

MINISTERUL EDUCATIEI SI STIINTEI  
UNIVERSITATEA TEHNICA DIN TIMISOARA  
FACULTATEA DE ELECTRONICA SI TELECOMUNICATII  
CADERA DE ELECTRONICA APLICATA

Ing. MINGUIEL NOEL-JEAN

CONTRIBUTII LA STUDIUL, PROIECTAREA SI REALIZAREA CIRCUITELOR  
DE COMANDA PENTRU INVERTOARE CU TRANZISTOARE

- TEZA DE DOCTORAT -

CONDUCATOR STIINTIFIC  
Prof.dr.ing. TIBERIU MURSSAN

BIBLIOTECA CENTRALĂ  
UNIVERSITATEA "POLITEHNICA"  
TIMIȘOARA

1 9 9 2

INSTITUTUL POLITEHNIC TIMIȘOARA	
BIBLIOTECA CENTRALĂ	
Volumul Nr.	567382
Dulap	251 III H

BUPT

CUPRINS

	pagina
LISTA PRINCIPALELOR NOTATII FOLOSITE .....	5
INTRODUCERE .....	8
<b>Cap.1. REDUCEREA PIERDERILOR PRIN COMUTATIE IN INVERTOARE CU TRANZISTOARE .....</b>	<b>15</b>
1.1. Generalități .....	15
1.2. Considerații privind comportarea reală cu temperatura a joncțiunii tranzistoarelor de putere .....	16
1.3. Respectarea ariei de funcționare sigură (AFS) a tranzistoarelor .....	17
1.4. Utilizarea diodei de antisaturare .....	20
1.5. Supradimensionarea funcțională a tranzistoarelor de putere .....	21
1.6. Considerații riguroase asupra timpilor de comutație .	22
1.7. Folosirea circuitelor de facilitare a comutației (CFC) .....	23
1.7.1. Dimensionarea elementelor circuitului de facilitare a comutației pentru un invertor monofazat în punte II ..	25
1.7.2. Alegerea diodei de încărcare pentru circuitul de fa- cilitare a comutației la blocarea tranzistorului ....	28
1.7.3. Pierderile în circuitul de facilitare a comutației ..	31
1.7.4. Circuitul de facilitare a comutației cu recuperarea energii înmagazinată (circuitul KNOLL) .....	34
1.8. Folosirea diodei de nul rapidă .....	35
1.9. Folosirea combinațiilor hibride de tranzistoare .....	37
1.10. Concluzii .....	38
<b>Cap.2. CIRCUITE DE PROTECȚIE SI COMANDA IN BAZA PENTRU INVERTOARE CU TRANZISTOARE .....</b>	<b>41</b>
2.1. Generalități .....	41
2.2. Modalități de protecție la supratensiuni .....	42
2.2.1. Folosirea unei diode cu avalanșă controlată .....	42
2.2.2. Folosirea diodei de recuperare .....	42
2.3. Modalități de protecție la supracurent .....	43
2.3.1. Protecția la scurtcircuitarea impedanței de sarcină .....	46

2.3.2.	Protecția împotriva curentului invers la invertoare în punte .....	49
2.4.	Circuite de comandă în bază pentru invertoare cu tranzistoare .....	51
2.4.1.	Protecția activă descentralizată a tranzistoarelor de putere .....	51
2.4.2.	Separarea galvanică între logica de comandă și circuitul de putere .....	53
2.4.3.	Circuitul autoreglat și autoprotejat cu componente discrete pentru comanda optimizată în bază și protecție descentralizată .....	53
2.4.4.	Circuitul autoreglat și autoprotejat în varianta integrată pentru comanda optimizată în bază și protecție descentralizată .....	62
2.5.	Utilizarea practică a circuitului integrat UAA 4002 pentru comanda în bază și protecția descentralizată a tranzistoarelor de putere într-un inverter monofazat în punte H .....	66
2.5.1.	Dimensionarea circuitului de putere .....	68
2.5.2.	Dimensionarea circuitului pentru comanda în bază și protecția descentralizată .....	68
2.5.3.	Rezultatele experimentale obținute în urma testării invertorului .....	70
2.6.	Concluzii .....	75
Cap.3.	CONTRIBUȚIA EMISIILOR DE MODULARE A LA PULSURILOR ÎN DURATA (MID) LA REDUCEREA CONȚINUTULUI ÎN ARMONICI SUPERIOARE DE TENSIUNE ȘI CURENT LA IESIREA INVERTOARELOR .....	77
3.1.	Generalități .....	77
3.2.	Modularea impulsurilor în durată cu eliminarea globală a armonicilor (MID-EGA) .....	78
3.2.1.	Modulația impulsurilor în durată după o lege sinusoidală (MIDS) .....	79
3.2.2.	Modulația impulsurilor în durată cu injectarea armonicilor (MIDIA) .....	82
3.2.3.	Modulația impulsurilor în durată după o lege trapezoidală (MIDT) .....	84
3.3.	Modularea impulsurilor în durată cu eliminarea selectivă a armonicilor (MID-EBA) .....	88

3.3.1.	Modulația impulsurilor în durată folosind funcția Fourier pentru ESA .....	89
3.3.2.	Modulația impulsurilor în durată folosind funcția Walsh pentru ESA .....	91
3.4.	O nouă variantă "hibridă" de modulare în durată din categoria metodelor de modulare în durată cu eliminarea globală a armonicilor (MID-EGA) .....	93
3.4.1.	Suportul matematic al dezvoltării noii metode "hibride" de modulare în durată .....	94
3.4.2.	Expresiile generalizate de obținere a unghiurilor de comutație corespunzătoare metodei "hibride" de modulare a impulsurilor în durată .....	100
3.4.3.	Optimizarea parametrilor semnalului modulator "hibrid" .....	101
3.5.	Concluzii .....	109
Cap.4.	STRATEGII SI CIRCUITE PENTRU COMANDA INVERTOARELOR CU TRANZISBOARE .....	111
4.1.	Generalități .....	111
4.2.	Comanda invertoarelor folosind logica cablată .....	113
4.2.1.	Structura hardware cu comparator analogic și generatorul de funcții .....	113
4.2.2.	Structura hardware cu memorie EPROM și comparator numeric .....	114
4.3.	Folosirea microprocesoarelor pentru comanda invertoarelor .....	117
4.3.1.	Multiplicitatea funcțiilor de controlat și corelarea comenzii cu viteza fenomenelor .....	118
4.3.2.	Reducerea sensibilității la semnale electrice parazite .....	119
4.3.3.	Satisfacerea cerințelor economice .....	120
4.4.	Strategii de utilizare a microprocesoarelor pentru comanda invertoarelor .....	121
4.4.1.	Comanda invertoarelor prin procesare totală în timp real .....	122
4.4.2.	Comanda invertoarelor prin procesare parțială în timp real .....	124
4.5.	Implementarea experimentală a metodei "hibride" de modulare a impulsurilor în durată pentru comanda unui inverter monofazat în punte H cu transistoare bipolare .....	127



4.5.1. Principiile folosite pentru implementarea metodei "hibride" de modulare în durată .....	127
4.5.2. Structura hardware a modulatorului în durată folosit pentru implementarea metodei "hibride" .....	128
4.5.3. Implementarea software a metodei "hibride" de modulare în durată .....	130
4.5.4. Rezultatele experimentale obținute în urma implementării variantei "hibride" de modulare în durată .....	133
4.6. Concluzii .....	145
Cap.5. CONCLUZII GENERALE .....	147
ANEXA .....	151
BIBLIOGRAFIE .....	153

LISTA PRINCIPALELOR NOTATII FOLOSITE

- MID - Modulația Impulsurilor în Durată (PWM - Pulse Width Modulation)
- BIMOS - tranzistor hibrid bipolar - Mosfet
- MID-EGA - Modulația Impulsurilor în Durată cu Eliminarea Globală a Armonicilor
- MID-ESA - Modulația Impulsurilor în Durată cu Eliminarea Selectivă a Armonicilor
- AFS - Area de Funcționare Sigură
- CFC - Circuit de Facilitare a Comutației
- AAI - Area de Adaptabilitate a Implementării
- CMS - Componente Montate pe Suprafață
- IGBT - Tranzistor Bipolar cu Grila Izolată (Insulated Gate Bipolar Transistor)
  
- $\Delta t$  - durata impulsurilor de comandă
- $t_{ON}$  - timpul de intrare în conducție a tranzistorului de putere
- $t_{OFF}$  - timpul de blocare a tranzistorului de putere
- $t_d$  - timpul de întârziere la intrarea în conducție a tranzistorului de putere
- $t_s$  - timpul de evacuare a sarcinilor stocate la blocarea tranzistorului de putere
- $t_r$  - timpul de creștere a curentului de colector
- $t_f$  - timpul de cădere a curentului de colector
- $t_1$  - timpul de întârziere a procesului de comutație
- $t_{fr}$  - timpul de revenire a diodei de nul
- $\Delta t_{ONmin}$  = durata minimă admisibilă a impulsurilor de comandă
- $\Delta t_{OFFmax}$  - durate maximă admisibilă a pauzelor de comandă
- $\tau$  - constanta de timp a regimului amortizat de blocare a diodei rapide de încărcare pentru CFC
- $\tau_{NR}$  - perioada impulsurilor de tact pentru numărătorul reversibil
- $T_{CI} = \beta_1$  - durata impulsurilor sau a pauzelor de comandă
- $T_{CLK/IRG}$  - perioada de tact a numărătorului decrementor din timerul CTC=780

$A_C$	- amplitudinea componentelor armonice
$G$	- nivelul maxim al amplitudinii fundamentalei
$A_M$	- amplitudinea semnalului modulator
$A_P$	- amplitudinea semnalului purtător
$H$	- amplitudinea semnalului modulator pseudotrapezoidal
$M$	- amplitudinea semnalului purtător triunghiular
$V_{ts}$	- amplitudinea undei triunghiulare surse a semnalului trapezoidal
$\Delta E$	- nivelul semnalului modulator trapezoidal
$Y_E$	- amplitudinea semnalului modulator pseudotrapezoidal
$l$	- lățimea zonei I a semnalului modulator pseudotrapezoidal
$2\phi$	- lățimea părții orizontale a semnalului trapezoidal
$\psi$	- lățimea semiperioadei semnalului modulator pseudo-trapezoidal
$K$	- panta semnalului modulator pseudotrapezoidal
$\sigma$	- coeficientul pantei semnalului trapezoidal
$Q$	- pasul de cuantizare
$Q_L$	- factorul de calitate a inductanței de sarcină
$q$	- numărul total al punctelor de comutație într-un sfert de perioadă a semnalului de comandă
$K_0$	- numărul maxim de octeți memorizați în tabelul de memorie
$m$	- numărul de unghiuri de comutație pe o perioadă a semnalului modulator de comandă
$\epsilon_c$	- eroarea de cuantizare
$\epsilon_l$	- eroarea de liniarizare
$\gamma$	- constanta de proporționalitate în tensiune
$f_M$	- frecvența semnalului modulator
$f_P$	- frecvența semnalului purtător
$f_{AD, nom}$	- frecvența nominală de tact a numărătorului de adrese
$f_S$	- frecvența semnalului de tact al sistemului
$f_{Fd}$	- frecvența fundamentalei
$f_C$	- frecvența de comutație a impulsurilor de comandă
$f_{NP}$	- frecvența nominalizată a semnalului purtător
$f$	- frecvența de funcționare
$\alpha$	- unghiul de comutație al impulsului de comandă
$\alpha^*$	- unghiul de comutație rezultat din interpolare liniară
$F$	- factorul de modulație
$F_t$	- factorul de limitare trapezoidal
$FD$	- factorul de distorsiune

- $FD_{GOL}$  - factorul de distorsiune în gol considerînd sarcina inverterului deconectată
- $FD_{IND}$  - factorul de distorsiune inductiv considerînd situația cînd sarcina inverterului este un motor asincron trifazat
- $N_{TCi}$  - echivalentul numeric al duratelor impulsurilor sau pauzelor de comandă încărcate în tabelul de memorie
- $N_{TCi}^{\#}$  - valoarea rotunjită a numărului  $N_{TCi}$
- $V_{1,n}$  - valoarea componentei fundamentale de nivel n din tabelul de memorie
- $V_{1,n}^{\#}$  - valoarea intermediară componentei fundamentale de nivel n din tabelul de memorie rezultat din interpolarea liniară
- $V_M(t)$  - semnalul modulator
- $V_P(t)$  - semnalul purtător
- $V_{COM}$  - semnalul de comandă
- $V_{FP}$  - supratensiunea apărută la blocarea diodei de nul
- $V_P$  - tensiunea directă prin dioda de încărcare din CFC
- $I_P$  - curentul direct prin dioda de încărcare din CFC
- $I_{RR}$  - curentul invers prin dioda de recuperare
- $D_R$  - dioda rapidă de recuperare
- $D_{AC}$  - dioda cu avalanșă controlată
- $D_{AS}$  - dioda de antisaturație
- $Q_S$  - sarcina stoartă a diodei
- $L_P$  - inductanța parazită a cablajului (inductanța serie)
- $T_j$  - temperatura joncțiunii tranzistoarelor de putere
- $P_T$  - pierderile totale prin comutație
- $W_{Dmax}$  - energia disipată maximă de circuitul KNOLL
- $W_R$  - energia redistribuită sursei de circuitul KNOLL
- $W_{Dcond}$  - energia disipată prin conducție în tranzistorul de putere
- $W_{TD}$  - energia disipată la intrare în conducție a tranzistorului de putere
- $W_{TB}$  - energia disipată la blocarea tranzistorului de putere

## INTRODUCERE

Invertoarele sînt convertoarele electroenergetice care transformă energia de curent continuu în energie de curent alternativ, de o anumită formă, amplitudine și frecvență. Procesul de conversie trebuie să se caracterizeze printr-un randament ridicat și o generare cît mai redusă de armonici superioare de tensiune și curent în rețelele de alimentare sau la consumator.

Datorită avantajelor pe care le oferă tranzistoarele actuale de putere (frecvență ridicată de funcționare, randament bun, fiabilitate ridicată, caracteristici de reglare bune, gabarit redus și exploatare simplă) invertoarele cu tranzistoare au cunoscut o extindere determinată de utilizarea lor în calitatea de surse de alimentare neîntreruptă, adică de siguranță, pentru unii consumatori la care întreruperea rețelei poate determina consecințe grave (emițătoare de radio și televiziune, radiorelee, calculatoare, sisteme de dirijare a navigației maritime, aeriene sau spațiale, instalații din spitale etc.); în calitate de convertoare de medie frecvență pentru instalații de topire prin inducție, utilizate în industria metalurgică precum și în calitate de convertoare de putere pentru alimentarea cu frecvență și tensiune variabilă a motoarelor asincrone trifazate sau monofazate folosind principiul modulării impulsurilor în durată (MID).

Tehnicile de generare a undelor modulate în durată la care se urmărește minimizarea amplitudinii armonicilor asigurând duratelor impulsurilor o distribuție sinusoidală, pot fi implementate în circuitele de comandă ale invertoarelor cu tranzistoare în trei moduri diferite: analogic, hibrid și numeric.

Implementarea cu circuite analogice de comandă stă la baza tehnicii de generare cunoscută sub denumirea de eşantionare naturală. Aceasta se bazează pe compararea unui semnal sinusoidal modulator cu o purtătoare triunghiulară pentru determinarea lăţimii pulsului de ieşire. Tehnicile analogice prezintă dezavantaje generate de proprietăţile elementelor de circuit folosite: deriva termică, îmbătrînirea componentelor în timp, in-

precizii datorate decalajelor inițiale, caracteristică de transfer neliniară etc.

Implementarea hibridă combină circuitele analogice și numerice încercând să reducă din dezavantajele menționate mai sus, mai ales prin înlocuirea generatoarelor de semnale analogice cu generatoare numerice, fără a rezulta însă soluții eficiente și fiabile în aplicații industriale.

