentul când se dă comanda pentru aplicare tensiune înaltă se pot discrimina impulsurile pentru a elimina rapid situațiile de scurtcircuit. Controlerul digital realizat cu DSC stabilește sensul de deplasare și viteza pentru a păstra intervalul de timp t_a între limitele prestabilite, considerate optime pentru prelucrare.

4.3. Schema electrică a sistemului de deplasare pe axa Z pentru prelucrare prin eroziune electrică având generatoare de impulsuri cu circuite LCC

Pe baza schemei bloc propusă în figura 4-9, și utilizând generatorul de impulsuri bazat pe convertorul rezonant LCC descris în paragraful 3.6.4, autorul propune pentru sistemul de reglare automată a avansului schema bloc din figura 4-10. Utilizarea motorului pas cu pas comandat prin micropași, folosind unul din circuitele concepute și experimentate de autor, prezentate în paragrafele: 2.11, 2.12, 2.13, 2.14, conferă o bună rezoluție și o viteză și accelerație suficient de mare.

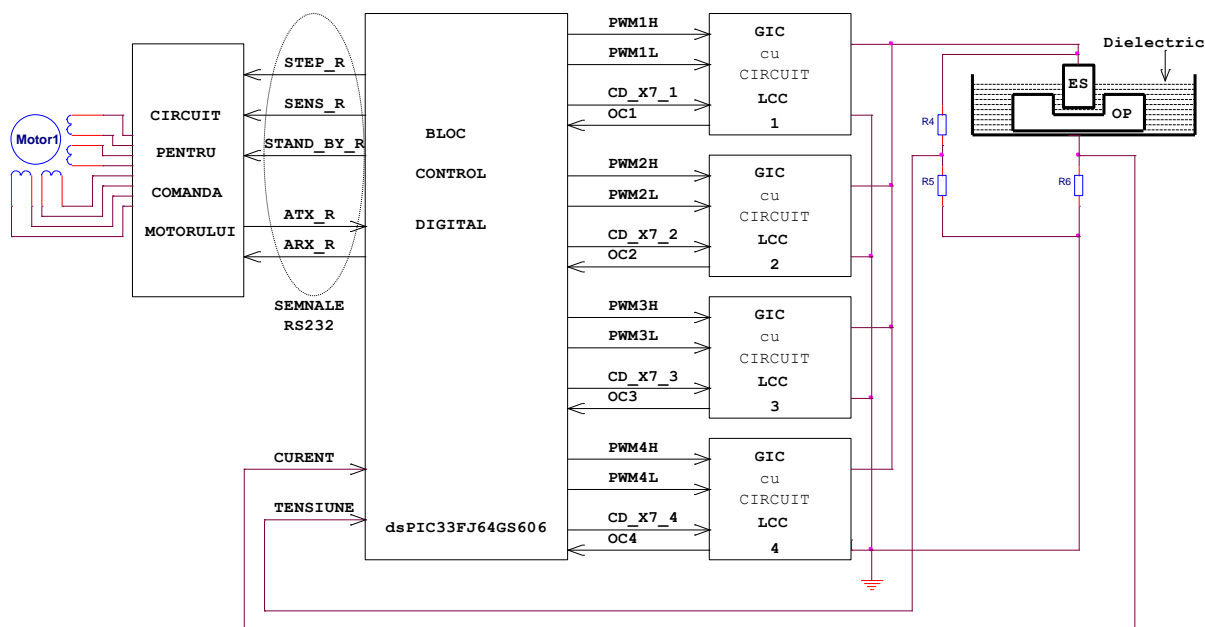


Figura 4-3. Schema bloc a controlului pe axa Z utilizând motor pas cu pas și patru generatoare de impulsuri cu circuite rezonante LCC folosind tehnica de "întreșere" a comenzilor pentru generatoare

Comanda GIC cu circuit rezonant LCC nu ridică probleme în privința controlului curentului, deoarece curentul este limitat natural prin însăși comportamentul de sursă de curent al circuitului. Prin urmare este suficient un singur modul PWM cu două ieșiri complementare PWMH și PWML factor de umplere 1/2 și DT (dead time) corespunzător. În eventualitatea unei defecțiuni poate fi prevăzută protecția de supracurent (OC). Pentru asigurarea unei viteze mari de creștere a tensiunii de amorsare aplicate interstițiului s-a prevăzut tranzistorul suplimentar X7 comandat de una din ieșirile digitale ale microcontrolerului. Pentru a nu supraîncărca în curent tranzistorul X7, fiecare modul are prevăzut acest tranzistor și s-a alocat câte un pin a microcontrolerului pentru comanda lui.

Patru generatoare pot fi comandate de același microcontroler folosind tehnica "întrețeserii" comenzilor, dacă microcontrolerul DSC are suficienți pini și dispune de cel puțin patru module PWM cu ieșiri complementare. DSC-ul dsPIC33FJ64GS606 îndeplinește aceste cerințe. Are în plus și două convertoare analog - numerice rapide, independente, cu regiștrii de aproximări succesive, care permit conversia simultană a tensiunii culese după divizorul rezistiv R4-R5 - informația despre tensiune și a tensiunii culese de pe R6 - informația despre curent. Având cele două informații sub formă numerică, culese repetat, la un interval de timp suficient de mic, se poate realiza controlul digital implementat după un anumit algoritm, pentru impulsuri utilizate la prelucrarea de degroșare. Pentru impulsuri de durată mai mică se impune utilizarea a unui comparator care comandă o intrare CAPTURE pentru determinarea întârzierii la amorsare și implementarea tehnicii de control descrisă în figura precedentă.

4.4. Schema electrică a sistemului de deplasare pe axa Z pentru prelucrare prin eroziune electrică având generatoare de impulsuri cu punți H realizate cu SiC-MOS

Utilizarea generatorului de impulsuri pentru prelucrare prin eroziune electrică cu tranzistoare SiC-MOS, tratat în paragraful 3.7.2, se poate face conform schemei bloc din figura 4-11.