Există o varietate de implementări pur numerice caracterizate prin diferite rapoarte între partea de software și hardware. Indreptarea producătorilor de invertoare către utilizarea microprocesoarelor permite înlăturarea inflexibilității inerente și a problemei spațiului mare de memorie ocupată în cazul soluțiilor pur hardware, micșorând sensibil prețul de cost al echipamentelor. Transpunerea în varianta numerică a procedurilor de eșantionare naturală presupune folosirea unor procesoare rapide și scumpe care să permită funcționarea în timp real a echipamentului aferent. În consecință au fost dezvoltate tehnici speciale și strategii noi pentru a facilita utilizarea microprocesoarelor la comanda invertoarelor cu tranzistoare. Între acestea se numără tehnica de eșantionare regulată simetrică sau asimetrică cu ajutorul căreia au fost realizate sisteme de comandă fiabile, rentabile și destul de flexibile folosind procesoare uzuale.

Folosirea invertoarelor cu tranzistoare se extinde din ce în ce mai mult în sisteme de acționare electrice cu motoare asincrone, urmărindu-se în principal obținerea următoarelor avantaje: reducerea pierderilor prin comutație pentru mărirea randamentului și siguranței în funcționare; micșorarea puterii de comandă a elementelor de comutație statică în vederea obținerii unor economii substanțiale de energie; posibilitatea utilizării protecției decentralizate autonome la nivelul fiecărui tranzistor de putere din inverter mărind fiabilitatea și deșervind procesorul de unele sarcini protective; posibilitatea modificării în limite largi a amplitudinii și frecvenței tensiunii de la ieșirea inverterului menținând aceste două mărimi într-un raport constant pentru obținerea unor performanțe dinamice ridicate; reducerea armonicilor superioare de tensiune și curent în scopul micșorării pierderilor suplimentare în înfășurările motoru-

lui și reducerea perturbațiilor care pot apare în rețea datorită acestor armonici.

Extinderea utilizării invertoarelor cu tranzistoare se datorează atât avantajelor pe care le prezintă motorul de curent alternativ față de cel de curent continuu (prețul de cost scăzut, greutate mai mică pentru o putere egală, absența colectorului deci o întreținere mai ușoară, absența de scînteie în timpul funcționării deci poate fi folosit într-un mediu exploziv cum ar fi exploatarea miniere), cât și progresului tehnic în domeniul semiconductoarelor care a dus la apariția tranzistoarelor bipolare de putere cu o mare capacitate de comutare a modulelor cuprinzînd mai multe tranzistoare, a tranzistoarelor MOS, hibrid BIMOS și IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor - tranzistoare bipolare cu grilă izolată) care permit frecvențe de funcționare mai ridicate.

Lucrarea de față intitulată "Contribuții la studiul, proiectarea și realizarea circuitelor de comandă pentru invertoare cu tranzistoare" se înscrie ca o contribuție la analiza și rezolvarea principalelor probleme ce se pun în legătură cu realizarea circuitelor de comandă pentru invertoare cu tranzistoare bipolare destinate acționărilor electrice cu motoare asincrone monofazate sau trifazate, respectiv a celor folosite în calitate de surse de alimentare de rezervă pentru unii consumatori vitali. Importanța acestei abordări ține de faptul că pînă în anul 2000, o mare parte a energiei furnizate prin rețelele electrice de distribuție va fi folosită numai după o prelucrare prealabilă prin convertoare electronice de putere.

Lucrarea cuprinde cinci capitole și face referiri la 86 de titluri bibliografice.

Capitolul 1 abordează o sinteză a problemelor pe care le pune utilizarea tranzistoarelor de putere folosite împreună cu diodele rapide în structura invertoarelor. Sînt analizate măsurile de reducere a pierderilor prin comutație urmărindu-se utilizarea tranzistoarelor la limita posibilităților funcționale. Se prezintă metodele folosite pentru îmbunătățirea randamentului tranzistoarelor de putere prin: considerarea comportării reale a joncțiunilor cu temperatură; utilizarea diodei de anti-esturare în scopul menținerii tranzistorului într-o stare ovasisaturată; folosirea tranzistoarelor cel mult la jumătate din curentul maxim de colector; îmbunătățirea calității cablajului.



lui în scopul minimizării inductanțelor parazite; utilizarea circuitelor de facilitare a comutației (CFC) la blocarea și la deschiderea tranzistoarelor de putere; folosirea diodelor de mul și de recuperare rapide; utilizarea combinațiilor hibride BIMOS de tranzistoare și a tranzistoarelor bipolare cu poarta izolată (IGBT).

Pe lângă timpii de comutare reduși aceste metode asigură simplificarea și reducerea prețului de cost și consumului energetic al circuitelor de comandă pentru invertoare cu tranzistoare. Proiectarea și realizarea circuitelor auxiliare și de comandă ale tranzistoarelor de putere în conformitate cu cele prezentate în acest capitol au o influență determinantă asupra funcționării corecte și fiabile a invertoarelor cu tranzistoare.

Capitolul 2 cuprinde o trecere în revistă a diferitelor măsuri și circuite de protecție pentru tranzistoarele din componența unui inverter. În ceea ce privește modalitățile de protecție la supratensiuni, s-a insistat asupra folosirii diodelor cu avalanșă controlată și a diodelor rapide. Referitor la protecția la supracurent se deduce că circuitul cel mai potrivit de detectare a supracurentului este cel care sesizează simultan tensiunea bază-emitor și colector-emitor, întrucât mărește siguranța în funcționare existând posibilitatea detectării unui scurtcircuit la prima intrare în conducție a tranzistorului de putere. Se prezintă totodată câteva tipuri de circuite driver în varianta cu componente discrete având atât funcția de comandă în bază cât și cea a protecției descentralizate a tranzistoarelor din componența invertoarelor. Prin utilizarea practică a circuitului integrat driver UAA 4002 pentru comanda în bază și protecția descentralizată a tranzistoarelor de putere aflate într-un inverter monofazat în punte II, se arată comparativ avantajele folosirii unui circuit integrat driver în locul circuitului driver clasic cu componente discrete. Rezultatele obținute în urma acestei aplicații permit definirea unui nou concept, cel al dezechilibrului (DEZ) unui inverter monofazat care poate apărea din motive constructive datorită inductanțelor parazite ale diverselor conexiuni, putând afecta buna funcționare a inverterului. În acest context se acordă atenție execuției îngrijite a cablajului și împerecherii tranzistoarelor de putere utilizate pentru o perfectă simetrie a inverterului.

Capitolul 3 abordează în mod sistematic atât contribuția diferitelor tehnici de modulare în durată la reducerea armonicilor superioare de tensiune și curent la ieșirea invertoarelor cât și modalitățile de îmbunătățire a eficienței acestor tehnici în ceea ce privește reducerea conținutului în armonici superioare. Se arată că în funcție de tipul și complexitatea circuitelor de comandă folosite, metodele de modulare în durată se împart în două mari categorii:

- modularea impulsurilor în durată cu eliminarea globală a armonicilor (MID-BGA);
- modularea impulsurilor în durată cu eliminarea selectivă a armonicilor (MID-EA).

Îmbunătățirea metodelor din categoria MID-BGA se justifică mai ales pentru exigențele modeste pe care le prezintă în ceea ce privește complexitatea circuitelor folosite pentru implementarea lor. În legătură cu aceasta este prezentată, în ultima parte a acestui capitol, o nouă variantă denumită "hibridă" de modulare a impulsurilor în durată elaborată din dorința de a cumula într-o singură metodă numerică de modulare avantajele a două metode din categoria MID-BGA care intră în asociație, și anume:

- modulația impulsurilor în durată cu injectarea armonicilor de ordinul 3 și 9 pe lângă fundamentală (MIDIA) care este o metodă analogică;
- modulația impulsurilor în durată după o lege trapezoidală (MIDT) care este o metodă numerică de modulare.

Se arată în continuare că complexitatea și prețul de cost al circuitelor de comandă precum și conținutul în armonici al tensiunii de ieșire depind în bună măsură de forma undei modulate. Analiza spectrală a tensiunii de ieșire pentru varianta "hibridă" de modulare în durată corespunzător unui semnal modulator de formă pseudotrapezoidală arată că această nouă metodă este superioară în comparație cu modularea impulsurilor în durată cu un semnal modulator de formă trapezoidală (MIDT) în ceea ce privește conținutul în armonici superioare și micșorarea factorului de distorsiune al tensiunii de ieșire. În legătură cu aceasta se constată că (MIDT) este un caz particular al noii metode "hibride" de modulare în durată.

Capitolul 4 cuprinde o trecere în revistă a diferitelor

circuite și strategii pentru comanda invertoarelor cu tranzistoare. În cazul folosirii logicii cablate pentru comanda invertoarelor, structura hardware cu memorie EPROM și comparator numeric este cea mai folosită dar prezintă o flexibilitate limitată. În schimb circuitele de comandă pentru invertoare bazate pe logica programabilă prezintă flexibilitatea necesară acțiunilor electrice cu motoare asincrone, datorită folosirii microprocesoarelor.

În continuare sînt prezentate diferite probleme cu care se confruntă utilizarea microprocesoarelor pentru comanda invertoarelor. Acestea sînt: multiplicitatea funcțiilor de control și corelarea comenzii cu viteza fenomenelor, reducerea sensibilității circuitelor la semnale electrice parazite și satisfacerea cererilor economice. Din motive economice se desprind două strategii diferite de implementare a logicii programabile și anume:

- comanda invertoarelor prin procesare totală în timp real care prezintă o flexibilitate ridicată dar care este mai scumpă datorită vitezelor de calcul ridicate necesare;
- comanda invertoarelor prin procesare parțială în timp real este mai economică și asigură o flexibilitate satisfăcătoare.

În ultima parte a capitolului se prezintă implementarea experimentală a variantei "hibride" de modulare a impulsurilor în durată în concordanță cu considerațiile teoretice dezvoltate de autor în capitolul precedent. Implementarea efectuată se referă la comanda unui invertor monofazat în punte H cu tranzistoare bipolare folosind strategia calculului preliminar și procesării parțiale în timp real cu ajutorul unui circuit de comandă cu microprocesor Z80, în scopul verificării experimentale a rezultatelor teoretice elaborate la dezvoltarea metodei "hibride". În cadrul acestei aplicații se definește un concept nou, cel al ariei de adaptabilitate a unei implementări (AAI) care permite aprecierea gradului de adaptabilitate a unei implementări cu ajutorul logicii programabile. În acest sens se constată că din punctul de vedere al ariei de adaptabilitate a implementării metode de modulare folosind un semnal modulator trapezoidal prezintă o implementare numerică mai favorabilă în comparație cu varianta "hibridă" caracterizată printr-un semnal modulator pseudotrapezoidal. În schimb structura spectrală a tensiunii și

curentului de la ieșirea inverterului monofazat comandat, arată că din punctul de vedere al reducerii armonicelor superioare la ieșire, varianta "hibridă" de modulare este superioară.

În capitolul 5 sînt prezentate concluziile generale cu privire la structurarea, proiectarea și realizarea circuitelor de comandă, precum și principalele contribuții, pe capitole, ale autorului.

Autorul își exprimă considerația și respectul față de conducătorul științific Prof.dr.ing.Tiberiu Mureșan, șeful Catedrei de Electronică Aplicată, căruia îi este profund recunoscător și îi adresează cele mai calde mulțumiri pentru îndrumarea competentă, permanentă și plină de sollicitudine acordată pe toată perioada de doctorat și de elaborare a tezei.

Autorul adresează vii mulțumiri profesorului dr.ing.Ion Boldea pentru ajutorul acordat în ceea ce privește documentația de specialitate.

Autorul aduce sincere mulțumiri conferențiarului dr.ing. Ioan Naferniță pentru ajutorul tehnico-material acordat.

Autorul mulțumește conferențiarului dr.ing.Viorel Popescu pentru sprijinul moral și material acordat și deasemenea mulțumește șefului de lucrări dr.ing.Gheorghe Păpușoiu pentru discuțiile fructuoase purtate în legătură cu teza de doctorat.

Totodată autorul mulțumește șefului de lucrări ing.Radu Dorin , asistentului ing.De Sabata Aldo și asistentului ing. Ioan Alexandru Neag pentru ajutorul acordat în perioada finalizării tezei de doctorat.

Autorul își exprimă gratitudinea pentru atenția acordată de colegi în activitatea desfășurată în cadrul laboratoarelor de Roboți industriali, Circuite integrate și Electronică industrială ale Facultății de Electronică și Telecomunicații.

Autorul mulțumește părinților, prietenilor și tutarilor celor care au participat sau care au fost alături de el la realizarea noastei teze.

## CAPITOLUL 1

### 1. REDUCEREA ELERENTILOR PRIN COMBATEREA ÎN INVERTORUL CU TRANZISTOARE

#### 1.1. Generalități

Un sistem de acționare cu viteză variabilă destinat unui motor asincron monofazat sau trifazat alimentat de la un inverter cu tranzistoare este alcătuit din cinci blocuri principale reprezentate în fig.1.1.: blocul de alimentare al sistemului care poate fi un redresor necomandat cu diode prevăzut cu un filtru; blocul de putere cuprinzând inverterul cu tranzistoare bipolare sau MOSFET, circuitul de comandă în bază și protecție a tranzistoarelor de putere, filtrul de ieșire; blocul logicii de comandă cuprinzând circuitul de comandă care generează impulsurile modulate în durată, optocuplorul pentru asigurarea separării galvanice între blocul de putere și logica de comandă; motorul asincron monofazat sau trifazat și traductorul de viteză.

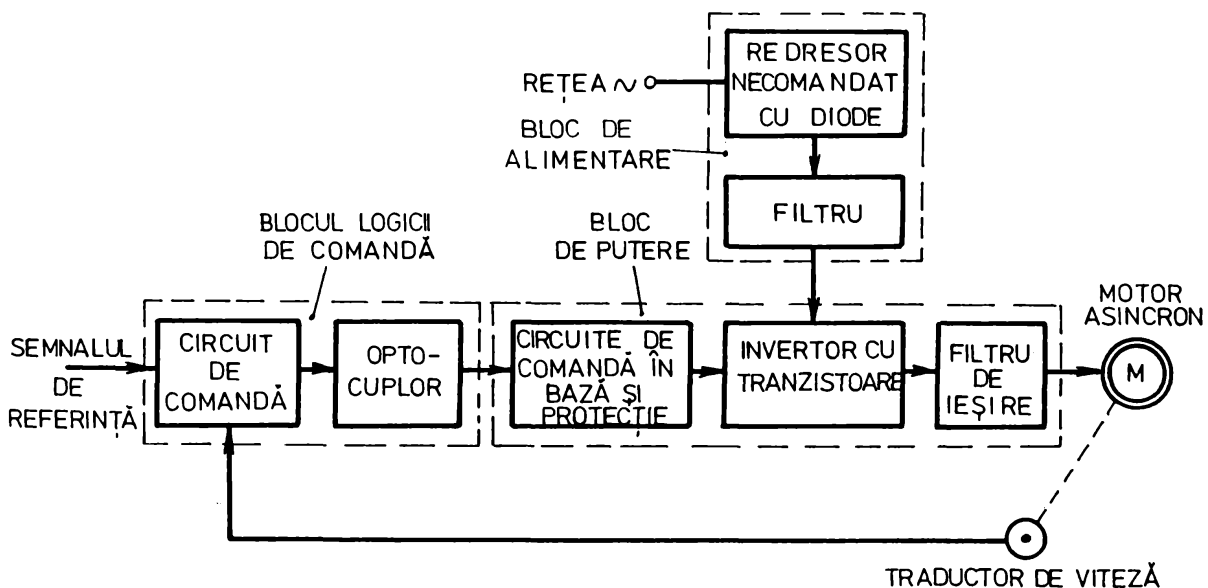


Figura 1.1.

În acest caz sistemul de acționare se caracterizează printr-o dublă conversie a energiei electrice și anume: transfor-

TEHNOLOGIA  
TEHNOLOGIA

marea tensiunii alternative monofazată sau trifazată de frecvență constantă a rețelei într-o tensiune continuă prin intermediul redresorului și filtru; și transformarea tensiunii continue de la ieșirea filtrului într-o tensiune alternativă monofazată sau trifazată de frecvență și amplitudine variabilă cu ajutorul unui inverter bazat pe principiul modulației impulsurilor tensiunii de ieșire în durată (MID) /47/.

Progresele recente obținute în electronica de putere, în tehnica digitală a microprocesoarelor, precum și a metodelor de reglare și comandă facilitează obținerea unor performanțe dinamice superioare concomitent cu reducerea costului instalațiilor de acționare. Mandamente ridicate pot fi obținute dacă se i-au unele măsuri de reducere a pierderilor prin comutație atât în circuitul de putere cât și în circuitul de comandă. Pentru aceasta este necesar să se cunoască exact condițiile de comutație ale tranzistoarelor în timpul funcționării inverterului în scopul de a evita alegerea unor componente nepotrivite și scumpe.

În acest capitol se studiază pe rând măsurile care se iau în vederea reducerii pierderilor prin comutație /77/.

### 1.2. Considerații privind comportarea reală cu temperatura a joncțiunii tranzistoarelor de putere

Cataloagele de tranzistoare de putere nu dau întotdeauna proiectantului suficiente informații privind comportarea cu temperatura a joncțiunilor tranzistoarelor utilizate într-un inverter. Tranzistorul de putere funcționează în mod normal la temperaturi ale joncțiunii sale de ordinul zecilor de grade, dar în condițiile extreme de lucru aceste temperaturi depășesc  $100^{\circ}\text{C}$ . Aceste variații de temperatură schimbă total unii parametri ai tranzistorului și acest fapt trebuie luat în considerare la proiectarea circuitului de putere și de comandă. De exemplu tranzistorul de putere BUW48 are pentru mărimile  $I_C = 40\text{A}$  și  $I_B = 4\text{A}$  caracteristicile următoare: la  $T_j = 25^{\circ}\text{C}$ ,  $V_{CEsat} = 0,83\text{V}$ ; iar la  $T_j = 125^{\circ}\text{C}$ ,  $V_{CEsat} = 0,93\text{V}$ . Deci la creșterea temperaturii joncțiunii  $T_j$  de la  $25^{\circ}\text{C}$  la  $125^{\circ}\text{C}$  căderea de tensiune  $V_{CEsat}$  crește împreună cu căderea de tensiune  $V_{BEsat}$  cum se arată în fig.1.2. /77/.

La proiectarea circuitului de comandă al tranzistorului



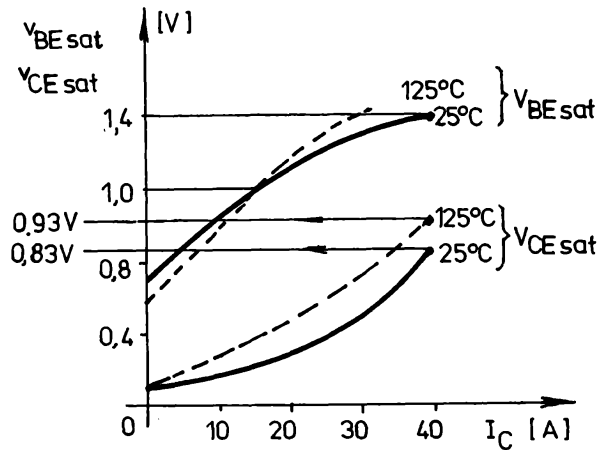


Figura 1.2.

neglijarea acestor variații poate duce la o funcționare necorespunzătoare. Pentru alegerea eficientă a componentelor în funcție de variațiile de temperatură în scopul reducerii pierderilor prin comutație constructorul de invertoare va lua măsurile următoare: folosirea cataloagelor de tranzistoare și diode bine specificate și bogate în informații asupra

parametrilor în condițiile reale de temperatură în care funcționează tranzistoarele de putere din invertoare; circuitul de comandă trebuie conceput și proiectat astfel încât influența modificării unor parametri cu temperatura să fie minimizată.

### 1.3. Respectarea ariei de funcționare sigură (AFS) a tranzistoarelor

Pentru evitarea încălzirii excesive și distrugerii tranzistoarelor de putere se va respecta aria lor de funcționare sigură AFS. Definirea acestor regiuni se face în trei regimuri diferite de funcționare ale tranzistorului: regimul continuu; regimul de comutație și regimul de suprasarcină accidentală de avarie /19/, /79/.

În fig.1.3. se arată cu linie continuă porțiunea planului  $V_{CE} - I_C$  corespunzător regimului continuu unde se poate afla punctul de funcționare al tranzistorului fără nici un risc de distrugere temperatura joncțiunilor sale nedeșăgind parametrul limită  $T_{jmax}$ . Punctul de funcționare poate să iasă din această regiune numai în regiă de funcționare în impuls, dacă durata impulsurilor de comandă este suficient de scurtă pentru că energia disipată să poată fi evacuată fără nici un risc după revenirea în regim normal. Constructorii de tranzistoare indică arii de funcționare sigure asociate cu datele maxime admisibile  $\Delta t_1$ ,  $\Delta t_2$  și  $\Delta t_3$  ale impulsurilor de comandă care sînt respectiv mai



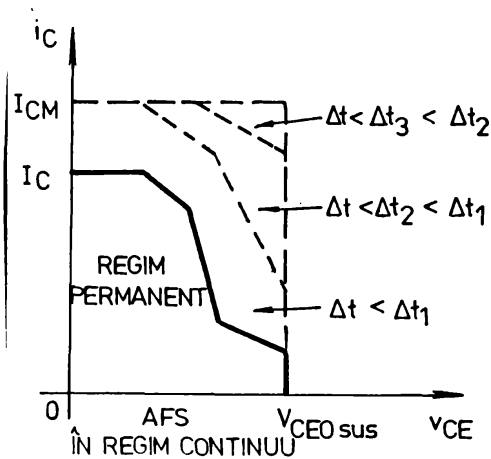


Figura 1.3.

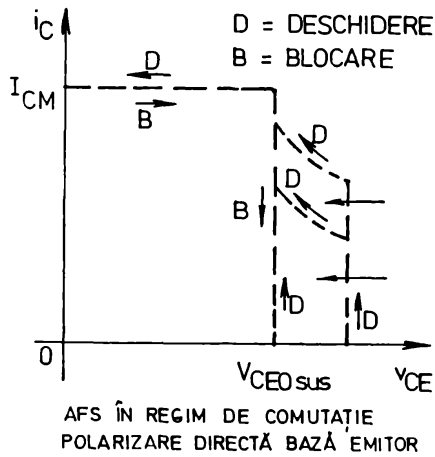


Figura 1.4.

mici decât valorile următoare 500  $\mu$ s, 50  $\mu$ s și 5  $\mu$ s. Se notează cu  $I_C$  curentul de colector în regim permanent, și  $V_{CE0sus}$  tensiunea de susținere care o poate suporta tranzistorul când se blochează în polarizare directă în absența unui curent de bază /84/, /31/.

În fig.1.4. se prezintă AFS în regim de comutație și în polarizare directă a joncțiunii bază-emitor. La blocarea tranzistorului de putere tensiunea  $v_{CE}$  pe care o poate suporta acesta este mai mică decât comutația inversă se face de la valori inițiale mari ale curentului de colector, iar la deschiderea tranzistorului, AFS este cu atât mai mare cu cât durată impulsurilor de comandă este mai mică. În consecință tensiunea  $v_{CE}$  pe care o poate suporta tranzistorul este mai mare la curenți mici.

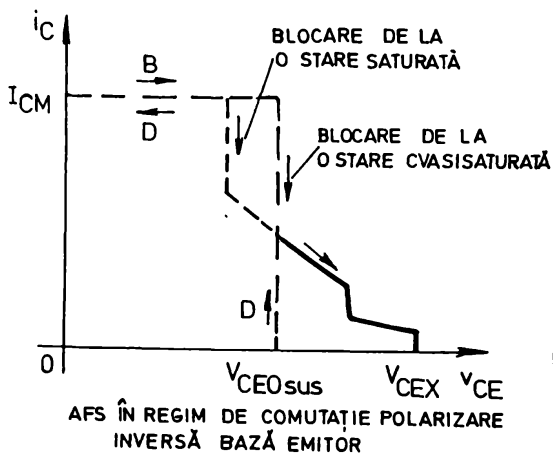
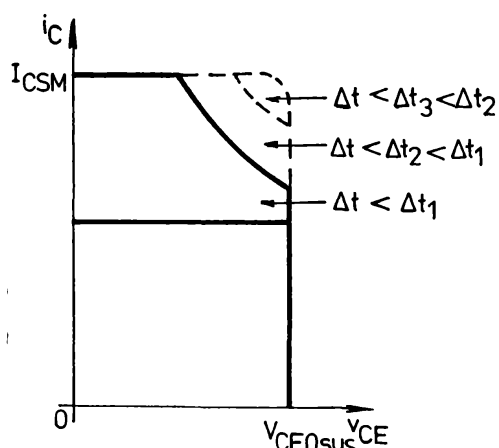


Figura 1.5.

În fig.1.5. se arată AFS în regim de comutație pentru polarizare inversă a joncțiunii bază-emitor. La blocarea tranzistorului, tensiunea  $v_{CE}$  pe care o poate suporta acesta este mai mică decât comutația inversă se face de la valori inițiale mari ale curentului de colector. Această tensiune crește

567382  
251 +1

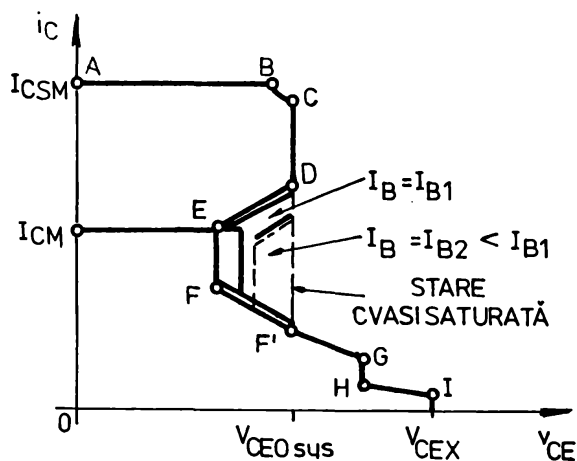
dacă tranzistorul funcționează într-o stare cvasisaturată cum este arătat în /19/. Producătorii de tranzistoare de putere garantează că tensiunea  $V_{CE}$  poate lua valori între  $V_{CE0sus}$  și  $V_{CEM}$  fără nici un pericol de distrugere a dispozitivului numai dacă curentul  $I_C$  este sub 2% din valoarea lui maximă  $I_{CSM}$ . În acest caz  $V_{CEM}$  este tensiunea de susținere care o poate suporta tranzistorul când se blochează cu polarizare inversă.



AFS ÎN REGIM DE SUPRAÎNCĂRCARE ACCIDENTALĂ POLARIZARE DIRECTĂ BAZA EMITOR

Figura 1.6.

de protecție acționează mai rapid. O suprasarcină accidentală este acceptabilă când temperatura joncțiunii tranzistorului  $T_j$  rămâne mai mică decât valoarea maximă admisibilă  $T_{jmax}$ , iar un tranzistor nu poate suporta decât un număr limitat de asemenea supra-



AFS ÎN REGIM DE SUPRAÎNCĂRCARE ACCIDENTALĂ POLARIZARE INVERSĂ BAZA EMITOR

Figura 1.7.

În fig.1.6.se prezintă AFS în regim de suprasarcină accidentală cu polarizare directă a joncțiunii bază-emitor care stabilește regiunea planului  $V_{CE} - I_C$  unde se poate afla punctul de joncțiune al tranzistorului când intervine o avarie, ca de exemplu un scurtcircuit. Această errie este cu atât mai extinsă cu cât durata supraîncărcării este mai mică, respectiv cu cât circuitul

de protecție acționează mai rapid. O suprasarcină accidentală este acceptabilă când temperatura joncțiunii tranzistorului  $T_j$  rămâne mai mică decât valoarea maximă admisibilă  $T_{jmax}$ , iar un tranzistor nu poate suporta decât un număr limitat de asemenea supra-

rînd modificări ireversibile în structura joncțiunilor acestuia /77/. În fig.1.7.este prezentat AFS în regim de supraîncărcare accidentală cu polarizare inversă a joncțiunii bază-emitor care arată că în acest caz la blocarea tranzistorului tensiunea  $V_{CE}$  pe care o poate suporta acesta

este mai mică decât comutația inversă se face de la valori inițiale medii ale curentului de colector  $I_C$ . De aici rezultă o regiune intermediară numită regiunea interzisă care este cu atât mai mare cu cât curentul invers în baza  $I_B$  este mai mare în momentul apariției suprasarcinii. Se observă că punctul de funcționare nu poate pătrunde în zona interzisă prin segmentul de dreaptă EF. Fără avarie, în schimb poate traversa zona interzisă prin segmentele duble DE și EF fără nici o problemă. Această zonă interzisă nu mai există când blocarea tranzistorului se face de la o stare cvasisaturată pentru că în această stare pierderile prin comutație sînt reduse, timpii de comutație fiind minimi.

Respectarea arilor de funcționare sigure impune o cunoaștere exactă a caracteristicilor tranzistoarelor de putere destinate aplicațiilor de comutație. Nu întotdeauna însă este suficientă cunoașterea specificației de catalog. Cercetări privind fiabilitatea tranzistoarelor de putere indică o reducere progresivă a ariei de funcționare sigure cu timpul de viață și, o dată cu acesta, diminuarea capacității în tensiune /84/.

Fenomenul menționat este și mai pronunțat în cazul în care tranzistorul testat a suferit suprasarcini accidentale. Aceste aspecte justifică folosirea unui stand de testare bine pus la punct pentru verificarea parametrilor reali ai tranzistoarelor care urmează a fi montate pe un invertor. Parametri care trebuiesc verificați sînt următorii: tensiunile maxime care pot fi aplicate unui tranzistor în condiții de siguranță ca de exemplu tensiunile de susținere  $V_{CE(sat)}$  și  $V_{CE(max)}$ ; curentul maxim admisibil de colector  $I_{CM}$  și timpii de comutație  $t_{ON}$  la intrare în conducție și respectiv  $t_{OFF}$  la blocarea tranzistorului.

Testarea tranzistorului de putere la utilizator este necesară și are drept scop mărirea siguranței în funcționare a circuitelor în regim de comutație, reducerea pierderilor prin comutație și mărirea randamentului în urma alegerii potrivite a componentelor ce urmează a fi utilizate.

#### 1.4. Utilizarea diodei de antisaturare

Pentru reducerea pierderilor prin micșorarea timpilor de comutație este preferabil ca blocarea tranzistoarelor să se facă de la o stare cvasisaturată prin menținerea tranzistorului care

conduce la limita sa de saturatie adica la o tensiune  $V_{CE}$  mai mare decit  $V_{CEsat}$  cu ajutorul unei diode de comutatie numita dioda de antisaturare DAS. In acest fel se reduc sarcinile stocate in conductie deci si timpul de stocare  $t_s$  al tranzistorului la blocarea acestuia. Prin urmare timpul de comutatie se reduce impreuna cu pierderile prin comutatie cum este aratat in /77/, iar frecventa de functionare a tranzistorului creste corespunzator.

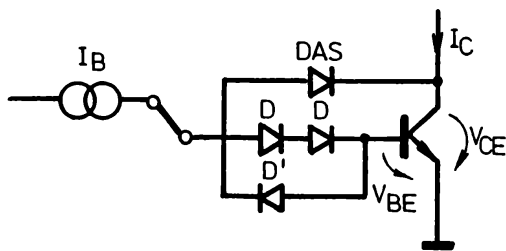


Figura 1.8.

Ototodata utilizarea diodei de antisaturare DAS mareshte considerabil AFS in regim de suprasarcina accidentală fata de situatia in care blocarea s-ar face din stare saturata. In fig.1.8. se prezinta circuitul de antisaturare unde dioda de antisaturare mentine tranzistorul intr-o stare cvasisaturata prin impunerea unei

valori minime a tensiunii  $V_{CE}$  exprimata de relatia:

$$V_{CE} = 2V_D + V_{BE} - V_{DAS} \approx V_D + V_{BE} > V_{CEsat} \quad (1.1)$$

### 1.5. Supradimensionarea functională a tranzistoarelor de putere:

Un invertor cu tranzistoare poate functiona la solicitare maxima prin folosirea tranzistoarelor la un curent de colector mai mare decit  $I_{Csat}$  (unde  $I_{Csat}$  reprezinta curentul maxim de saturatie) dar cu riscul mairii pierderilor prin comutatie, scaderii randamentului sau chiar distrugerii tranzistoarelor.