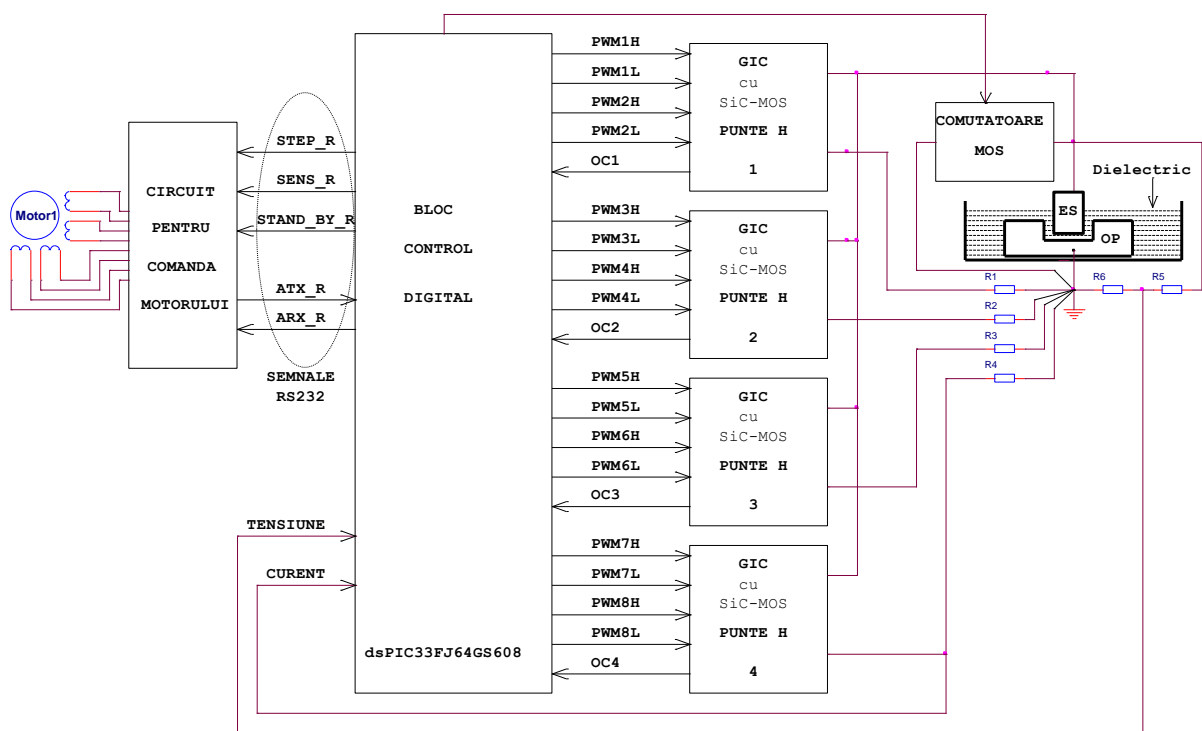


Figura 4-4. Schema bloc a controlului pe axa Z utilizând motor pas cu pas și patru generatoare de impulsuri cu tranzistoare SiC-MOS în punte H folosind tehnica de "întrețesere" a comenzilor pentru tranzistoarele din punte.

Fiecare modul GIC are nevoie de două module PWM cu câte două ieșiri fiecare și un comparator analogic, integrat sau nu pe "chip", care să permită controlul curentului prin valoarea de vârf. Informația de curent se culege cu ajutorul rezistorului legat în serie cu fiecare modul: R1 pentru modulul 1, R2 pentru modulul 2 ș.a.m.d. Microcontrolerul trebuie să conțină opt module PWM pentru a comanda și controla curentul produs de cele patru GIC. Circuitul DSC-ul dsPIC33FJ64GS608 îndeplinește aceste cerințe. Are în plus și două

convertoare analog - numerice rapide, independente, cu regiștrii de aproximări succesive, care permit conversia simultană a tensiunii culese după divizorul rezistiv R5-R6 - informația despre tensiune și a tensiunii culese de pe unul din rezistoarele traductor de curent.

Microcontrolerul trebuie să comande, folosind un pin ieșire digitală, ansamblul de tranzistoare MOS pe post de comutator care să asigure scurt circuit pe spațiul electrod sculă - obiect supus prelucrării în timpul pauzei de impuls. Întrucât comanda pe poartă pentru tranzistoarele MOS se face cu circuit cu izolare galvanică cu optocuplor, este suficientă folosirea unui singur pin.

O atenție deosebită trebuie acordată problemelor legate de radiația electromagnetică. Traseele de comandă PWM trebuie să fie protejate la influența electromagnetică și trebuie să fie de aceeași lungime pentru a nu se produce întârzieri nepermise între semnale. Cablurile prin care se aduce semnalul de la traductoarele de curent trebuie să fie bifilare, răsucite și învelite cu ecran de protecție electromagnetică, sau chiar dublu ecranate.

4.5. Microcontrolere pentru realizarea controlului digital al procesului de prelucrare prin eroziune electrică

Pentru realizarea controlului automat al avansului și comanda/controlul generatoarelor de impulsuri microcontrolerele din familia "controllerelor digitale de semnal - DSC" oferă cele mai multe facilități având integrate pe "chip" blocuri cu funcțiuni și performanțe speciale.

	dsPIC30F2020	dsPIC33FJ164GS606	dsPIC33FJ164GS608	TMS320F28335	F28M36P63C	
					Master ARM-M3	DSC
Număr pini	28	64	80	176	289	
Capsulă	DIP28 SO28	LQFP64	LQFP80	LQFP176 BGA179	NFBGA289	
Memorie program (Flash)	12k	64k	64k	256k	1024k	512k
Memorie RAM	0,5k	9k	9k	34k	128k	36k
Număr biți	16	16	16	32	32	32
Frecvență tact maximă	30MHz	40MHz	40MHz	150MHz	125MHz	150MHz
Module PWM de înaltă rezoluție	4x2	6x2	8x2	3x2	-	8x2
Rezoluție PWM	4ns	1ns	1ns	0,15ns	-	0,18ns
Comparatoare analogice	4	4	4	-	-	6
Operații în virgulă mobilă	-	-	-	Da	Da	Da

Tabel 4-1. Scurtă comparație între microcontrolere reprezentative pentru aplicații de control digital al proceselor rapide

În tabelul 4-1 sunt prezentate câteva microcontrolere reprezentative. Se constată performanțele superioare ale microcontrolerului F28M36P63C. Dar numărul mare de pini al microcontrolerului și capsula BGA (Ball Grid Array) îl fac imposibil de utilizat fără tehnologia adecvată de montare pe circuite de cablaj imprimat. Din acest motiv producătorul pune la dispoziția utilizatorilor o placă cu circuitul imprimat pe care este montat microcontrolerul și circuitele anexe pentru programare-depanare și comunicații pe USB și

Ethernet. Plăcuța respectivă se poate conecta la aplicație printr-un soclu standard pentru memorii, cu 168 pini. În figura 4-6 este prezentată poza plăcii cu microcontroler. Terminalele microcontrolerului sunt disponibile pe placa de bază, la șirurile de pini vizibile în poza prezentată în figura 4-7.

Utilizarea acestei plăci de dezvoltare deschide multiple perspective pentru cercetări ulterioare. Realizarea fizică a sistemului din figura 4-4 sau 4-5 folosind această placă pentru blocul de control permite implementarea / dezvoltarea unor algoritmi de control digital, tratați în numeroase lucrări [6, 29, 40, 60, 89, 158, 164, 202, 204].

4.6. Concluzii cu privire la realizarea sistemului de control automat al avansului obiectului de transfer

Un aspect important în procesul de prelucrare prin eroziune electrică este legat de controlul procesului în scopul maximizării productivității prin reducerea numărului de descărcări anormale, în primul rând a descărcărilor în gol sau scurtcircuit. Pentru aceasta se impune o atenție sporită acordată sistemului de reglare automată a avansului și implicit a acționării electrice.

Sistemul de reglare automată a avansului, la nivel de schemă bloc, conceput de autor, combină circuite analizate/testate în cercetările prezentate în capitolele anterioare.

Utilizarea acționării electrice cu motor pas cu pas comandat în micropași asigură o deplasare cu rezoluție foarte bună, viteză suficient de mare, o bună dinamică ce permite accelerări și decelerări rapide.

Implementarea controlului numeric oferă o mare flexibilitate și adaptabilitate. Utilizarea microcontrolerelor din seria DSC (Digital Signal Controller) oferă o simplificare considerabilă a părții de "hardware", acestea având integrate pe "chip" blocuri cu funcțiuni și performanțe speciale: două convertoare analog numerice independente și rapide pentru conversia simultană a informației despre tensiune și despre curent; comparatoare analogice de mare viteză, module PWM de înaltă rezoluție, operațiile de înmulțire/împărțire se efectuează rapid, într-un ciclu mașină, fiind implementate hardware.

Microcontrolerul din seria DSC poate comanda/controla simultan și generatorul de impulsuri pentru prelucrare prin eroziune electrică. Comanda generatorului de impulsuri realizat cu patru convertoare, cu circuit rezonant LCC, nu ridică probleme deosebite, putându-se implementa cu microcontroler cu mai puțini pini, deoarece necesită doar câte un modul PWM pentru fiecare generator. Comanda generatorului cu posibilități de modificare a impulsurilor în limite largi, necesită un controller cu cel puțin opt module PWM și o atenție deosebită la aspectele legate de perturbația electromagnetică. Realizarea fizică implică proiectarea judicioasă a circuitului imprimat, pe mai multe straturi, pentru a reduce la minimum aria buclelor de curent ale circuitului de forță și a beneficia de ecranarea oferită de planul de masă și de alimentare.

Pentru dezvoltarea/implementarea unor algoritmi avansați de control, care necesită mai mult spațiu de memorie, viteză sporită și operații în virgulă mobilă, se poate utiliza placa cu circuitul F28M36P63C pentru blocul de control principal și local câte un DSC simplu pentru fiecare GIC cu tranzistoare SiC-MOS.

Cap.5. Sinteza rezultatelor cercetării

5.1. Concluzii finale

Complexitatea fenomenelor care se produc în timpul procesului de prelucrare prin eroziune electrică a impus un studiu atent al literaturii de specialitate.

Modul în care se expulzează microvolume din materialul electrozilor depinde de durata impulsului de curent și de energia descărcării.

Pentru impulsuri de durată mare energia se transmite preponderent sub formă de căldură spre electrozi. Activarea materialului electrozilor se realizează deci prin creșterea locală a temperaturii, până la valori superioare punctului de topire și chiar de vaporizare. Volumul preponderent de material expulzat este în stare lichidă. Durata mare de aplicare a impulsului duce la pierderi însemnate de energie prin conducție termică în volumul materialului și apariția la suprafața activată termic și neexpulzată, a unui strat care suferă schimbări de structură, așa-numitul strat alb. Uzura electrodului este mică dacă se folosesc hidrocarburi ca mediu dielectric, rezultând o largă utilizare la prelucrarea prin copierea formei electrodului. Apariția stratului alb și rugozitatea mare a suprafeței necesită o prelucrare suplimentară de finisare, folosind impulsuri de durată mică, consumându-se timp și energie suplimentară.

Pentru impulsuri de durată foarte mică, sub câteva microsecunde, materialul expulzat este predominant sub formă gazoasă. Încălzirea stratului superficial, neexpulzat, prin conducție termică, fiind un fenomen lent, nu se produce la nivelul la care să apară stratul alb. Prin urmare poate să nu mai fie necesară prelucrarea de finisare. Pentru a obține o productivitate acceptabilă, energia impulsului de curent trebuie să fie suficient de mare, necesitând amplitudine mare a impulsului de curent. Uzura electrodului este mare ceea ce face ca acest mod de lucru să fie folosit cu precădere la microprelucrări și la prelucrarea prin eroziune electrică cu fir, unde porțiunea utilă a electrodului se schimbă în permanență.

Realizarea unor generatoare capabile să furnizeze impulsuri cu parametri modificabili în limite largi, cu durată de la zeci de nanosecunde la zeci de milisecunde, cu amplitudine de la ordinul zecimilor de amper până la zeci de amperi sau chiar mai mult, cu formă și polaritate controlabilă, permite efectuarea de experiențe pentru studiul procesului de prelucrare prin eroziune electrică a diferitelor materiale, folosind diferite medii dielectrice. În plus dacă, prin folosirea unor metode nerezistive de limitare a curentului, randamentul de conversie a energiei de la sursa de alimentare la proces este apropiat de unitate, generatoarele realizate pot fi implementate cu succes pe mașinile industriale. Pe baza acestor considerente autorul și-a concentrat eforturile de cercetare pentru îmbunătățirea performanțelor generatoarelor de impulsuri, ținând cont de dezvoltarea electronicii de putere și a microelectronicii. Utilizarea unor componente electrice de putere de dimensiuni mici duce implicit la reducerea energiei consumate pentru producerea acestora.

Apariția tranzistoarelor SiC-MOS și a modelului Pspice a permis analiza comparativă prin simulare a convertoarelor Buck elementare realizate cu diferite dispozitive electronice de putere. Rezultatele arată randamentul superior al convertorului Buck sincron realizat cu tranzistoare SiC-MOS. Acest lucru a permis conceperea și demonstrarea funcționării unui generator de impulsuri, pentru prelucrarea prin eroziune electrică, bazat pe două convertoare Buck în structură simetrică în punte H. Acest generator este capabil să furnizeze impulsuri cu posibilități de modificare a parametrilor în limite largi:

- tensiunea de amorsare poate fi pozitivă, negativă sau alternantă, controlul poate să fie adaptiv
- viteza de creștere a tensiunii de amorsare poate fi mare dacă se proiectează circuitul pentru inductanțe mici, de ordinul microhenry

-
- curentul poate fi modificat în limite largi, poate fi pozitiv, negativ sau alternant
 - mai multe module identice, fiecare având sursa sa de alimentare, se pot pune în paralel la ieșire, cu condiția să se respecte polaritatea tensiunii
 - dacă se comandă tranzistoarele din punțile H cu impulsuri PWM întrețesute se micșorează riplul de curent pe palier, putându-se folosi inductanțe de valori mici
 - frecvența impulsurilor PWM poate fi de ordinul a 500 kHz....1 MHz și prin tehnica întrețeserii se obține la ieșire efect similar comutării la o frecvență multiplicată cu un număr egal cu numărul de module puse în paralel

În afară de limitarea inductivă a curentului, aplicată la generatoarele de impulsuri bazate pe convertorul Buck, se poate utiliza proprietatea circuitului rezonant LCC de a fi sursă de curent alternativ la o anumită frecvență. Convertoarele cu circuite rezonante pot asigura comutația tranzistoarelor MOS de putere la tensiune și/sau curent nul reducându-se în acest mod puterea disipată în intervalul de timp în care are loc comutația. Schema electrică, concepută și adaptată pentru simulare în Pspice, pentru generatorul de impulsuri bazat pe convertorul rezonant LCC, confirmă, în urma a numeroase simulări și analize, avantajele acestui tip de generator.

Un alt aspect important în procesul de prelucrare prin eroziune electrică este legat de controlul procesului în scopul maximizării productivității prin reducerea numărului de descărcări anormale, în primul rând a descărcărilor în gol sau scurtcircuit. Pentru aceasta o atenție sporită a fost acordată sistemului de reglare automată a avansului, începând cu acționarea electrică cu motor pas cu pas. Au fost urmărite trei scopuri principale:

- creșterea randamentului de conversie a energiei
- creșterea vitezei de rotație a motorului
- îmbunătățirea rezoluției.

Prin creșterea vitezei de rotație și îmbunătățirea rezoluției, motorul pas cu pas devine soluția optimă în acționarea pe axa Z, adică în sistemul de reglare automată a avansului electrosculei, pentru o mare parte din sistemele tehnologice de prelucrare dimensională prin eroziune electrică cu electrod masiv. Comanda motorului prin micropășire este soluția prin care se obține o plajă largă în care se poate modifica viteza de rotație a motorului, prin eliminarea fenomenului de rezonanță mecanică, simultan cu îmbunătățirea rezoluției. Pentru eliminarea jocurilor motorul se poate cupla direct la sistemul mecanic de deplasare liniară cu șurub cu bile. Pentru un număr mai mare de micropași rezoluția devine mai bună de 1 micron. Un număr mai mare de micropași necesită frecvență de comutație mai mare pentru tranzistoarele de putere pentru a aproxima forma sinusoidală a curentului și la viteze mari de rotație a motorului. Micșorarea pierderilor la comutația tranzistoarelor de putere devine o preocupare importantă în realizarea circuitelor de comandă a motorului. Pentru motoare de tensiuni mici, sub 60V, tranzistoarele NMOS pe siliciu sunt dispozitivele electronice de putere cu cele mai bune performanțe, deoarece au rezistența electrică în starea "ON" foarte mică, de ordinul mΩ, rezultând putere disipată foarte mică în regim de conducție.