Cind obiectivul principal este obtinerea unui randament bun, aceste tranzistoare pot fi supradimensionate functional prin folosirea lor la jumtatea curentului de colector  $I_{Csat}$  sau se pot folosi tranzistoare cu o capacitate de comutare mai mare deci mai scumpe. Prin folosirea acestor doua metode, in /77/ s-au obtinut urmatoarele avantaje: castigul de curent al tranzistorului este practic dublat reducandu-se puterea de comanda in baza deci si implicit pretul circuitelor de comanda in baza; scaderea cu aproape 75% a pierderilor in circuitul de comanda in

bază și scăderea pierderilor prin comutație care îmbunătățește randamentul și mărește siguranța în funcționare a invertorului.

### 1.6. Considerații riguroase asupra timpilor de comutație

În invertoare, tranzistoarele comută în condițiile de existență a unei inductanțe parazite  $L_p$  a cablajului cum este arătat în fig.1.9. În aceste condiții timpii de comutație măsurați cresc împreună cu pierderile prin comutație și diferă față de valorile verificate în foile de catalog. În vederea reducerii pierderilor prin comutație la nivele acceptabile, se iau măsuri de reducere a duratelor acestor timpii de comutație analizând

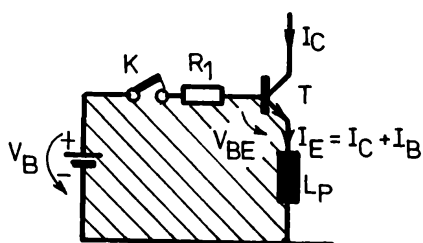


Figura 1.9.

sursele pierderilor la deschiderea și la blocarea tranzistoarelor rapide de putere cum este arătat în /77/.

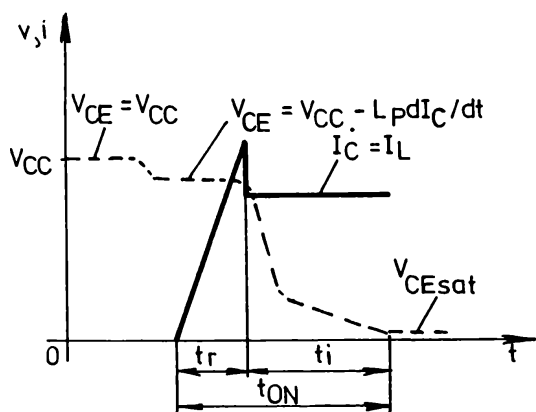


Figura 1.10.

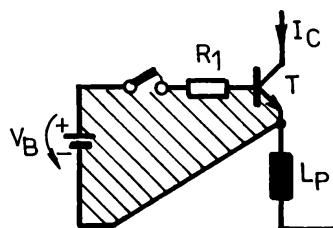


Figura 1.11.

La deschiderea tranzistorului se creează la bornele inductanței  $L_p$  o supratensiune  $\Delta V$ , care se opune tensiunii de comandă  $V_B$ , limitând viteza de creștere  $dI_C/dt$  a curentului de colector. În acest caz scăderea tensiunii  $V_{CE}$  la valoarea  $V_{CEsat}$  întârzie cu un timp  $t_i$  cum este arătat în fig.1.10., în condițiile în care curentul de colector are deja valori mari, astfel încât puterea disipată în circuitul de colector al tranzistorului crește.

Prevenirea acestui fenomen se poate realiza prin reducerea valorii inductanței parazite din circuitul de comandă al tranzistorului. Practic această reducere se obține prin legături cât mai

scurte între surse de comandă în bază și jonctiunea bază-emitor a tranzistorului, precum și prin micșorarea ariei cuprinse de acest circuit (zona hăgurată din fig.1.11.).

O influență defavorabilă asupra comutației tranzistorului de putere o are și inductivitatea parazită din circuitul de colector (fig.1.12.). Inductanța  $L_p$  micșorează viteza de scădere a curentului de colector și totodată creează o supratensiune  $\Delta V$  între colector și emitor cum este arătat în fig.1.13., făcînd ne-

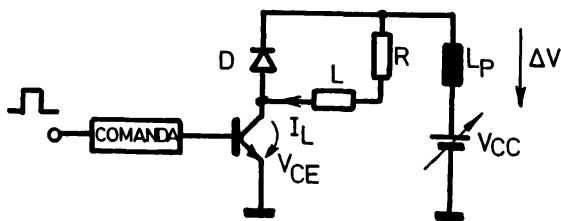


Figura 1.12.

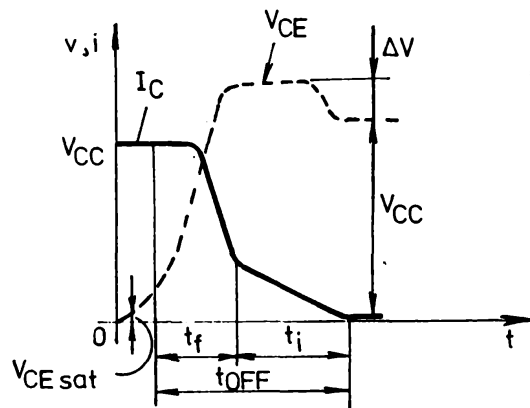


Figura 1.13.

cesară utilizarea unor tranzistoare cu valori mari ale parametru-  
lui  $V_{CEmax}$ . De exemplu pentru  $dI_C/dt = 1000 \text{ A}/\mu\text{s}$  și  $L_p = 0,2 \mu\text{H}$   
rezultă o supratensiune de  $\Delta V = 200 \text{ V}$ .

Este deci importantă reducerea valorii inductanței para-  
zite din circuitul de colector prin metode similare cu cele ară-  
tate pentru circuitul de comandă în bază. Proiectantul de inver-  
toare va lua întotdeauna în considerație valorile reale ale  
timpilor de comutație în prezența inductanței parazite pentru o  
dimensionare corectă a circuitului de comandă și mărirea calită-  
ții cablajului.

### 1.7. Folosirea circuitelor de facilitare a comutației (CFC)

Pentru a evita distrugerea tranzistoarelor care funcțio-  
nează în comutație, se iau măsuri de limitare a puterii medii  
disipate, deci a pierderilor prin comutație. Aceasta se poate  
obține folosind trei metode principale: reducerea timpilor de  
comutație accelerînd comutațiile pentru a reduce energia disipa-  
tă ; reducerea vitezei de creștere  $dV_{CE}/dt$  a tensiunii  $V_{CE}$  la



blocarea tranzistorului și reducerea vitezei de creștere  $di_C/dt$  a curentului  $I_C$  la intrare în conducție a tranzistorului.

Reducerea timpilor de comutație se realizează la comutația directă prin forțarea curentului de bază iar la comutația inversă prin menținerea tranzistorului în stare cvasisaturată cu ajutorul diodei de antisaturare și asigurarea unui curent invers de bază cu o amplitudine și o formă corespunzătoare [77].

Reducerea vitezei de creștere a tensiunii  $V_{CE}$  la blocarea tranzistorului se obține cu ajutorul circuitului de facilitare a comutației R-D-C conectat ca în fig.1.14. Circuitul R-D-C astfel

conectat se numește CFC la blocarea tranzistorului de putere.

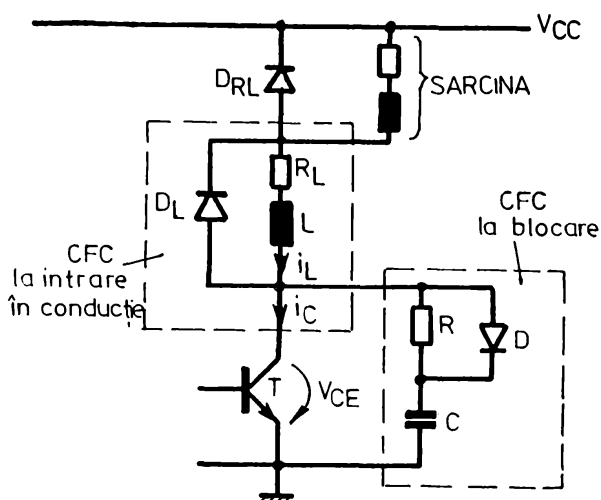


Figura 1.14.

micșorarea vitezei de creștere a curentului la intrarea în conducție a tranzistorului se realizează prin inductanța serie L prevăzută cu diode de descărcare  $D_L$  și rezistorul  $R_L$  (fig.1.14.). Circuitul  $R_L-D_L-L$  se numește CFC la intrarea în conducție a tranzistorului.

În fig.1.15. se indică variația în timp a mășinilor  $V_{CE}$ ,

$I_C$  și a puterii disipate  $W_D$ , în situația când nu este folosit un

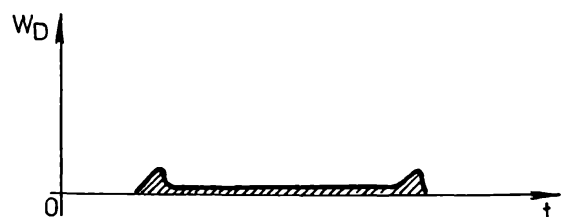
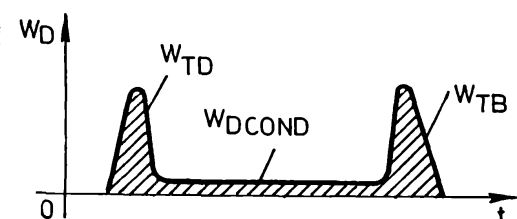
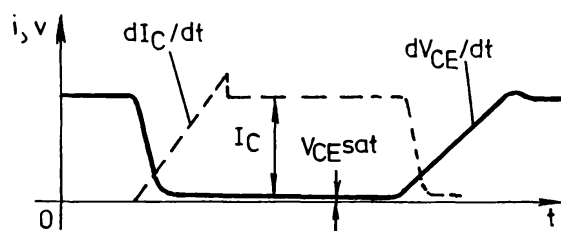
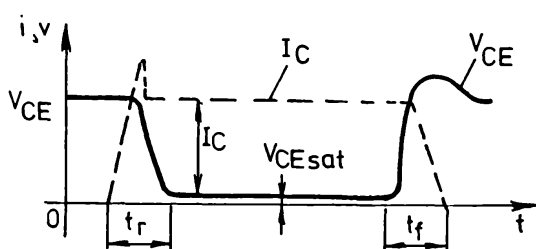


Fig.1.15.

Figura 1.15.



CFC, iar din fig.1.16. corespunzător utilizării unui CFC și este evident efectul favorabil al acestui circuit asupra pierderilor disipate pe tranzistor.

**1.7.1. Dimensionarea elementelor circuitului de facilitare a comutației pentru un inverter monofazat în punte II**

În fig.1.17. se prezintă configurația completă a unui inverter monofazat în punte cu CFC, cu rezistoarele  $R_1 \dots R_4$  conectate astfel încât să se evite suprasolicitarea în curent a tranzistoarelor la intrarea în conducție pentru reducerea pierderilor

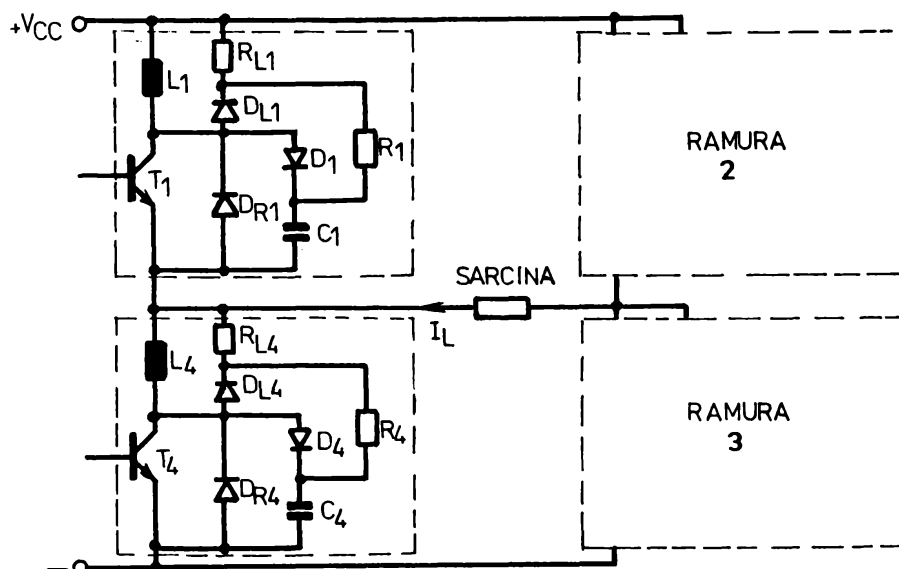


Figura 1.17.

și cu diodele rapide de recuperare  $D_{R1} \dots D_{R4}$  conectate în anti-paralel cu fiecare tranzistor pentru a le proteja împotriva curenților inversi și supra-tensiunilor care pot apărea în timpul comutației între

diferitele ramuri, asigurând totodată continuitatea regimului de curent neîntrerupt de sarcină /65/, /77/. În cazul în care ramurile 1 și 3 conduc, ramurile 2 și 4 rămân blocate și invers. Pentru ramura care cuprinde tranzistorul  $T_1$  și dioda de recuperare  $D_{R1}$ , circuitul de facilitare a comutației cuprinde următoarele elemente:  $C_1$ ,  $D_1$ ,  $R_1$  care facilitează comutația inversă și  $L_1$ ,  $D_{R1}$ ,  $R_{L1}$  care constituie circuitul de limitare a vitezei de creștere a curentului de colector respectiv de descărcare a energiei înmagazinate în inductanța  $L_1$ .

Relațiile de dimensionare a CFC se deduc în modul următor:

La blocarea tranzistorului  $T_4$ , condensatorul  $C_4$  se încarcă în cazul unei sarcini cu caracter inductiv cu curentul constant  $I_L$  în conformitate cu relația:

$$V_{C4} = \frac{1}{C_4} \int_0^t I_L dt = \frac{1}{C_4} \int_0^t I_L \frac{t}{t_f} dt \quad (1.2)$$

unde  $t_f$  este timpul de cădere al curentului de colector  $i_{C4}$  (fig. 1.18.) considerînd o descreștere liniară a acestuia /65/. Dacă se dorește ca în intervalul de timp  $t_f$ , tensiunea pe condensator să atingă o valoare prestabilită  $V_f$  rezultă:

$$V_f = 0,5 \frac{I_L t_f}{C_4} \quad (1.3)$$

deci relația de dimensionare pentru  $C_4$  va fi:

$$C_4 > 0,5 \frac{I_L t_f}{V_f} \quad (1.4)$$

La intrarea în conducție a tranzistorului  $T_4$  energia înmagazinată în condensator este disipată pe rezistoarele  $R_4$  și  $R_{L4}$  iar puterea disipată pe aceste rezistoare va fi:

$$P_R = 0,5 C_4 V_{CC}^2 f \quad (1.5)$$

Dacă  $C_4$  crește, scade puterea disipată în comutație pe tranzistor și crește, corespunzător, puterea ce se disipă pe rezistoarele de descărcare  $R_4$  și  $R_{L4}$ . În acest caz energia care urma să se disipe pe tranzistor este transferată pe aceste rezistoare de descărcare care trebuie alese ca atare. Însă nu se poate mări prea mult valoarea condensatorului  $C_4$  pentru reducerea pierderilor prin tranzistorul  $T_4$  deoarece mărind  $C_4$ , frecvența maximă de funcționare a invertorului scade împreună cu performanțele lui. De aceea valorile condensatorului  $C_4$  care trebuie să fie alese pentru valoarea maximă a curentului de sarcină  $I_L$ , sînt limitate în general prin relația /28/:

$$1 \text{ nF} \leq C_4 \leq 0,1 \text{ uF} \quad (1.6)$$

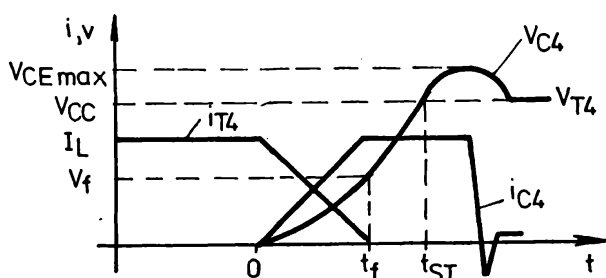


Figura 1.18.

Valoarea totală a rezistenței de descărcare  $R_t$  se alege astfel încît la intrarea în conducție a lui  $T_4$  să nu se depășească valoarea maximă a curentului de colector  $I_{CM}$ , obținîndu-se relația:

$$R_t > V_{CC} / (I_{CM} - I_L - I_{RR}) \quad (1.7)$$

unde  $I_{RR}$  reprezintă curentul invers al diodei  $D_{R4}$ . În cazul de față rezistorul  $R_t$  se exprimă prin relația următoare:

$$R_t = R_4 + R_{L4} \quad (1.8)$$

Valoarea maximă a lui  $R_t$  este stabilită în concordanță cu timpul minim de intrare în conducție,  $\Delta t_{ONmin}$ , a tranzistorului conform relației:

$$\Delta t_{ONmin} \geq 3 R_t C_4 \quad (1.9)$$

Combinând relațiile (1.7) și (1.9) se obține /65/:

$$V_{CC} / (I_{CM} - I_L - I_{RR}) \leq R_t \leq \Delta t_{ONmin} / 3 C_4 \quad (1.10)$$

În general valoarea lui  $R_t$  se alege  $R_t \approx 100$  /28/.

Valoarea inductanței  $L_4$  se alege astfel încît curentul prin  $T_4$  să nu crească peste valoarea  $I_{CM}$  în momentul deschiderii tranzistorului; tensiunea colector-emitor a tranzistorului se poate exprima prin relația /65/:

$$V_{CE} = V_{CC} - 2 L_4 d i_{C4} / dt \quad (1.11)$$

Dacă  $I_{CM}$  este valoarea curentului de colector în momentul  $t_r$  cînd tensiunea  $V_{CE4}$  este practic nulă, expresia inductanței  $L_4$  va fi:

$$L_4 = V_{CC} t_r / 2 I_{CM} \quad (1.12)$$

Inductanța  $L_4$  se mai poate determina din condiția ca  $i_{C4}$  să nu depășească pe  $I_{CM}$  pe durata timpului de revenire,  $t_{rr}$ , al diodei de recuperare  $D_{R4}$  conform relației:

$$L_4 = V_{CC} t_{rr} / 2 I_{CM} \quad (1.13)$$

În practică se adoptă valoarea cea mai mare rezultată din calculul dintre relațiile (1.12) și (1.13) deoarece inductanța  $L_4$  nu trebuie să se satureze la curenți mai mici decît curentul maxim admisibil pentru asigurarea unei protecții sigure a tranzistorului.

La blocarea lui  $T_4$  energia înmagazinată în inductanța  $L_4$  se descarcă prin circuitul  $R_{L4} - D_{L4}$  cu curentul  $I_{L4} = I_L$  provocînd o cădere de tensiune pe  $R_{L4}$  care duce la creșterea tensiunii de colector a tranzistorului peste valoarea tensiunii de alimentare  $V_{CC}$ . Dacă această tensiune se limitează la  $V_{R4}$ , valoarea rezistenței  $R_{L4}$  se obține prin expresia:

$$R_{L4} = V_{R4} / I_L \quad (1.14)$$

și constanta de timp  $L_4/R_{L4}$  trebuie să satisfacă, pentru evacuarea completă a energiei înmagazinată în  $L_4$ , relația:

$$3(L_4/R_{L4}) \leq \Delta t_{OFFmin} \quad (1.15)$$

unde  $\Delta t_{OFFmin}$  este timpul de blocare minim al tranzistorului  $T_4$ . În acest caz rezistorul  $R_{L4}$  se alege pentru a suporta disiparea unei puteri exprimată prin relația următoare:

$$P_{RL4} = 0,5 L_4 I_L^2 f \quad (1.16)$$

Toate aceste relații de dimensionare sînt valabile pentru oricare din cele patru ramuri ale invertorului.

### 1.7.2. Alegerea diodei de încărcare pentru circuitul de facilitare a comutației la blocarea tranzistorului

Se pune problema alegerii corecte a diodei  $D$  care alături de circuitul de facilitare a comutației la blocarea tranzistorului de putere.

În cazul în care se alege o diodă  $D$  rapidă cu revenire bruscă (snap off), pot să apară oscilații ample de tensiune și curent cînd aceasta se blochează. Aceste oscilații se pot repercuta datorită efectului  $dV/dt$  pe tranzistorul blocat prin intermediul capacității parazite a joncțiunii colector-bază, ducînd la redeschiderea necontrolată a tranzistorului în prezența unei tensiuni  $V_{CE}$  mari, de valoare apropiată de  $V_{CC}$  și evident la distrugerea lui. Acest fenomen poate fi evidențiat analizînd blocarea

cu ajutorul unei tensiuni inverse  $V_R$  a diodei de încărcare  $D$  arătate în fig. 1.19, unde se presupune că aceasta se comportă ca un circuit  $R_F C_F L_F$  serie în prezența inductanței serie  $L_p$  a cablajului, neglijîndu-se rezistența serie  $R$  a acestuia /19/. Pentru acest circuit se pot scrie relațiile următoare:

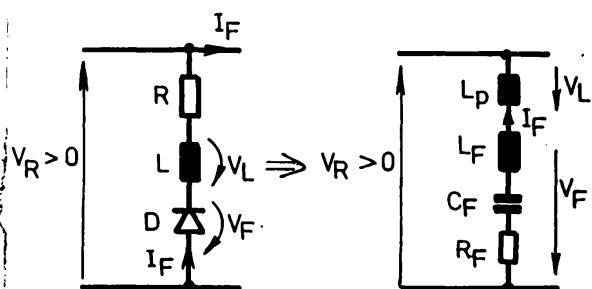


Figura 1.19.

$$V_F + V_L + V_R = 0$$

$$V_L = L_p (d i_F / dt)$$

$$V_F = R_F i_F + L_F \frac{d i_F}{dt} + \frac{q_F}{C_F} \quad (1.17)$$

$$\frac{d q_F}{dt} = i_F$$

de unde se obține ecuația diferențială care descrie evoluția curentului defect  $i_F$  prin diodă în funcție de timp când dioda se blochează:

$$\frac{d^2 i_F}{dt^2} + \frac{R_F}{L_p + L_F} \frac{d i_F}{dt} + \frac{i_F}{C_F(L_p + L_F)} = 0 \quad (1.18)$$

Formele de variație a mărimilor  $i_F$  și  $V_F$  în timp, depind de soluțiile ecuației caracteristice următoare:

$$r^2 + \frac{R_F}{(L_p + L_F)} r + \frac{1}{C_F(L_p + L_F)} = 0 \quad (1.19)$$

unde avem:

$$r = -\frac{R_F}{2(L_p + L_F)} \pm \sqrt{\left[\frac{R_F}{2(L_p + L_F)}\right]^2 - \frac{1}{C_F(L_p + L_F)}} = -\frac{R_F}{2(L_p + L_F)} \pm \sqrt{\Delta} \quad (1.20)$$

Caracteristicile unei diode rapide cu revenire bruscă corespund unei valori  $\Delta < 0$  deci în cazul în care avem:

$$R_F < 2 \frac{(L_p + L_F)}{C_F} \quad (1.21)$$

$$\text{sau } C_F < \frac{4(L_p + L_F)}{R_F^2} \quad (1.22)$$

$$\text{sau } Q_S < \frac{4(L_p + L_F)V_R}{R_F^2} \quad (1.23)$$

Pentru o diodă rapidă cu revenire bruscă se poate constata din relația (1.23) că sarcina  $Q_S$  ce trebuie evacuată pentru blocarea diodei este mai mică iar soluțiile ecuației caracteristice (1.19) sînt numere complexe depinzînd de o pulsație  $\omega$ :

$$r_1 = -\frac{R_F}{2(L_p + L_F)} + j\sqrt{-\Delta} = -\frac{1}{\tau} + j\omega$$

$$r_2 = -\frac{R_F}{2(L_p + L_F)} - j\sqrt{-\Delta} = -\frac{1}{\tau} - j\omega \quad (1.24)$$

Deci mărimile  $i_F(t)$  și  $V_F(t)$  tind către valorile lor finale (0 și respectiv  $-V_R$ ) cu o constantă de timp  $\tau$  la capătul unui regim oscilant amortizat care durează aproximativ  $2,3\tau$  cum se poate observa din fig.1.20., cu efectele negative menționate mai sus.

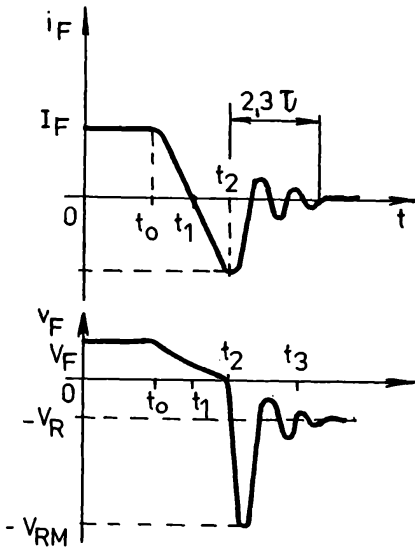


Figura 1.20.

În acest caz soluțiile ecuației caracteristice (1.19) sînt numere reale.

$$r_1 = -\frac{R_F}{2(L_p + L_F)} - \sqrt{\Delta} = -\frac{1}{\tau_1}$$

$$r_2 = -\frac{R_F}{2(L_p + L_F)} + \sqrt{\Delta} = -\frac{1}{\tau_2}$$
(1.23)

Din relațiile (1.23) se constată că mărimile  $i_F(t)$  și  $V_F(t)$  tind către valorile lor finale (0 și respectiv  $-V_R$ ) la capătul unui regim amortizat lipsit practic de oscilații cum este prezentat în fig.1.21., ceea ce arată că diodele rapide cu revenire progresivă sînt indicate pentru CFC. Însă alegerea unei diode rapide cu revenire progresivă pentru CFC nu constituie o condiție suficientă în acest caz pentru buna funcționare a invertorului, aceasta fiind doar o condiție necesară, deoarece chiar dacă dioda de încărcare D este rapidă, cu revenire progresivă, ea se poate bloca în condițiile de revenire bruscă cu dezavantajele cunoscute dacă inductanța serie  $L_p$  a cablajului este mare [19/.

Pentru a evita această situație, se alege mai degrabă o diodă cu revenire progresivă (soft recovery) care are proprietatea de a se bloca practic fără a produce oscilații. Caracteristicile unei astfel de diode corespund unei valori  $\Delta > 0$  cu condiția ca:

$$R_F > 2 \frac{(L_p + L_F)}{C_F} \quad (1.25)$$

$$\text{sau } C_F > \frac{4(L_p + L_F)}{R_F^2} \quad (1.26)$$

$$\text{sau } Q_S > \frac{4(L_p + L_F)V_R}{R_F^2} \quad (1.27)$$

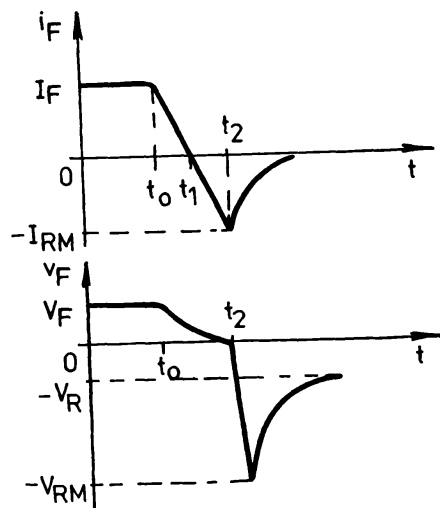


Figura 1.21.

De unde importanța măsurilor de minimizare a inductanței parazite a cablajului.

1.7.3. Pierderile în circuitul de facilitare a comutației

Consumul, deci și încălzirea tranzistorului de putere este considerabil redus în timpul comutației când se folosește un circuit de facilitare a comutației (CFC). În schimb, randamentul circuitului nu este întotdeauna îmbunătățit pentru că CFC introduce și el pierderi care vor fi studiate atât la deschidere cât și la blocarea tranzistorului după metodologia folosită în /19/.

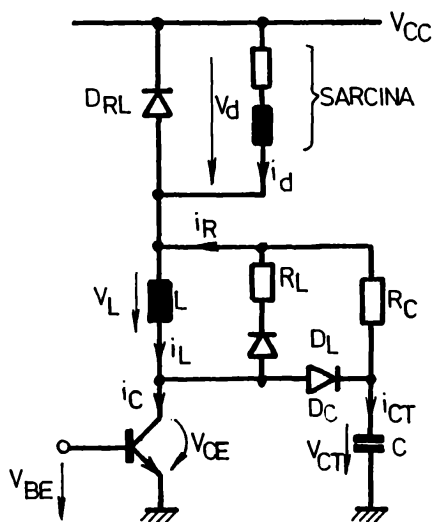


Figura 1.22.

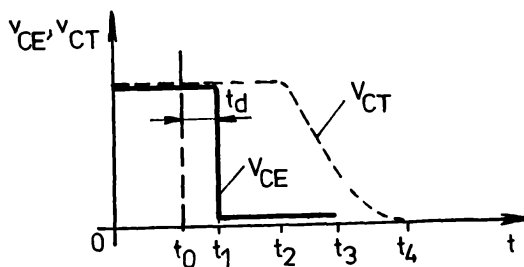


Figura 1.23.



Dacă se comandă deschiderea tranzistorului de putere corespunzător circuitului din fig.1.22., formele de undă ale tensiunilor vor arăta ca în fig.1.23. Energia disipată în tranzistorul blocat poate fi neglijată datorită valorii mici a curentului rezidual  $I_{CEO}$ .

În schimb energia disipată de tranzistorul T în timpul comutației la intrare în conducție se poate estima prin:

$$W_T = \int_{t_0}^{t_4} V_{CE} i_C dt \leq V_{CC} I_{CEO} t_d + V_{CEsat} I_d t_r \left[ \frac{1}{2} + \frac{1}{2S} + \frac{4}{\sqrt{2S}} \sqrt{\frac{t_f}{t_r}} \right] \quad (1.29)$$

unde  $I_d$  este intensitatea curentului de sarcină comutat,  $t_d$  timpul de întârziere la deschiderea tranzistorului de putere,  $t_r$  timpul de creștere a curentului de colector,  $t_f$  timpul de scădere a curentului de colector și S este constanta de proporționalitate de forma:

$$S = \frac{V_{CE}}{V_{CC}} \quad (1.30)$$

Consumul total al montajului (tranzistor + CFC) va fi exprimat prin relația:

$$W_{T+CFC} = \int_{t_0}^{t_4} (V_{CC} - V_d) (I_d - I_{RL}) dt \leq V_{CC} I_{CEO} t_d + \frac{1}{2} L I_d^2 \quad (1.31)$$

Consumul CFC se va deduce făcînd diferența:

$$W_{CFC} = W_{T+CFC} - W_T \approx \frac{1}{2} L I_d^2 = \frac{I_d}{I_{dmin}} W_T \quad (1.32)$$

Din ultima relație se constată că energia disipată de CFC este mai mare decît energia disipată corespunzătoare tranzistorului în aceleași condiții pentru că pierderile tranzistorului sînt de fapt preluate de rezistorul  $R_C$ , energia prezentă inițial în condensatorul C disipîndu-se prin aceasta pe durata intrării în conducție a tranzistorului. În consecință pierderile în tranzistor sînt considerabil reduse.

Cînd tranzistorul T se blochează, tensiunile  $V_{CE}$  și  $V_{CT}$  încep să crească din momentul  $t_0$  și se vor stabiliza la valoarea  $V_{CC}$  conform fig.1.24.