Pentru micșorarea pierderilor în comutație, trebuie introdus un "timp mort - (DT)" între comanda de blocare a unui tranzistor și comanda de intrare în conducție a celui alt tranzistor. Microcontrolerele din categoria DSC, utilizate de autor, au posibilitatea stabilirii acestor timpi morți cu mare acuratețe. Întrucât circuitele concepute de autor pentru comanda prin micropășire a motorului bipolar au punți H cu tranzistoare de putere NMOS pe siliciu, puterea cea mai mare se pierde în intervalul de comutație în care tranzistorul de jos se blochează și tranzistorul de sus intră în conducție. Aceasta deoarece conducția prin tranzistorul de jos este asigurată prin dioda cu joncțiune PN existentă în structura tranzistorului, diodă care are timp de trecere din conducție în blocare relativ mare, dat de timpul de eliminare a sarcinii stocate în apropierea regiunii de barieră de la joncțiune. Micșorarea și mai mult a pierderilor de comutație se realizează punând suplimentar o diodă

bazată pe contact metal-semiconductor (diodă Schottky), antiparalel, pe fiecare tranzistor. Trecerea curentului electric prin dioda Schottky se bazează pe deplasarea doar a purtătorilor de sarcină majoritari, electronii liberi, lipsind timpul de eliminare a sarcinii stocate la comutația din conducție în blocare. Această diodă având cădere de tensiune în conducție mai mică decât dioda PN, va prelua ea conducția curentului, timpul de comutație fiind mai mic, se micșorează și puterea disipată în acest interval de comutație.

5.2. Metode de cercetare, credibilitatea și argumentarea rezultatelor

Metoda folosită cu precădere în cercetare constă în simularea circuitelor electrice concepute/dezvoltate de autor, acolo unde au putut fi folosite modele Pspice pentru componentele utilizate.

Pentru circuitele unde generarea semnalelor este asigurată de microcontroler se realizează programul sursă în limbaj C standard, se utilizează simulatorul din mediul de dezvoltare aplicații cu microcontroler, se proiectează circuitul imprimat, se realizează fizic circuitul pe cablajul imprimat, se programează microcontrolerul, se testează funcționarea circuitului folosind standul experimental.

Rezultatele simulării trebuie privite cu o anumită rezervă, din mai multe motive: în primul rând modelele existente pentru componente nu descriu comportamentul în absolut toate condițiile de funcționare, depășirea valorilor limită admise pentru tensiune, curent sau/și putere, uzual nu este sesizată de program, rămânând în sarcina utilizatorului să constate eventualele situații periculoase care survin în funcționare. Pe de altă parte realizarea fizică a circuitului introduce elemente suplimentare, parazite, cum ar fi inductanța traseelor și a firelor de legătură, capacitatea între componente/trasee, rezistența traseelor. O problemă dificil de stăpânit constă în existența radiației electromagnetice datorată comutației rapide a curentului în circuitele de forță și influența acesteia asupra traseelor cu semnal analogic și chiar și asupra traseelor cu semnal numeric. Prin urmare numai după realizarea fizică a prototipului se poate concluziona asupra funcționării și performanțelor circuitelor realizate. În plus întreg ansamblul de circuite trebuie să se încadreze în normele de emisie electromagnetică în vigoare.

5.3. Contribuții originale ale tezei

În acest subcapitol sunt prezentate principalele contribuții originale ale autorului, ca rezultate ale programului de cercetare. Aceste rezultate au fost validate fie prin simulări, fie prin măsurări pe aparatura de laborator.

Teza cuprinde 231 pagini, fără anexe, 263 pagini în total, 271 figuri și 9 tabele. Referințele bibliografice sunt într-un număr de 241. Din totalul acestor referințe, 182 reprezintă lucrări publicate: articole în jurnale/reviste, comunicări la conferințe și cărți de specialitate din care la un număr de 10 sunt autor/coautor. Dat fiind faptul că majoritatea rezultatelor s-au materializat în conceperea/dezvoltarea unor circuite electrice și electronice, un număr de 36 referințe bibliografice citează note de aplicații respectiv date de catalog.

5.3.1. Contribuții la dezvoltarea unor metode și circuite de comandă și control a motorului pas cu pas cu utilizare în sistemul de deplasare liniară a obiectului de transfer

S-au investigat și dezvoltat modurile și circuitele de comandă și control ale motorului pas cu pas, urmărindu-se creșterea eficienței în conversia energiei electrice și creșterea performanțelor acționării electromecanice în sistemul de avans al electrozului sculă cu accent pe îmbunătățirea rezoluției și creșterea vitezei:

- Au fost puse în evidență modurile de comandă ale motorului pas cu pas, atât unipolar cât și bipolar, pe un model electromecanic simplificat. Pentru motorul bipolar s-au

făcut analize pentru reprezentarea grafică a forței cu care este atras polul magnetic al rotorului pentru fiecare pas sau micropas.

- S-a conceput și realizat fizic un stand experimental care să permită comanda motorului unipolar, alimentat de la o sursă cu tensiunea nominală, în cele trei moduri fundamentale: comanda simplă - pas întreg, comanda dublă - pas întreg și comanda mixtă - semipas. Pentru aceasta a fost proiectată în ORCAD CAPTURE și ORCAD LAYOUT o placă minimală de dezvoltare aplicații cu microcontroler dsPIC30F4012 și o placă pentru circuitul de forță. S-au realizat fizic circuitele și standul experimental, s-a conceput un program în limbajul C standard, utilizând mediul de dezvoltare aplicații cu microcontrolere, MPLAB v.8.80. și compilatorul MPAB C30 v.3.31, s-a implementat programul în memoria "flash" a microcontrolerului și s-au efectuat teste și măsurări folosind aparatura de laborator.
- În scopul creșterii vitezei maxime pe care o poate atinge motorul, s-a conceput o schemă electrică pentru limitarea curentului prin bobinele motorului bipolar, a fost dezvoltată schema prin realizarea unui circuit pentru comanda dublă -pas întreg, a motorului bipolar, cu logică bazată pe circuite integrate din familia CMOS standard, punți H cu tranzistoare MOS complementare, s-a implementat schema în Pspice pentru simulare.
- În condițiile folosirii unor motoare cu o mare dispersie a parametrilor, s-a conceput o schemă electrică pentru limitarea curentului prin bobinele motorului bipolar, folosind logică cu circuite integrate avansate din familia HCMOS, comparatoare rapide și punți H cu tranzistoare NMOS comandate cu impulsuri PWM de frecvență înaltă, s-a efectuat simularea circuitului în Pspice și s-a constatat funcționarea corespunzătoare a circuitului
- În scopul îmbunătățirii rezoluției, a creșterii vitezei maxime și a eliminării fenomenului de oscilație mecanică a motorului pas cu pas, s-a conceput un circuit pentru comanda sin-cos, a motorului bipolar, folosind logică cu circuite integrate avansate din familia HCMOS, comparatoare rapide și punți H cu tranzistoare NMOS comandate cu impulsuri PWM de frecvență înaltă, s-a implementat schema electrică în ORCAD-Pspice. De asemenea a fost determinată corelația dintre numărul de micropași și frecvența minimă necesară a impulsurilor modulate în durată pentru a se putea atinge turația maximă impusă și totodată s-a stabilit și corelația dintre tensiunea de alimentare necesară și viteza maximă impusă.
- A fost conceput, la nivel de schemă bloc, un circuit cu microcontroler pentru comanda în micropași a motorului bipolar, pornind de la circuitul conceput și analizat prin simulare, în cadrul subcapitolului 2.5. Tensiunile de referință pentru controlul curentului prin cele două bobine ale motorului sunt obținute prin intermediul a două convertoare numeric analogice, având posibilitatea obținerii unei comenzi de mare rezoluție, convertoarele fiind de 12-14 biți.
- În scopul confirmării prin experimente fizice a veridicității avantajelor comenzii în micropași a motorului pas cu pas bipolar, a fost conceput un circuit pentru comanda sin-cos, folosind microcontroler DSC dsPIC30F2020 și traductor rezistiv de curent în serie cu puntea H, a fost proiectat și realizat cablajul imprimat, s-a realizat fizic circuitul, a fost programat microcontrolerul și s-au efectuat teste și măsurări pe modulul realizat.
- În scopul reducerii erorii de aproximare a curentului sinusoidal prin bobinele motorului bipolar la trecerea prin zero, pornind de la circuitul anterior, a fost conceput un circuit având traductorul rezistiv de curent în serie cu bobina motorului, urmat de un circuit integrat dedicat pentru traductorul de curent, AD8210. A fost proiectat și

realizat cablajul imprimat, s-a realizat fizic circuitul, a fost programat microcontrolerul și s-a testat modulul realizat.

- În scopul aproximării cât mai bune a curentului sinusoidal prin bobinele motorului și la viteze mari de rotație, și implicit creșterea frecvenței de comutație a tranzistoarelor MOS din punțile H, a fost conceput și realizat fizic un modul electronic având comanda pe poartă a tranzistoarelor cu circuite cu izolare galvanică, rapide. Pentru îmbunătățirea performanțelor circuitului de control, prin limitarea curentului de vârf, s-a conceput un traductor de curent cu rezistor și amplificator diferențial de frecvență mare, corelat cu alimentarea separată a fiecărei punți H și stabilirea corespunzătoare a legăturii la masa de referință.

5.3.2. Contribuții la creșterea eficienței electrice și a performanțelor generatoarelor de impulsuri pentru prelucrare prin eroziune electrică

Au fost investigate și dezvoltate structuri de generatoare de impulsuri pentru prelucrarea prin eroziune electrică urmărindu-se creșterea randamentului de conversie al energiei și posibilitatea modificării în limite largi a parametrilor impulsurilor. Au fost concepute circuite pentru simularea electrică a funcționării generatoarelor și au fost dezvoltate tehnici și metode de simulare:

- A fost propus un circuit electric pentru emularea interstițiului, cu utilitate atât în simulare cât și în testarea în condiții de laborator electric, a generatoarelor de impulsuri. Circuitul propus modelează interstițiul pentru ambele polarități, atât în condiții de descărcare în gol cât și în condiții de descărcare normală, condițiile de scurtcircuit fiind asigurate de un circuit suplimentar. Circuitul asigură un bun comportament dinamic și o caracteristică statică adecvată.
- S-au realizat programele, prezentate în anexele 7...11, pentru simularea convertoarelor Buck elementare, realizate cu principalele tipuri de componente electronice de putere, s-au analizat formele de undă pentru determinarea solicitărilor componentelor în intervalul de comutare și s-a determinat randamentul circuitelor pentru diferite frecvențe de comutație. Pe baza rezultatelor prezentate grafic s-a evidențiat randamentul net inferior al convertorului Buck-sincron realizat cu tranzistoare MOS pe substrat de siliciu și randamentul net superior al convertorului sincron cu tranzistoare MOS pe substrat de carbură de siliciu.
- Constatându-se superioritatea convertorului Buck sincron cu tranzistoare SiC-MOS, din punct de vedere al randamentului și a funcționării la frecvențe mari de comutație, a fost conceput un generator de impulsuri bazat pe două convertoare Buck sincrone, în structură de punte H cu tranzistoare SiC-MOS, simetrică, controlat prin tehnica limitării curentului de vârf, cu posibilitatea modificării polarității tensiunii de amorsare și posibilitatea modificării în limite largi a parametrilor impulsului de curent. Simularea circuitului a pus în evidență funcționarea corespunzătoare a generatorului de impulsuri și a permis determinarea randamentului.
- A fost conceput un generator de impulsuri cu un convertor Buck cu punte SiC-MOS și șapte convertoare Buck simple. GIC permite curent și tensiune de ambele polarități, datorită prezenței punții H, pentru prelucrarea de finisare. Pentru prelucrarea de degroșare se activează și celelalte convertoare Buck simple, cu comenzi întrețesute, obținându-se în felul acesta curenți mari, într-un singur sens, cu posibilitatea modificării parametrilor în limite largi.
- S-a analizat prin simulare Pspice comportarea circuitului rezonant LCC pentru diferite frecvențe ale tensiunii sinusoidale aplicate la intrare, punând în evidență frecvența la care circuitul devine sursă de curent alternativ și efectul de filtrare al circuitului pentru cazul în care la intrare este aplicată o sursă de tensiune dreptunghiulară

- A fost conceput un circuit electric pentru simularea Pspice a generatorului de impulsuri, cu circuit rezonant LCC, punte cu tranzistoare MOS, transformator pentru separare galvanică și redresor dublă alternanță în secundar. S-a confirmat, prin simulare, funcționarea a generatorului de impulsuri, s-au analizat în detaliu solicitările în tensiune/curent ale componentelor circuitului rezonant și ale componentelor de putere. S-a determinat randamentul circuitului.
- S-a conceput un circuit de limitare a tensiunii de amorsare și recuperare a energiei înmagazinate în circuitul rezonant, bazat pe reflectarea unei tensiuni continue aplicate, prin intermediul unei punți cu diode la o înfășurare secundară suplimentară.
- A fost dezvoltată schema generatorului de impulsuri cu mai multe convertoare cu circuite rezonante LCC, cu ieșirile în paralel și comanda "întreșesută" punând în evidență micșorarea "riplului" de curent și însumarea curenților furnizați de cele n convertoare.

5.3.3. Contribuții la dezvoltarea unor structuri de avans automat al obiectului de transfer

S-au investigat structurile de control automat al avansului obiectului de transfer și au fost propuse două scheme bloc bazate pe acționare electrică cu motor pas cu pas, prin micropășire. Blocul de control automat al avansului interacționează cu generatoarele de impulsuri pentru prelucrare prin eroziune electrică.

- A fost conceput, la nivel de schemă bloc, sistemul de reglare automată a interstițiului cu circuit de comandă a motorului pas cu pas, evidențiindu-se semnalele necesare.
- S-a conceput la nivel de schemă bloc structura sistemului de control al avansului cu motor pas cu pas și patru generatoare de impulsuri cu convertor rezonant LCC, comandate prin tehnica "întreșeserii", utilizând microcontroler dsPIC33FJ64GS606.
- S-a conceput la nivel de schemă bloc structura sistemului de control al avansului cu motor pas cu pas și patru generatoare de impulsuri cu convertoare Buck, sincrone, cu tranzistoare SiC-MOS în punte H, simetrică, comandate prin tehnica "întreșeserii", utilizând microcontroler dsPIC33FJ64GS608.

5.4. Perspective și direcții de dezvoltare a cercetării

Cercetările efectuate în această teză deschid perspectiva realizării unui stand experimental pentru validarea experimentală a rezultatelor cercetării și pentru dezvoltarea unor metode/algoritmi de control al avansului electrodozului sculă. Principalele direcții de continuare a cercetării sunt:

1. Realizarea fizică a circuitului pentru comanda în micropași a motorului pas cu pas bipolar, cu microcontroler și convertoare digital analogice pentru generarea tensiunii sinusoidale de referință, cu controlul prin limitarea curentului de vârf folosind circuite digitale din familia AHC și comparatoare rapide și rezistor traductor de curent pe fiecare braț al punților H
2. Perfecționarea circuitului pentru modulul cu DSC și drivere cu izolare galvanică
3. Realizarea fizică a generatorului de impulsuri cu convertor cu circuit rezonant LCC pentru continuarea cercetărilor prin efectuarea unor descărcări singulare pe standul de laborator existent la facultatea de inginerie
4. Realizarea fizică a generatorului de impulsuri bazate pe convertoare sincrone cu tranzistoare SiC-MOS și continuarea cercetărilor prin efectuarea unor descărcări singulare pe standul de laborator
5. Realizarea fizică a unui stand de laborator cu circuit de control cu microcontrolerul F28M36P63C și dezvoltarea unor tehnici de control pe standul realizat