Energia este disipată de tranzistor numai între  $t_0$  și  $t_1$

și se exprimă prin:

$$w'_T = \frac{S}{6} W_T = \frac{1}{24 C} (I_d t_f)^2 = \frac{S}{12} V_d I_d t_f \quad (1.33)$$

unde  $S = \frac{V_{CE}(t_1)}{V_{CC}}$

Energia totală disipată de ansamblul (Tranzistor + CFC) va fi:

$$w'_{T+CFC} = \int_{t_0}^{t_1} V_{CE} I_d dt + \int_{t_1}^{t_2} V_{CT} I_d dt + \int_{t_2}^{t_3} V_{CC} i_{CT} dt \quad (1.34)$$

$$w'_{T+CFC} = \frac{S}{12} V_{CC} I_d t_f + \frac{1}{2} C V_{CC}^2 = w'_T + \frac{1}{2} C V_{CC}^2 \quad (1.35)$$

deci energia disipată de CFC este:

$$w'_{CFC} = w'_{T+CFC} - w'_T = \frac{1}{2} C V_{CC}^2 \quad (1.36)$$

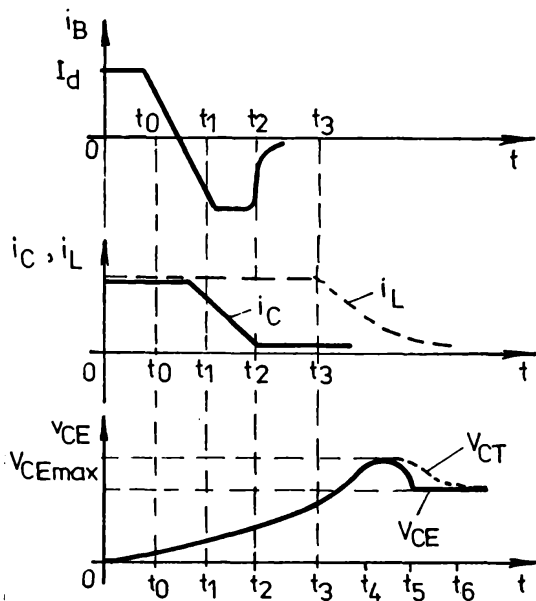


Figura 1.24.

Se observă că CFC primește energia necesară pentru încărcarea lui C de la zero la  $V_{CC}$  și pe care o disipă după aceea la intrarea în conducție a tranzistorului, iar energia inițială prezentă în bobina ( $\frac{1}{2} L I_d^2$ ) este total pierdută în  $R_C$  și  $R_L$  și energia disipată prin tranzistorul T fiind foarte mică. Deci în general energia disipată de tranzistorul echipat cu un CFC este mai mică decât energia disipată de tranzistor fără CFC. Din analiza de mai sus se pot des-

prinde următoarele concluzii: Pierderile totale prin comutație pot fi mai mari în cazul când se folosește un CFC deoarece acesta însuși introduce pierderi suplimentare. Pierderile în tranzistor sînt însă considerabil reduse în cazul în care se folosește un CFC, ceea ce permite frecvențe de de funcționare mai ridicate, îmbunătățirea randamentului precum și o scădere a costului instalației prin reducerea suprafeței radiatorilor. În același timp pot fi utilizate tranzistoare cu APS mai reduse, deci mai ieftine.

Încă la puteri mari de funcționare, disipația pe CFC poate influența defavorabil regimul termic al tranzistoarelor de putere, datorită amplasării CFC în imediata apropiere a acestora cu scopul reducerii valorilor inductanțelor parazite.

**1.7.4. Circuitul de facilitare a comutării cu recuperarea energiei înmagazinate (circuitul KWOL):**

Sobinele și condensatoarele circuitelor de facilitare CFC având structura RDL înmagazinează o energie destinată a fi disipată în componentele circuitului de putere (rezistoare, diode, tranzistoare). Prin recuperarea unei părți din această energie se pot obține următoarele avantaje: ameliorarea randamentului; reducerea încălzirii ansamblului transistor + CFC având ca urmare reducerea gabariturii circuitelor; micșorarea dimensiunilor radiatorilor și un cost mai scăzut. În fig.1.25. este prezentat circuitul KWOL la care, în perioada de deschidere a tranzistorului

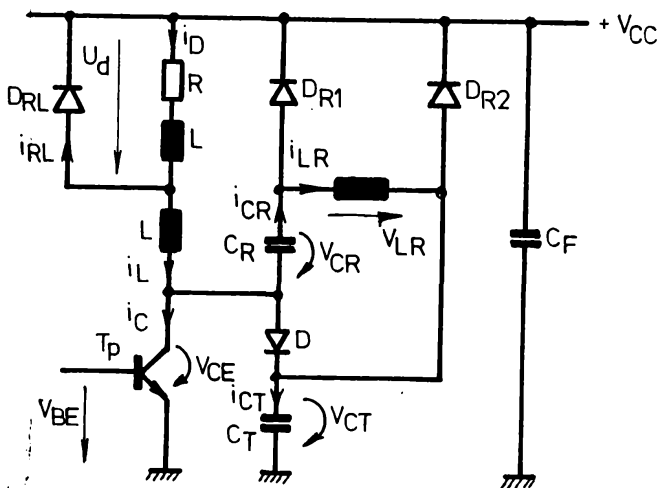


Figura 1.25.

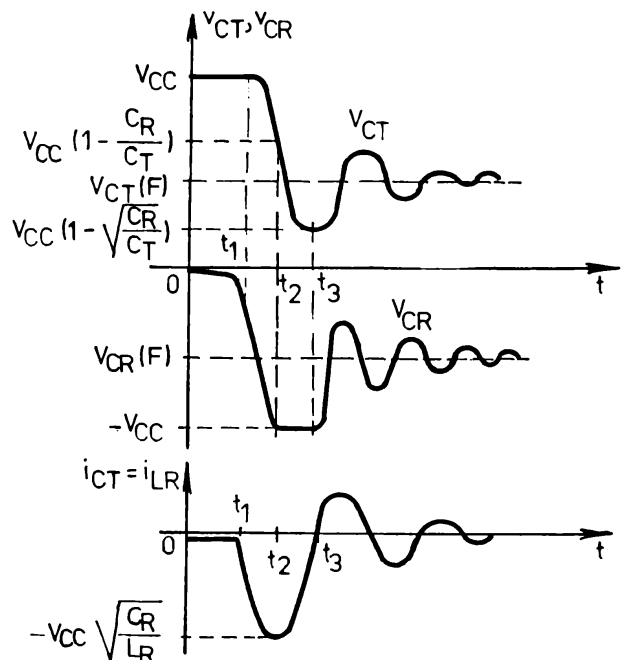


Figura 1.26.

O parte din energia înmagazinată în condensatorul  $C_T$ , este transformată sarcinii și condensatorului de filtrare  $C_F$  /42/.

Formele de unde ale mărimilor  $V_{CE}(t)$ ,  $V_{CR}(t)$  și  $i_{CR}(t)$  sînt prezentate în fig.1.26.

Expresia energiei restituite se exprimă prin relația:

$$W_R = W(t_2) - W(t_3) = \frac{1}{2} C_T V_{CC}^2 \left( 2\sqrt{\frac{C_R}{C_T}} - \frac{C_R}{C_T} \right) \quad (1.37)$$

Energia maximă disipată de CFC este:

$$W_{Dmax} = \frac{1}{2} C_T V_{CC}^2 \left( \frac{C_R}{C_T} - \frac{C_R}{C_R + C_T} \right) = \frac{1}{2} C_{ech} V_{CC}^2 \quad (1.38)$$

Se constată că energia restituită cursei atinge 50% din valoarea energiei înmagazinate inițial în capacitatea  $C_L$ . Economia de energie obținută se realizează pe seama unei dimensionări laborioase și a unui cost ridicat datorită unui număr suplimentar de componente. Același lucru se poate menționa în legătură cu CFC urmărind același scop și prezentate în /32/ și /25/.

### 1.8. Folosirea diodei de nul rapidă

Pentru a arăta contribuția unei diode de nul rapidă la reducerea pierderilor prin comutație se analizează succesiv în /19/ pierderile prin comutație ale unui tranzistor  $T$  ce comută împreună cu o diodă obișnuită  $D_{RL}$  și pierderile prin comutație ale aceluiași tranzistor dar care comută cu o diodă rapidă  $D_{RL}^*$  (Fig. 1.27.). În cazul folosirii unei diode de nul obișnuite  $D_{RL}$ , formulele de undă corespunzătoare comutației sînt date în fig.1.28.

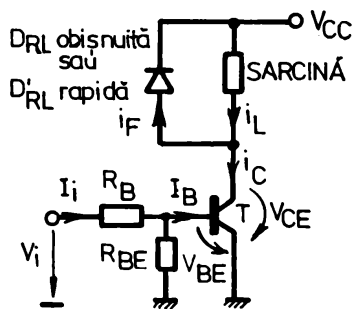


Figura 1.27.

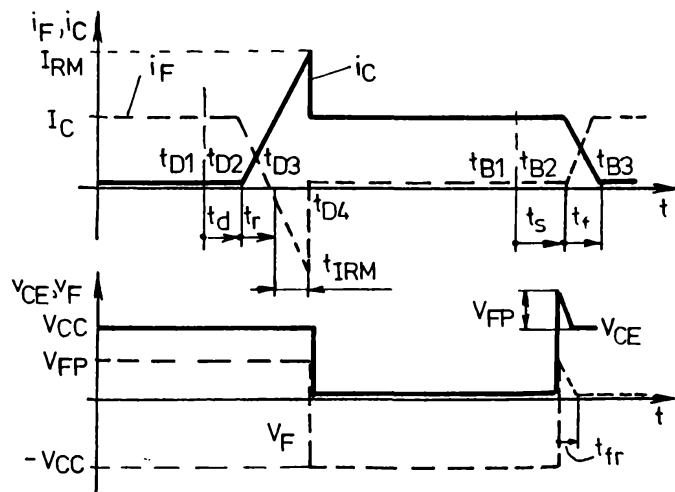


Figura 1.28.

Se constată că la intrarea în conducție a lui  $T$  energia disipată medie în tranzistor va fi:

$$W_{TD} = \int_{t_2}^{t_4} V_{CC} \frac{I_C}{t_r} (t - t_2) dt = \frac{V_{CC} I_C}{2 t_r} (t_4 - t_2)^2 \quad (1.39)$$

Se poate observa că pierderile prin comutație apar numai în intervalul  $t_2 - t_4$  definit prin relația:

$$t_4 - t_2 = t_r + t_{IRM} = t_r + \sqrt{\frac{2Q_S t_r}{I_C}} \quad (1.40)$$

unde  $Q_S$  este sarcina stocată în diodă.

Deci energia medie disipată în tranzistor la intrarea în conducție va fi:

$$W_{TD} = \frac{1}{2} V_{CC} I_C t_r \left(1 + \sqrt{\frac{2Q_S}{I_C t_r}}\right)^2 \quad (1.41)$$

La blocarea tranzistorului  $T$  există o disipare de putere numai între momentele  $t_{B2}$  și  $t_{B3}$  când  $V_{CE}$  crește, deci energia disipată la blocare va fi:

$$W_{TB} = \frac{1}{2} V_{CC} I_C t_r + \frac{1}{2} V_{FP} I_C t_{fr} \left(1 - \frac{t_{fr}}{3t_r}\right) \quad (1.42)$$

Valoarea medie a pierderilor totale prin comutație (deschiderea + blocarea) la frecvența de funcționare  $f$  se exprimă prin:

$$P_{tot} = f [W_{TD} + W_{TB}] = \frac{1}{2} f V_{CC} I_C t_r \left(1 + \sqrt{\frac{2Q_S}{I_C t_r}}\right)^2 + \frac{1}{2} f V_{CC} I_C t_r + \frac{1}{2} f V_{FP} I_C t_{fr} \left(1 + \frac{t_{fr}}{3t_r}\right) \quad (1.43)$$

Pe baza acestei relații, considerând următoarele date:  $f = 15$  KHz,  $V_{CC} = 300$  V,  $I_C = 15$  A,  $t_r = 0,3$   $\mu$ s,  $Q_S = 1,2$   $\mu$ C,  $Q_S' = 0,25$   $\mu$ C,  $t_f = 0,6$   $\mu$ s,  $V_{FP} = 40$  V,  $t_{fr} = 0,5$   $\mu$ s (pentru  $di/dt = 50$  A/ $\mu$ s), s-a calculat pierderile corespunzătoare tranzistorului și diodei rezultând o scădere substanțială a pierderilor în cazul utilizării unei diode rapide. Diferențele existente se explică prin faptul că în cazul diodei rapide, sarcina stocată este mai mică decât în cazul unei diode lente la aceeași intensitate a curentului direct. Modificările valorii supratensiunii  $V_{FP}$  față de  $V_{FP}'$  corespunde relației:

$$\frac{V_{FP}'}{V_{FP}} = \frac{Q_S'}{Q_S} \quad (1.44)$$

În concordanță cu această relație supracreșterea tensiunii

de colector de 40 V în cazul diodei lente este redusă la 8,33 V pentru dioda rapidă.

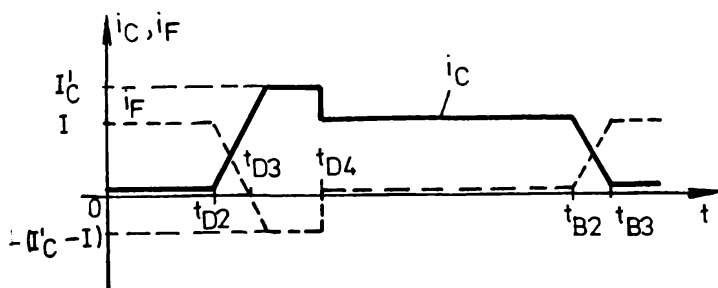


Figura 1.29.

Formele de variație ale mărimilor de interes în situația în care se utilizează o diodă rapidă sînt reprezentate în fig.1.29. Conform rezultatelor prezentate în tabelul 1.1. este necesar ca dioda de nul care comută împreună cu un tranzistor de putere pe o sarcină inductivă să fie o diodă rapidă pentru reducerea pierderilor totale prin comutație și micșorarea, supracroșterea tensiunii de colector.

TABELUL 1.1

CIRCUIT	PIERDERI TOTALE	PIERDERI DATORATE TRANZISTOR.	PIERDERI DATORATE DIODEI	OBSERVAȚII
$T, D_{RL}$ LENTA	52 W	30W	22 W	$I_{RM}$ MARE $V_{FP}$ MARE
$T, D'_{RL}$ RAPIDĂ	38W	30W	8W	$I_{RM}$ MICĂ $V_{FP}$ MICĂ

### 1.9. Folosirea combinațiilor de tranzistoare

Prin folosirea unor perechi de tranzistoare realizate în tehnologii diferite cum ar fi MOS și BIPOLAR se urmărește îmbinarea proprietăților favorabile ale acestora în scopul obținerii unor performanțe superioare. Combinând viteza de comutație ridicată și rezistență mare de intrare a tranzistoarelor MOS (CMOS, NMOS, VMOS etc. ...) cu avantajul valorii reduse a căderii de tensiune colector-emitor la saturație specifică tranzistoarelor bipolare s-au fabricat și sînt în utilizare curentă tranzistoarele BIMOS.

Montajul hibrid BIMOS a cărui configurație este prezentată în fig.1.30, prezintă avantajele corespunzătoare tranzistorului MOS și care explică folosirea acestuia la intrare, și anume: impedanță mare de intrare de ordinul  $10^8 \Omega$  permițînd reducerea puterii consumate în circuitul de comandă; timpii de comutație foarte reduși din cauza timpului de intrare în conducție  $t_d$  mic datorită capacității de intrare reduse permițînd o intrare rapi-

în conducție și timpului de stocare  $t_S$  a sarcinilor neglija-  
bil la blocarea tranzistorului.

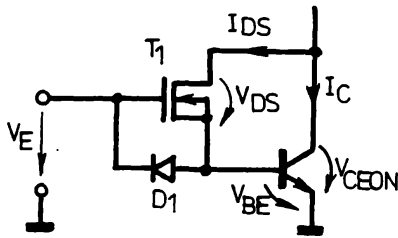


Figura 1.30.

În același timp montajul hibrid BIPMOS prezintă avantajele specifice tran-  
zistoarelor bipolare și care explică  
plasarea acestuia la ieșire: costul  
scăzut, căderi de tensiuni mici în  
conducție, deci pierderile scăzute  
și timpul de stocare scăzut datorită

funcționării tranzistorului bipolar într-o stare oversaturată.  
În serie cu joncțiunea bază-emitor a tranzistorului BIPMOS de pu-  
tere este conectată o diodă intrinsecă sursă-drenă  $D_1$  pentru a  
se permite trecerea unui curent invers prin circuitul bazei la  
comutarea inversă a tranzistorului. Cu tranzistoarele BIPMOS se  
pot comuta puteri mari (1000 V/160 A) cu frecvențe ridicate de  
funcționare (16 KHz) /77/, /19/, /68/, /36/.

O variantă actuală, care se bazează pe integrarea tranzis-  
torului BIPMOS o constituie tranzistorul de putere de tip I.G.B.T.  
respectiv module realizate cu aceste tranzistoare. Tranzistorul  
IGBT este o îmbinare monolitică a tranzistoarelor MOS și bipolar  
care combină mult mai bine avantajele celor două tranzistoare  
care intră în asociație. Această structură permite într-o măsură  
mai mare reducerea pierderilor în conducție datorită unei rezis-  
tențe reziduale mai reduse, precum și micșorarea puterii de co-  
mandă. Astfel se obține comutarea cu pierderi mici a unor pute-  
ri mari (1000 V/100 A) la frecvențe mai mari decât cea audibilă  
(20 KHz) /37/, /52/, /60/.

### 1.10. Concluzii

În acest capitol au fost sintetizate metodele și măsurile  
pentru reducerea pierderilor în comutația tranzistoarelor de  
putere; vizînd funcționarea acestora la solicitări termice, de  
curent și tensiune, care asigură o fiabilitate ridicată a echi-  
pamentelor din care acestea fac parte. În urma acestei sinteze  
rezultă următoarele cerințe care intervin în proiectarea și  
realizarea circuitelor de comandă:

- folosirea corectă și integrală a datelor furnizate de foile de  
catalog în condițiile reale de funcționare într-un anumit  
echipament a tranzistoarelor ;



- menținerea riguroasă a punctului de funcționare al tranzistorului în condițiile cele mai dificile de funcționare în suprafața delimitată de aria care garantează o funcționare sigură (AFS);
- stabilirea curentului de regim continuu al tranzistorului la o valoare  $I_{Csat}$  care este aproximativ jumătate din valoarea maximă admisă  $I_{CM}$ , fapt care permite funcționarea acestuia la cîștiguri de curent de valoare mai mare, îmbunătățește randamentul invertorului prin reducerea puterii consumate în circuitul de comandă și reducerea solicitării termice a acestuia.

O atenție deosebită trebuie acordată realizării cablării tranzistorului urmărindu-se reducerea valorilor inductanțelor parazite mai ales a acelor aferente circuitului de comandă care are o influență defavorabilă asupra proceselor de comutație și produce solicitări prin supratensiuni în cazul variațiilor rapide a mărimilor electrice.

Pentru reducerea pierderilor în comutație este deosebit de importantă utilizarea unui CFC corect proiectat care asigură în limitele absolut necesare limitarea vitezei de creștere a tensiunii colector-emitor la blocare și a vitezei de creștere a curentului de colector la intrarea în conducție a tranzistorului. În plus CFC permite folosirea unor tranzistoare cu o tensiune de susținere colector-emitor mai mică, deși mai ieftine, și cu o amplificare de curent mai mare. În această privință este valabilă relația  $V_{CEsat} = 0,8 V_{CC} / \beta$ . Principalele dezavantaje ale utilizării CFC sînt creșterea numărului de componente necesare și limitările ce intervin cu privire la durata minimă a conducției în scopul asigurării timpului necesar descărcării capacității  $C$ , respectiv necesitatea asigurării unui timp minim de blocare, suficient descărcării energiei înmagazinate în inductanța de limitare  $L$ . Aceste restricții duc la micșorarea frecvenței maxime de funcționare a echipamentului din care face parte tranzistoarele de putere.

Folosirea circuitelor de facilitare a comutației (CFC) cu recuperarea energiei înmagazinate (circuitele KNOLL) poate duce la creșterea randamentului instalației, însă aceste circuite se caracterizează printr-o dimensionare laborioasă și un cost ridicat datorită numărului mare de componente.

De altfel folosirea unui CFC nu este obligatorie, ea depinzînd de aportul pozitiv al acestuia în raport cu performanțele-

le cerute în aplicația propusă și de costul acestuia. În consecință producătorul de invertoare trebuie să facă un studiu prealabil pentru a evalua necesitatea CPC. În general pentru invertoarele care funcționează după principiul modulației impulsurilor în durată (MID), la frecvențe mari și puteri mici și medii se poate renunța total sau parțial la folosirea CPC. În legătură cu aceasta se adoptă numai un CPC la blocarea tranzistoarelor în cazul în care inductanțele parazite ale cablajului sînt considerate suficiente pentru reducerea efectului  $dI_C/dt$ . La puteri mari însă este indicată folosirea unui CPC atît la blocare cît și la deschiderea tranzistorului de putere în cazul în care acesta nu este supradimensionat.

Este de subliniat necesitatea utilizării diodelor rapide atît în cazul diodei de nul cît și în cazul diodelor aparținătoare CPC. Dioda de încărcare a condensatorului CPC este necesar să fie cu revenire progresivă.

În cazul utilizării tranzistoarelor de putere bipolare utilizarea diodei de antisaturație  $D_{AS}$  asigură reducerea timpilor de stocare  $t_g$  și de scădere  $t_f$ , ceea ce conduce la reducerea pierderilor în comutație.

Se manifestă tot mai mult tendința de folosire în aplicațiile care presupun tensiuni colector-emitor ridicate a tranzistoarelor BEMOS, care, pe lângă timpi de comutație reduși, asigură reducerea consumului energetic al circuitelor de comandă și simplificarea acestora.

Proiectarea și realizarea circuitelor auxiliare și de comandă ale tranzistoarelor de putere în conformitate cu considerentele de mai sus au o influență determinantă asupra funcționării corecte și fiabile a invertoarelor cu tranzistoare, asigurînd în bună măsură reducerea pierderilor în comutație și o folosire mai eficientă a comutatorului static.

Metodele și măsurile prezentate în acest capitol sînt valabile pentru orice convertor electroenergetic care folosește tranzistoarele de putere ca comutator static.

## CAPITOLUL 2

### 2. CIRCUITE DE PROTECȚIE ȘI COMANDA ÎN BAZĂ PENTRU INVERTOARE CU TRANZISTOARE

#### 2.1. Generalități

Fiabilitatea unui invertor cu tranzistoare depinde atât de concepția circuitului său de comandă în bază cât și de eficacitatea circuitelor de protecție care trebuie să asigure o bună funcționare a echipamentului în condițiile de funcționare extreme și protejarea lui la apariția unei eventuale avarii. Principali parametri supravegheați de circuitele de protecție sînt următorii:

- tensiunea colector-emitor  $V_{CE}$  a tranzistoarelor pentru obținerea unei acțiuni protectoare împotriva desaturării tranzistoarelor sau a suprațensiunilor accidentale;
- curentul de colector  $I_C$  prin tranzistoare în scopul păstrării permanente a acestui curent sub valoarea limită  $I_{CM}$ ;
- timpul minim de conducție  $\Delta t_{ONmin}$  care corespunde cu durata minimă a impulsurilor de comandă și care asigură descărcarea completă a condensatorului din componența CFC la deschiderea tranzistorului de putere;
- timpul minim de blocare  $\Delta t_{OFFmin}$  suficient pentru descărcarea completă a energiei înmagazinată în inductanța din componența CFC la blocarea tranzistorului de putere și tensiunile auxiliare de alimentare a circuitelor de protecție și comandă în bază a tranzistorelor de putere.

Se prezintă în continuare diferitele modalități de protecție împotriva unor eventuale avarii care ar putea distruge tranzistoarele de putere, circuitele de comandă în bază, atât în varianta cu componente discrete cât și în varianta integrată trecînd în revistă și problema multiplicității surselor de tensiune auxiliare pentru alimentarea acestor circuite.

## 2.2. Modalitățile de protecție la supratensiuni

### 2.2.1. Folosirea unei diode cu avalanșă controlată

Tranzistoarele de putere dintr-un invertor pot fi supuse la două tipuri diferite de supratensiuni: supratensiunile externe și supratensiunile interne.

Supratensiunile externe care pătrund prin sursa de tensiune continuă de alimentare pot fi minimizeze printr-o valoare cât mai mare a capacității de filtraaj /77/. Supratensiunile interne se datoresc inductanțelor de scăpări ale transformatoarelor de alimentare sau inductanțelor parazite  $L_p$  ale cablajului circuitului de putere. Când supratensiunile respective ating nivele mari care nu pot fi reduse la timp prin alte metode, se conectează câte o diodă cu avalanșă controlată  $D_{AC}$  în paralel cu fiecare tranzistor așa cum se arată în fig.2.1. în cazul unui invertor

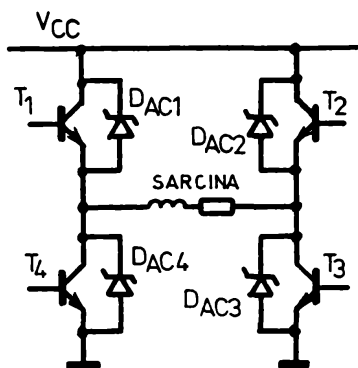


Figura 2.1.

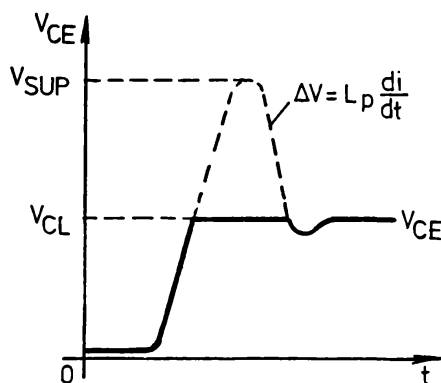


Figura 2.2.

monofazat în punte funcționând pe o sarcină inductivă.

Dioda cu avalanșă controlată se alege astfel încât tensiunea  $V_{CE}$  pe fiecare tranzistor nu poate depăși tensiunea maximă de limitare  $V_{CL}$  (Clamping voltage) a diodei care evident are o valoare mai mică decât  $V_{CEmax}$  /78/. În fig.2.2. se prezintă nivelul  $V_{SUP}$  pe care îl poate atinge tensiunea  $V_{CE}$  în cazul în care nu se folosește o diodă cu avalanșă controlată și nivelul  $V_{CL}$  la care este limitată tensiunea  $V_{CE}$  în cazul folosirii ei.

### 2.2.2. Folosirea diodei de recuperare

Se folosește dioda de recuperare pentru a evita regimul de curent întrerupt. Chiar dacă supratensiunile interne nu ating nivele prea mari este totuși necesar să se ia măsuri împotriva

supratensiunilor ce apar la comutarea curentului de sarcină de pe tranzistorul care se blochează pe dioda de recuperare conectată în paralel cu fiecare tranzistor din punte (fig.2.3.).

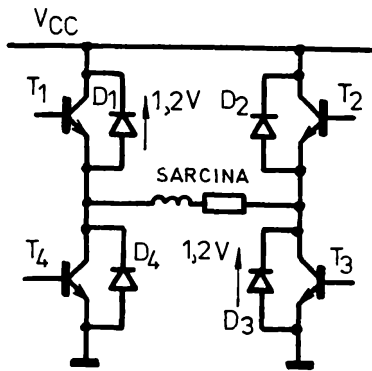


Figura 2.3.

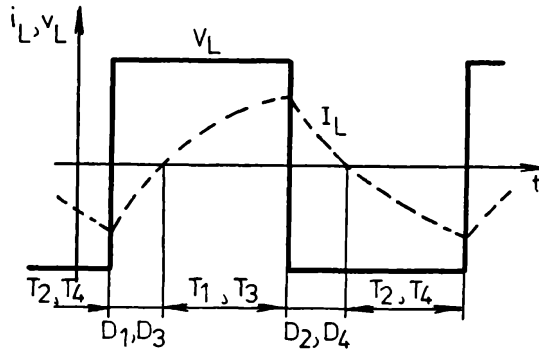


Figura 2.4.

În acest caz tensiunile emitor-colector ale tranzistoarelor  $T_1$  și  $T_3$ , de exemplu sînt limitate la 1,2 V cînd diodele  $D_1$  și  $D_3$  se deschid în urma blocării tranzistoarelor  $T_2$  și  $T_4$ . În fig. 2.4. se prezintă formele de undă ale tensiunii și curentului de sarcină din care rezultă că la o tensiune de sarcină  $V_L$  pozitivă, curentul prin diodele  $D_1$  și  $D_3$  se anulează, apoi se deschid tranzistoarele  $T_1$  și  $T_3$ . La blocarea tranzistoarelor  $T_1$  și  $T_3$  tensiunea  $V_L$  este negativă. În continuare se deschid tranzistoarele  $T_2$ ,  $T_4$  și așa mai departe.

### 2.3. Modalități de protecție la supracurent

Strategiile de limitare a unui eventual supracurent prin tranzistorul de putere au în vedere două etape: detectarea supracurentului cînd acesta depășește o limită prestabilită și reacția rapidă a circuitului de protecție care înlătură orice pericol de distrugere a tranzistorului prin blocarea cît mai rapidă a acestuia prin intermediul circuitului de comandă în bază.

Pentru detectarea supracurentului se pot folosi patru tipuri diferite de circuite: guntul, transformatorul de curent, sursa de curent și sesisorul simultan de tensiune bază-emitor și colector-emitor.

Suntul conectat în emitorul tranzistorului este arătat în fig.2.5. pentru un invertor monofazat în punte funcționînd pe o



sarcină inductivă. Singura problemă la acest tip de circuit apare la puteri mari unde guntul se dovedește incomod și neutilizabil din cauza puterii mari care se disipă pe el micșorând randamentul energetic al ansamblului. În schimb această metodă este eficientă și economică în domeniul puterilor mici și medii [77].

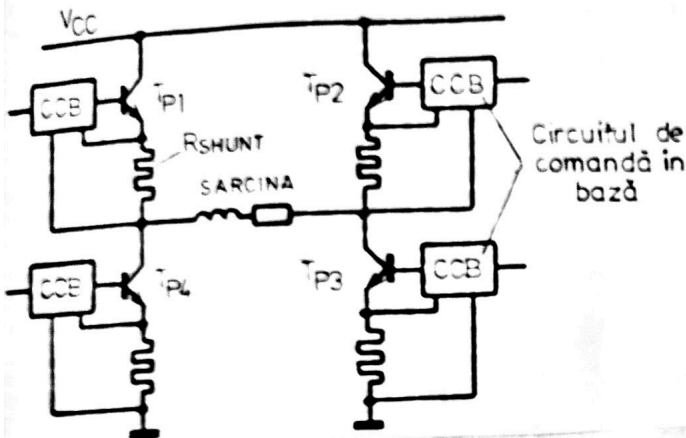


Figura 2.5.

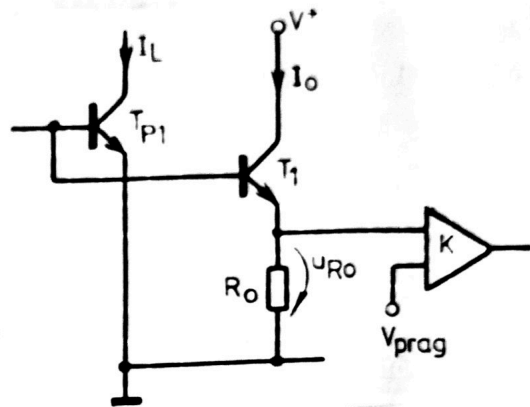


Figura 2.6.

Utilizarea transformatorului de curent în emitorul transistorului pentru detectarea supracurențelor prezintă avantajul unei puteri disipate mai reduse și al izolării galvanice, dar la curenți de valoare ridicată are un gabarit excesiv.

Folosirea sursei de curent cum este arătat în fig.2.6. constituie o îmbunătățire în ceea ce privește gabaritul care este considerabil redus și puterea disipată mult mai mică.

Curentul  $I_o$  care parcurge transistorul auxiliar  $T_1$  este mult mai mic decât curentul de sarcină  $I_L$  prin transistorul principal  $T_{P1}$  și se exprimă prin relația:

$$I_o = \frac{V_T}{R_o} \ln \frac{I_L}{I_o} \frac{I_{CS1}}{I_{CSP1}} \quad (2.1)$$

unde  $V_T = 26 \text{ mV}$  (la  $300^\circ\text{K}$ );  $I_{CS1}$  este curentul rezidual al transistorului auxiliar  $T_1$  iar  $I_{CSP1}$  este curentul rezidual al transistorului principal [55]. Când căderea de tensiune pe resistorul  $R_o$  atinge valoarea tensiunii de prag  $V_{prag}$  comparatorul comută producând inhibarea circuitului de comandă al transistorului principal. Acest circuit poate fi folosit la puteri mari, singurul dezavantaj fiind faptul că nu prezintă o izolare galvanică [57].