Bibliografie selectivă

- [1] ABBATELLI L., MACAUDA M., CATALISANO G. - *Fully SiC based high efficiency boost converter*, Twenty-Ninth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), pp. 1835 - 1837, (2014)
- [2] ACARNLEY P.P - *Stepping motors: a guide to modern theory and practice*, 4-th Edition, The Institution of Engineering and Technology, ISBN 0-85296-417-X, (2002)
- [4] AMORIM F.L., WEINGAERTNER W.L. - *The influence of generator actuation mode and process parameters on the performance of finish EDM of a tool steel*, Journal of Materials Processing Technology, Volume 166, Issue 3, 20 August 2005, pp. 411-416, (2005)
- [5] AMORIM F.L., WEINGAERTNER W.L. - *The Behavior of Graphite and Copper on the finish die-sinking electrical discharge machining (EDM) of AISI P20 tool steel*, Journal of the Brazilian Society of Mechanical Sciences and Engineering, Volume 29, no. 4, pp. 366-371, (2007)
- [7] APARNA S., KASIRATHI N. - *Series parallel resonant converter for Electrical Discharge Machining power supply*, 1st International Conference on Electrical Energy Systems (ICEES), 2011, DOI: 10.1109/ICEES.2011.5725297, pp. 28 - 33, (2011)
- [11] BALUTA G. - *Microstepping Mode for Stepper Motor Control*, International Symposium on Signals, Circuits and Systems, 2007. ISSCS 2007., Volume: 2, DOI: 10.1109/ISSCS.2007.4292799, pp. 1 - 4, (2007)
- [12] BASSO C. - *Switch-Mode Power Supplies; SPICE Simulations and Practical Designs*, McGraw-Hill Education, second Edition, ISBN: 978-0-07-182473-6, (2014)
- [14] BEHRENS A., GINZEL J. - *Neuro fuzzy process Control System for Sinking EDM*, Jurnal of Manufacturing Processes vol. 5, nr.1, pp:33-39, (2003)
- [19] Di BITONTO D.D., EUBANK P.T., PATEL M.R., BARUFFET M.A. - *Theoretical Models of the Eletrical Discharge Machining process- A Simple Cathode Erosion Model*, Jurnal of Applied Physics 66 (9), pp. 4095 - 4103, (1989)
- [20] BONGARD M., JUFER M. - *Analyse du rendement énergétique de processus industriels de production*, Publications RAVEL, Suisse, Office fédéral des questions conjoncturelles, (1992).
- [25] CASANUEVA R., AZCONDO F.J., BRAÑAS C., BRACHO S. - *Analysis, design and experimental results of a high-frequency power supply for spark erosion*, IEEE Transactions on Power Electronics, Volume: 20, Issue: 2, DOI: 10.1109/TPEL.2004.842992, pp. 361 - 369, (2005)
- [33] DESCOEUDRES, A. - *Charactetiration of Electrical Discharge Machining Plasmas*, Thèse no. 3542, École Polytechnique Fédérale de Lausanne, www.library.epfl.ch/en/theses, (2009)
- [34] DIACONESCU C., NANU D. - *A pulse generator for experimental study of the possibilities to facilitate the breakdown of dielectric liquid in EDM*, Nonconventional Technologies Review, no. 2, 2012, ISSN 1454-3087, Volume XVI, pp. 62-65, (2012)
- [35] DIACONESCU C., NANU D. VESA E. - *An experimental pulse generator to test the effect of alternative pulses during the pre-ignition phase, in EDM*, Nonconventional Technologies Review, no. 3, 2011, ISSN 1454-3087, Volume XV, pp. 23-26, (2011)
- [36] DIACONESCU C. - *Cercetări privind structura generatoarelor de impulsuri cu adaptare flexibilă, în timp real la condițiile procesului de prelucrare, prin eroziune electrică*, Teză de doctorat, Universitatea "Lucian Blaga" din Sibiu , (2008)
- [38] ERICKSON R.W., MAKSIMOVIC D. - *Fundamentals of power electronic*, Springer Science & Business Media, (2007)

-
- [44] GORYASHIN N.N., SIDOROV A.S. - *High performance switching current regulator*, IEEE 13th International Conference and Seminar of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices, DOI:10.1109/EDM.2012.6310241, pp. 299 - 303, (2012)
- [51] GUTOWSKI T., DAHMUS J., THIRIEZ A. - *Electrical Energy Requirements for Manufacturing Processes*, 13th CIRP International Conference on Life Cycle Engineering, Leuven, May 31st – June 2nd, (2006)
- [52] HACKERT-OSCHÄTZCHEN M., KREIBIG M., KOWALICK M., ZEIDLER H., SCHUBERT A., KRÖNING O., HERZIG M., SCHULZE H.P., - *Single Discharge Simulations of Needle Pulses for Electrothermal Ablation*, Proceedings of the 2013 COMSOL Conference in Rotterdam, October 22-25, (2013)
- [54] HAN F., KUNIEDA M. - *Development of parallel spark electrical discharge machining*, Precision Engineering, Volume 28, Issue 1, January 2004, pp. 65-72, (2004)
- [55] HAN F., WACHI S., KUNIEDA M.- *Improvement of machining characteristics of micro-EDM using transistor type isopulse generator and servo feed control*, Precision Engineering, Volume 28, Issue 4, October 2004, pp. 378-385, (2004)
- [57] HAYAKAWA S., SASAKI Y., ITOIGAWA F., NAKAMURA T. - *Relationship between Occurrence of Material Removal and Bubble Expansion in Electrical Discharge Machining*, Procedia CIRP, Volume 6, pp. 174-179, (2013)
- [61] HSUE A.W.-J., YAN M.-T., CHUNG C.-H. - *High efficient electrical discharge machining processes based upon linear motors and pulses discriminator feedback*, IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics (AIM), 2012, DOI: 10.1109/AIM.2012.6266030, pp. 994 - 999, (2012)
- [66] HUIFEN LAI - *CAD/CAE application in centering EDM machine design*, Second International Conference on Mechanic Automation and Control Engineering (MACE), 2011, DOI:10.1109/MACE.2011.5988089, pp.4810-4813, (2011)
- [72] JIANZHONG LI., YUSHENG ZHANG., ZUYUAN YU - *Influence of reaction force on the electrode in micro hole drilling by micro EDM*, International Conference on Consumer Electronics, Communications and Networks (CECNet), 2011, DOI:10.1109/CECNET.2011.5768961, pp 414-417, (2011)
- [73] KAMPEN D., PARSPOUR N., PROBST U., THIEL U. - *Comparative evaluation of passive harmonic mitigating techniques for six pulse rectifiers*, 11th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment, OPTIM 2008, pp. 219 - 225, (2008)
- [74] KANEMARU M., SAIKI R., HASHIMOTO T., IBUKA S., ISHII S. - *Initial processes of a pulsed micro-arc discharge between wire-to-plane electrodes in liquid*, IEEE 35th International Conference on Plasma Science, ICOPS 2008, DOI: 10.1109/PLASMA.2008.4590974, (2008)
- [75] KAO C.C., SHIH, A.J. - *Sub-nanosecond monitoring of micro-hole electrical discharge machining pulses and modeling of discharge ringing*, International Journal of Machine Tools & Manufacture, vol.46, pp. 1996–2008, (2006)
- [77] KLOCKE F., SCHADE M., KLINK A., VESELOVAC D. - *Analysis of material removal rate and electrode wear in sinking EDM roughing strategies using different graphite grades*, The Seventeenth CIRP Conference on Electro Physical and Chemical Machining Procedia CIRP 6, pp. 163-167, (2013)
- [80] KITAMURA T., KUNIEDA M., ABE K. - *High-Speed Imaging of EDM Gap Phenomena using Transparent Electrodes*, Procedia CIRP, Volume 6, pp. 314-319, (2013)
-

-
- [81] KOJIMA A., NATSU W., KUNIEDA M. - *Spectroscopic measurement of arc plasma diameter in EDM*, CIRP Annals - Manufacturing Technology, Volume 57, Issue 1, pp. 203-207, (2008)
- [84] KUNIEDA M., KAMEYAMA A. - *Study on decreasing tool wear in EDM due to arc spots sliding on electrodes*, Precision Engineering, Volume 34, Issue 3, July 2010, pp. 546-553, (2010)
- [85] KUNIEDA M., LAUWERS B., RAJURKAR K.P., SCHUMACHER B.M. - *Advancing EDM through Fundamental Insight into the Process*, CIRP Annals - Manufacturing Technology, Volume 54, Issue 2, pp. 64-87, (2005)
- [86] KUNIEDA M., MUTO H. - *Development of Multi-Spark EDM*, CIRP Annals - Manufacturing Technology, Volume 49, Issue 1, 2000, pp. 119-122, (2000)
- [87] LÄUTER M., CASANUEVA R., SCHULZE H.P., FRANCISCO J. AZCONDO F.J., WOLLENBERG G.- *Development Trends of Process Energy Sources for Special Applications of the Spark Erosion*, ICNcT 2005, București, Nonconventional Technologies Review no.1, ISBN 973-718-357-6, pp.15-26, (2005)
- [90] LEAO F.N., PASHBY I. R. - *A review on the use of environmentally-friendly dielectric fluids in electrical discharge machining*, Journal of Materials Processing Technology, Volume 149, Issue 1-3, pp.: 341 - 346, (2004)
- [93] LIN B.-R., CHENG P.-J. - *Analysis of an interleaved zero-voltage switching/zero current switching resonant converter with duty cycle control*, Power Electronics, IET Volume: 6, Issue: 2, DOI: 10.1049/iet-pel.2012.0617, (2013)
- [94] LIU Y., WANG J., ZHAO F., WANG Y. - *Research on dielectric breakdown mechanism of micro EDM*, International Conference on Advanced Technology of Design and Manufacture (ATDM 2010), DOI:10.1049/cp.2010.1307,pp.282-288, (2010)
- [95] LOOSER A., LINARES L., ZWYSSIG C., KOLAR J.W. - *Novel power supply topology for large working gap dry EDM*, International Power Electronics Conference (IPEC) 2010 , DOI: 10.1109/IPEC.2010.5542260, pp.306-310, (2010)
- [98] MAN-HONG HU, LI, YONG, HAO TONG - *Design and experimental study of a multi-mode controllable RC pulse generator for micro-EDM*, International Conference on Advanced Technology of Design and Manufacture (ATDM 2010), DOI:10.1049/cp.2010.1310, pp 297-300, (2010)
- [99] MOHANTY C. P., SAHU J., MAHAPATRA S. S. - *Thermal-structural Analysis of Electrical Discharge Machining Process*, Procedia Engineering, Volume 51, pp. 508-513, (2013)
- [100] MARADIA U., SCUDERI M., KNAAK R., BOCCADORO M., BELTRAMI I., STIRNIMANN J., WEGENER K. - *Super-finished Surfaces using Meso-micro EDM*, Procedia CIRP, Volume 6, 2013, pp. 157-162, (2013)
- [104] MCGEOUGH J. A., RASMUSSEN H - *A Theoretical model of electrodischarge texturing*, Journal of Materials Processing Technology, vol. 68, Issue 2, pp. 172-178, (1997)
- [105] MORAR A. - *Comanda inteligentă a acționărilor electrice cu motoare pas cu pas*: Curs, ultima accesare 17.09.2015: http://www.engineering.upm.ro/master-e/mse/mat_did/accel005/curs/Capitolul%20II.pdf, Universitatea "Petru Maior", Târgu. Mureș, (2007)
- [107] MING ZHOU, FUZHU HAN, XIANYI MENG, BAOJIANG CHEN - *Analysis and control of electrical discharge machining (EDM) process*, IEEE International Conference on Industrial Engineering and Engineering Management, IEEM 2009., DOI: 10.1109/IEEM.2009.5373396 , pp. 164 - 168, (2009)
-

-
- [108] MNERIE A. V., - *Contribuții la optimizarea cu calculatorul a mașinilor de prelucrare prin eroziune electrică cu fir*, Teza de doctorat, Universitatea Politehnica Timișoara, (2010)
- [112] MU-TIAN YAN, YI-TING LIU - *Design and experimental study of a high-frequency fine-finish power supply for wire-EDM*, International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics, AIM 2009. IEEE/ASME, DOI:10.1109/AIM.2009.5229999, 286-289, (2009)
- [113] MUTTAMARA A, FUKUZAWA Y - *Influence of Carbon in Iron on Characteristics of Surface Modification by EDM in Liquid Nitrogen*, American Transaction on Engineering and Applied Sciences, pp. 41-55, (2012)
- [117] NANU, A. (coordonator general)-*Tratat de tehnologii neconvenționale-Vol.II*-NANU, D. (coordonator vol.II)-*Prelucrarea prin eroziune electrică*, Editura ULBS, Sibiu, (2004)
- [118] NANU D., DIACONESCU, C., VESA, E. - *Modeling the effect of alternative voltage pulses on the dielectric liquid during the pre-ignition phase, in EDM*, Nonconventional Technologies Review, Volume XV, no. 4, pp. 21-24, (2011)
- [119] NANU D., TOMA, E., ȚÎȚU, M. - *Some Aspects of Microcontrollers Applications in Switched Mode Power Supply for the Pulse Generator of Electroerosion Machines*, Nonconventional Technologies Review, no. 4, 2010, pp 39-43, (2010)
- [121] ODULIO C.M.F., SISON L.G., ESCOTO M.T. - *Energy saving Flyback Converter for EDM Applications*, TENCON 2005, IEEE Region 10, DOI:10.1109/TENCON.2005.301166, pp.1-6, (2005)
- [122] ODULIO C.M.F., SISON L.G., ESCOTO M.T. - *Regenerative clamp as reset winding in flyback converters for EDM applications*, International Conference on Industrial Technology, IEEE ICIT '04. IEEE, DOI:10.1109/ICIT.2004.1490342, pp.510-513, (2004)
- [124] PATEL M. R., BARRUFET M. A., EUBANK P. T., DIBITONTO D. D. - *Theoretical models of the electrical discharge machining process. II. The anode erosion model*, Journal of Applied Physics, Volume: 66, Issue: 9, DOI: 10.1063/1.343995, pp. 4104 - 4111, (1989)
- [132] RAY-LEE LIN, CHENG-CHING HSU, SHIH-KUEN CHANGCHIEN - *Interleaved Four-Phase Buck-Based Current Source With Center-Tapped Energy-Recovery Scheme for Electrical Discharge Machining*, IEEE Transactions on Power Electronics, Volume: 26, Issue: 1, DOI: 10.1109/TPEL.2010.2052070, pp. 110 - 118, (2011)
- [133] RAY-LEE LIN, CHENG-CHING HSU, SHIH-KUEN CHANGCHIEN - *Interleaved Four-Phase Buck-Based Current Source With Isolated Energy-Recovery Scheme for Electrical Discharge Machining*, IEEE Transactions on Power Electronics, Volume: 24, Issue: 7 DOI: 10.1109/TPEL.2009.2025828 pp. 1788 - 1797, (2009)
- [135] REBELO J.C., MORAO DIAS A., KREMER D., LEBRUN J.L. - *Influence of EDM pulse energy on the surface integrity of martensitic steels*, Journal of Materials Processing Technology, Volume 84, Issues 1–3, pp. 90-96, (1998)
- [138] REVAZ B., EMERY J., WITZ G., FLUKIGER R., PEREZ R., CARRON J., RAPPAZ M. - *Local temperature response to pulsed discharges in electronic discharge machining (EDM) environment*, IEEE Transactions on Plasma Science, DOI:10.1109/TPS.2005.848611, Vol.33, Issue.3, pp.1066-1071, (2005)
- [139] REVAZ B., FLUKIGER R., CARRON J., RAPPAZ M. - *Temperature measurements and numerical analysis of the heat transfer in samples submitted to electron discharge machining (EDM)*, The 31st IEEE International Conference on Plasma Science, ICOPS 2004., DOI:10.1109/PLASMA.2004.1339826, (2004)
-

-
- [140] REVAZ B., WITZ G., FLUKIGER R., CARRON J., RAPPAZ M. - *Modeling of the Discharge-Sample Interaction in the Electron Discharge Machining (EDM) Process*, IEEE International Conference on Plasma Science, ICOPS '05. DOI: 10.1109/PLASMA.2005.359371, pp. 277, (2005)
- [141] REVICZKY L.A., NANU A. - *Analizor de impulsuri pentru prelucrarea prin eroziune electrică*, Simpozion - Tehnologii neconvenționale, Academia României - Baza Timișoara, pp.43-48, (1986)
- [142] REVICZKY L.A., SLAVICI T., GUBENCU D. - *Comanda și controlul sistemelor tehnologice cu calculatorul : Metode CAD/CAM*, Editura Fundației "Ioan Slavici", Arad, ISBN: 973-8093-35-X, (2004)
- [151] SALONITIS K., STOURNARAS A. STRAVOPOULOS P., CHRYSOOURIS G. - *Thermal modeling of the material removal rate and surface roughness for die-sinking EDM*, International Journal of Advanced Manufacturing Technology , Volume 40, Issue 3, pp. 316-323, (2008)
- [152] SCHULZE H.P., JUHR H., - *Influence of Needle Pulse Shifting on the Basis Pulse for Wire-EDM of Hard Metals*, 17th CIRP conference on Electro Physical and Chemical Machining (ISEM), april 9-12, Leuven, (2013)
- [153] SCHULZE H. P., MECKE, K., REHBEIN W. - *Influence of the additives in dielectric working fluids in the case of single electrical discharges on ignition behaviour*, Proceedings of the 7th International Conference on Properties and Applications of Dielectric Materials, 2003. Volume: 3, DOI: 10.1109/ICPADM.2003.1218591, pp. 1003 - 1006, (2003)
- [154] SCHULZE H.-P., HERMS R., JUHR H., SCHAETZING W., WOLLENBERG G. - *Comparison of measured and simulated crater morphology for EDM*, Journal of Materials Processing Technology, Volume 149, Issues 1–3, pp. 316-322, (2004)
- [155] SEN B., KIYAWAT N., SINGH P.K., MITRA S., YE J.H., PURKAIT P. - *Developments in electric power supply configurations for electrical-discharge-machining (EDM)*, The Fifth International Conference on Power Electronics and Drive Systems, PEDS 2003, DOI:10.1109/PEDS.2003.1282955, pp. 656-663. Vol.1, (2003)
- [156] SEN B., KIYAWAT N., SINGH, P.K., MITRA S., YEW J.H., PURKAITL P. - *A survey of servo-drive control schemes for electric discharge machining (EDM)*, The Fifth International Conference on Power Electronics and Drive Systems, PEDS 2003., DOI:10.1109/PEDS.2003.1283106, pp.998-1003, Vol.2, (2003)
- [158] SIGH A., GHOSH A. - *A thermo-electric model of material removal during electric discharghe machining* , International Journal of Machine Tools & Manufacture, Volume 39, Issue 4, pp. 669-682, (1999)
- [162] SZTOJANOV I., SEVER P. - *Analiza asistată de calculator a circuitelor electronice - Ghid practic*, Ed. Teora, București, (1997)
- [165] ȚÎȚU M., NANU D., OPREAN C., DIACONESCU C., ȚÎȚU G. A., *Echipament electronic pentru generarea unor descărcări singulare, electrice, în impuls*, Brevet OSIM nr.118687, (2003)
- [169] TOMA E. - *Some aspects regarding the use of digital signal controllers in electrical drivers for stepper motors*, Analele Universității "Eftimie Murgu", Reșița, ISSN-L 1453-7397, Anul XXI, 2014, Nr. 2 , pp. 346-356, (2014)
- [170] TOMA E. - *The use of current generators in electrical converter drives for stepper motors*, Analele Universității "Eftimie Murgu", Reșița, ISSN-L 1453-7397, Anul XXI, 2014, Nr. 2, pp. 283-294, (2014)
- [171] TOMA E., MIHU P.I., - *Design and Analyse Method for High Performance Voltage and Current Control Power Supply*, Acta Universitatis Cibiniensis, Vol. LXI, Technical series, pp. 57-60, (2010)
-

-
- [172] **TOMA E.**, MIHU P.I., NANU D., - *Some Possibilities to Monitoring The Energy Consumed in Electrical Discharge Machining*, Proceedings of the 15th International Conference ISSN 2066-6736, Mod-Tech, Vadul lui Vodă, Chişinău, pp. 1081-1084, (2011)
- [173] **TOMA E.**, SIMION C., - *Electrical Efficiency of EDM Power Supply*, Nonconventional Technologies Review, Volume XVIII, no. 3, pp. 128-133, (2014)
- [174] **TOMA E.**, SIMION C., - *Micro-Stepping Command of Hybrid Stepper Motors used for Electrode Tool Displacement of Sinking EDM-Machines*, Nonconventional Technologies Review, Volume XIX, no. 2, pp. 50-55, (2015)
- [175] **TOMA E.**, SIMION C., MIHU P. I., BOGDAN L., - *Improving of Stepper Motor Behaviour Used on Cinematic Chain of Machine-Tools for Electrical Discharge Machining*, Nonconventional Technologies Review, Volume XVII, no. 2, pp. 97-102, (2013)
- [176] **TOMA E.**, SIMION C., MIHU P. I., ȚÎȚU M.A., - *Some way to monitoring the consumed energy, local and global, during the electrical discharge machining process*, Nonconventional Technologies Review, Volume XVI, no. 2, pp. 53-57, (2012)
- [177] **TOMA E.**, NANU D., MIHU P.I., DIACONESCU C. - *Some Possibilities to Measure Pulse Parameters During The Electric Discharge Machining Process*, Proceedings of the 15th International Conference ISSN 2066-6736, Mod-Tech, may 2011, Vadul lui Vodă, Chişinău, pp. 1077-1080, (2011)
- [195] YE H. TING, DE HAAN, S., FERREIRA, J.A. - *A DC-DC Full-Bridge Hybrid Series Resonant Converter enabling constant switching frequency across wide load range*, 7th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC), 2012, Volume: 2, DOI: 10.1109/IPEMC.2012.6258986, pp. 1143 - 1150, (2012)
- [196] YIH-FANG CHANG., - *Robust PI Controller Design for EDM*, 33rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON 2007., DOI:10.1109/IECON.2007.4459889, pp. 615-658, (2007)
- [199] YOUNGWOON LEE, DONGHOON SHIN, CHUNG CHOO CHUNG - *PID controller with feedforward low pass filters for permanent magnet stepper motors*, 12th International Conference on Control, Automation and Systems (ICCAS), 2012, pp. 1597 - 1600, (2012)
- [205] ZHAO B., QIN H., NIE X., YAN Y., - *Evaluation of isolated gate driver for SiC MOSFETs*, 8th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA), pp. 1208-1212, (2013)
- [206] ZHAO Y., KUNIEDA M., ABE K. - *Experimental Investigations into EDM Behaviors of Single Crystal Silicon Carbide*, Procedia CIRP, Volume 6, pp. 135-139, (2013)