Sepizorul simultan de tensiune bază-emitor și colector-emitor mărește siguranța în funcționare și prezintă pierderi mi-

nime intrucît permite sesizarea simultană a potențialelor din joncțiunile bază-emitor și colector-emitor cum se poate vedea în fig.2.7. unde circuitul de comandă în bază primește un semnal de

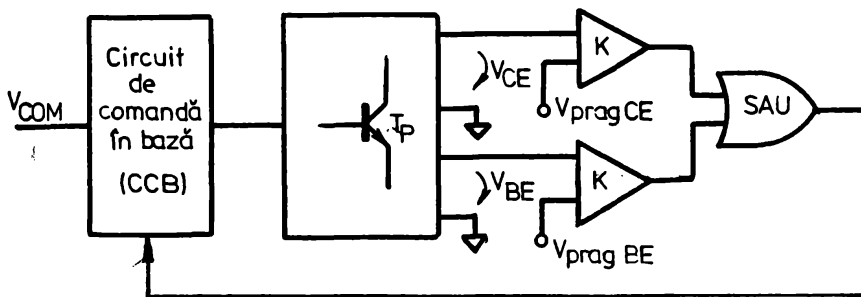


Figura 2.7.

avarie atât la creșterea tensiunii bază-emitor, la scurtcircuit, cât și la creșterea tensiunii colector-emitor

la desaturare. Sesizarea creșterii tensiunii bază-emitor face posibilă detectarea unui scurtcircuit existent de la prima intrare în conducție a tranzistorului de putere /48/.

În toate cele patru cazuri, după ce a fost detectat supra-curentul prin tranzistoare și pentru ca acesta să nu depășească limitele maxime admisibile, circuitele de protecție reacționează în general printr-un prag, două sau chiar trei praguri limită după cum urmează:

1. Folosirea circuitelor de protecție cu un singur prag de limitare se face mai ales la valori constante ale frecvenței și factorului de umplere ale impulsurilor de comandă, și în cazul acesta tranzistoarele sînt blocate de circuitul de protecție prin intermediul circuitului de comandă în bază după atingerea pragului limită unică.
2. Folosirea circuitului cu două praguri de limitare se poate face cînd frecvența de funcționare este constantă iar factorul de umplere este variabil. În acest caz, după atingerea primului prag de limitare circuitul de protecție reduce factorul de umplere  $F_u$  al impulsurilor de comandă la limita minimă admisă reducînd energia transmisă sarcinii. În cazul în care reducerea factorului de umplere nu a redus în suficientă măsură energia transmisă sarcinii, curentul prin tranzistor continuă să crească și atinge al doilea prag care determină blocarea tranzistorului de putere.
3. Utilizarea circuitelor de protecție cu trei praguri limită



este indicată la frecvențe de funcționare variabile și factor de umplere variabil. După ce primul prag, cel corespunzător reducerii factorului de umplere, nu a putut limita energia transmisă sarcinii, curentul prin tranzistoare  $I_L$  atinge al doilea prag în urma căruia circuitul de protecție procedează la o reducere a frecvenței impulsurilor de comandă cum este arătat în fig.2.8.

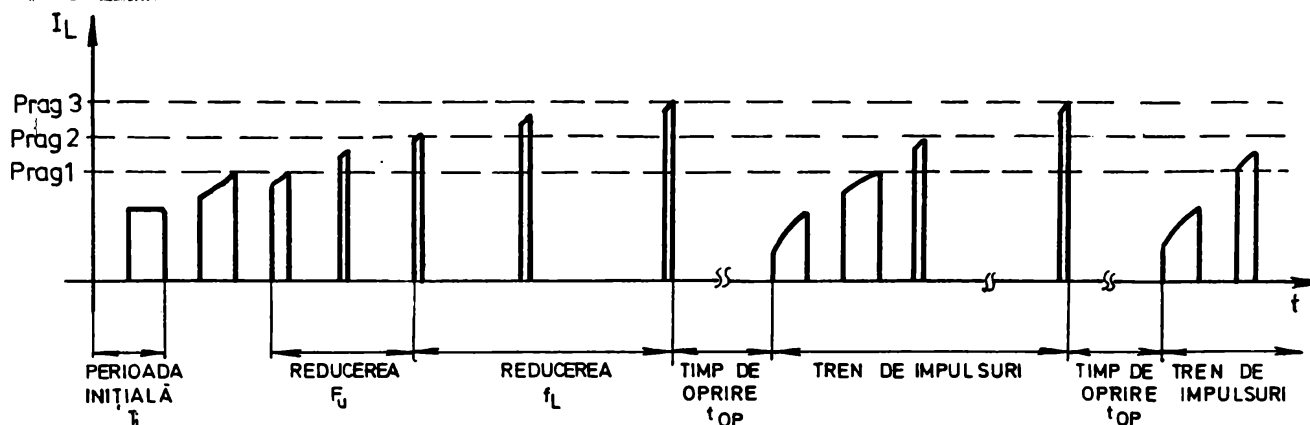


Figura 2.8.

unde se prezintă ciclul de protecție cu trei praguri diferite pentru care factorul de umplere inițial a fost de 50%. Al treilea prag limită este atins când reducerea frecvenței de funcționare  $f_L$  nu a dat rezultate scontate. În acest caz circuitul de protecție blochează tranzistoarele un timp  $t_{OP}$  pe durata căruia energia transmisă sarcinii este complet redusă. După trecerea intervalului de oprire al impulsurilor de comandă se reia circuitul de comandă de la început.

### 2.3.1. Protecția la scurtcircuitarea impedanței de sarcină

În majoritatea circuitelor de putere, cum este în cazul invertorului cu tranzistoare, modul de acțiune al protecției la scurtcircuit corespunde următoarelor trei faze:

I. În prima fază, imediat după scurtcircuit, curentul  $I_C$  prin tranzistor crește în raport cu o viteză de variație  $dI_C/dt$  care depinde de inductanțele parazite  $L_p$  ale cablajului și atinge o valoare  $I_{SC}$  care depinde de câștigul tranzistorului de putere conform relației:

$$I_{SC} = \beta_{SC} I_B \quad (2.2)$$

II. În a doua fază curentul  $I_{SC}$  se menține un timp  $t_R$  care corespunde timpului de reacție care se scurge între detecția

scurtcircuitului și intervenția circuitului de protecție. Pe această durată tranzistorul trebuie să disipe o putere mare corespunzătoare produsului dintre curentul de scurtcircuit și tensiunea mare colector-emitor care apare la bornele lui.

III. În a treia fază circuitul de protecție intervine prin blocarea tranzistorului. La blocarea acestuia variația rapidă  $dI_{SC}/dt$  duce la apariția supratensiunii  $\Delta V_{SC}$  datorită inductanțelor parazite ale cablajului, ceea ce poate produce distrugerea tranzistoarelor într-un timp destul de scurt. Valoarea supratensiunii apărute se exprimă prin relația:

$$\Delta V_{SC} = L_p \frac{dI_{SC}}{dt} = \Delta V_N \frac{I_{SC}}{I_C} \quad (2.3.)$$

unde  $\Delta V_N$  este valoarea supratensiunii în regim normal de funcționare și  $\Delta V_{SC}$  este valoarea acesteia în regim de scurtcircuit. Formele de undă ale curentilor și tensiunilor corespunzătoare

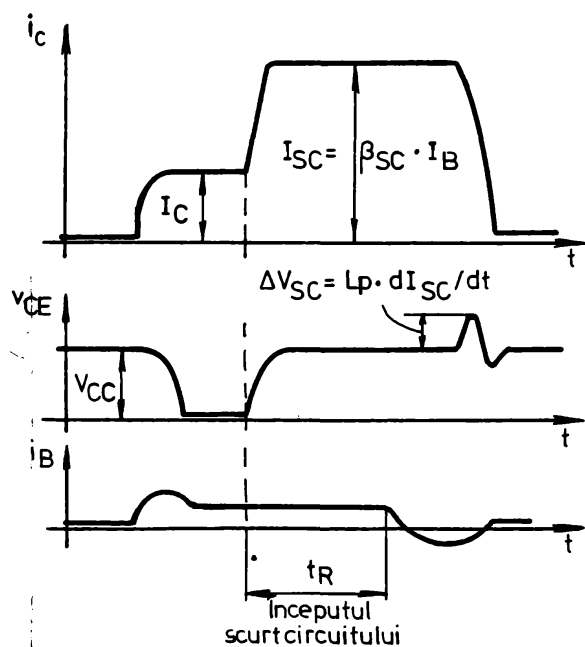


Figura 2.9.

celor trei faze sînt prezentate în fig.2.9.

Din relația (2.3) reiese că valoarea supratensiunii  $\Delta V_{SC}$  este cu atît mai mare cu cît inductivitatea parazită a cablajului  $L_p$  și valoarea curentului de scurtcircuit  $I_{SC}$  sînt mai mari. Siguranța în funcționare a tranzistorului de putere este în strînsă dependență de modalitatea în care se face comanda acestuia.

Din acest punct de vedere

se deosebesc modurile de comandă, cu sau fără polarizare inversă a joncțiunii bază-emitor pe durata blocării.

Dacă tranzistorul funcționează fără polarizarea inversă a joncțiunii bază-emitor, regim mai puțin folosit datorită pierderilor prin comutație pe care le introduce, tranzistoarele de putere pot suporta supracurenți importanți fără avarie dacă sînt respectate următoarele condiții /19/:

Durata supracurentului să fie cît mai mică posibilă (con-

form datelor de catalog) pentru a evita o încălzire excesivă a joncțiunii tranzistoarelor.

Aria de funcționare sigură (AFS) în regim de supracurent accidental să fie respectată în ceea ce privește tensiunea maximă admisibilă  $V_{CE0SUB}$  între colector și emitorul tranzistorului și curentul maxim admisibil  $I_{CM}$ .

Supracurentul prin tranzistor nu trebuie să se repete dacă temperatura joncțiunii acestuia nu a coborât semnificativ la  $t_j < 125^{\circ}C$ .

Numărul total al suprasolicitărilor la scurtcircuit suportat de tranzistor pe durata lui de viață nu trebuie să depășească 3000, deoarece peste acest număr pot apare modificări ireversibile în structura cristalului semiconductor.

În cazul în care tranzistorul funcționează în regim de polarizare inversă, în afară condițiilor sus menționate punctul de funcționare PF nu trebuie să pătrundă în zona interzisă hăgurată

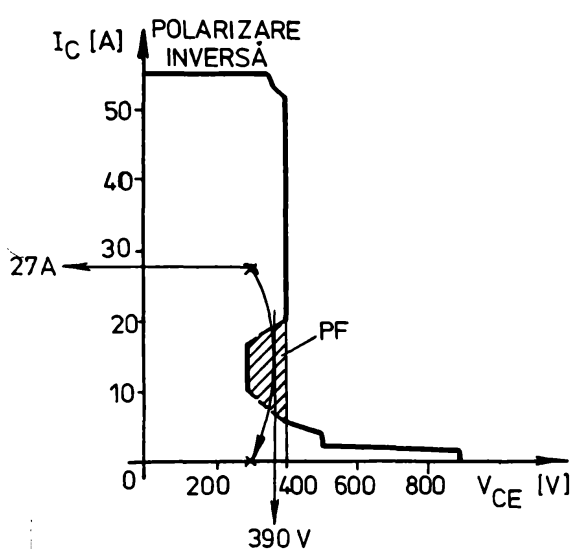


Figura 2.10.

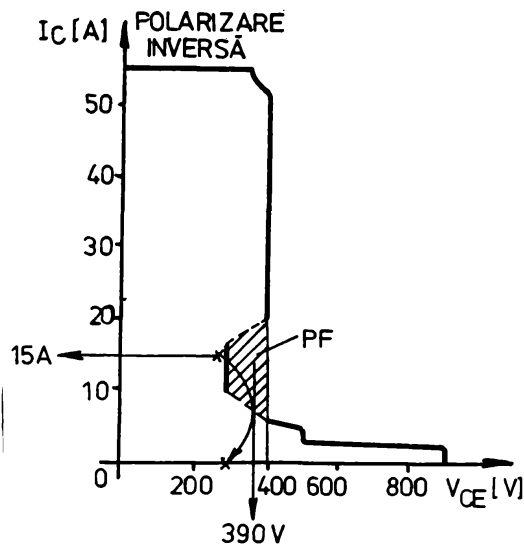


Figura 2.11.

ariei de funcționare sigură a tranzistorului prin segmentul arătat cu linie continuă, cum este prezentat în fig.2.10. în cazul tranzistorului BUX 48. În schimb el poate traversa această zonă prin cele două segmente de dreaptă arătate cu linie întreruptă așa cum se prezintă în fig.2.11.

Această zonă interzisă dispăre însă dacă blocarea tranzistorului se face de la o stare cvasisaturată prin folosirea unei diode de antisaturație. Din figurile 2.10. și 2.11. se desprind

următoarele situații paradoxale:

Pentru o aceeași inductanță parazită a cablajului și deci o aceeași suprațensiune produsă, pericolul de distrugere a transistorului de putere este mai mare când blocarea lui rapidă se face de la un curent de scurtcircuit mai mic, în jurul valorii  $I_{SC} = 15$  A, decît cînd blocarea lui se face de la un curent mai mare,  $I_{SC} = 27$  A.

La un curent mult mai mare, de ordinul  $I_{SC} = 50$  A, suprațensiunea  $\Delta V_{CE}$  care se adaugă peste tensiunea de alimentare  $V_{CE}$  crește ducînd evident la distrugerea transistorului deoarece punctul de funcționare se alege complet din afara celui care se poate observa în fig.2.12. În acest caz tensiunea colector-emitor a transistorului se exprimă prin relația:

$$V_{CE} = V_{CE} + \Delta V_{CE} \quad (2.4)$$

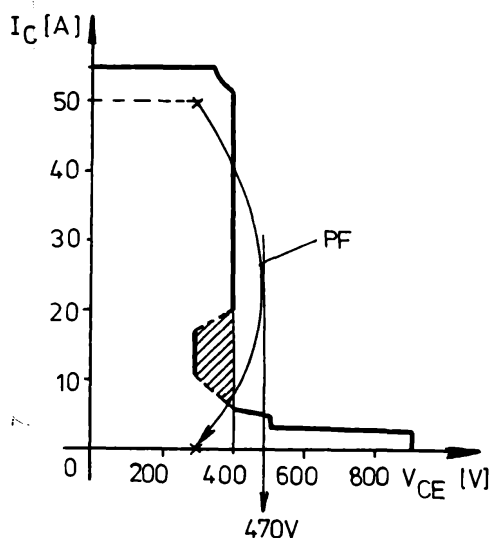


Figura 2.12.

Pentru că această tensiune nu depășește valoarea maximă admisibilă, se impune folosirea diodelor cu avalanșă controlată prin care se limitează această tensiune sau se aleg tranzistoare cu o valoare corespunzătoare a tensiunii maxime colector-bază.

### 2.3.2. Protecția împotriva curentului invers la invertare în curent

În un invertor în curent energia înmagazinată în sarcina inductivă poate fi la un moment dat cedată condensatorului de filtrare  $C_f$ , cum se arată în fig.2.13. Aceasta se petrece la deschiderea diodelor  $D_1$  și  $D_3$  în timp ce tranzistoarele  $T_1$  și  $T_3$  sînt blocate, tranzistoarele  $T_2$  și  $T_4$  blocîndu-se la rîndul lor după ce au condus.

Prin deschiderea diodelor  $D_1$  și  $D_3$  se protejează tranzistoarele  $T_1$  și  $T_3$  împotriva curentului invers de sarcină  $I_L$  care ar trece prin ele încălzînd condensatorul  $C_f$ . Într-această neto-

dă de protecție nu este sigură pentru că datorită diodei  $D_1$  de exemplu între emitorul și colectorul tranzistorului  $T_1$  apare o cădere de tensiune de aproximativ  $1,2\text{ V}$ , care este suficient de mare pentru a produce deschiderea joncțiunii bază-colector. În acest caz tranzistorul  $T_1$  se va deschide conducând concomitent cu  $D_1$  o parte din curentul invers  $I_L$  ceea ce duce la apariția unor purtători de sarcină în  $T_1$ . În consecință, la deschiderea tranzistoarelor  $T_4$  și  $T_2$  și cu ajutorul purtătorilor de sarcină apăruiți în urma trecerii curentului invers  $I_L$ , un supracurent  $I_{SUP}$  va trece prin  $T_1$  și  $T_4$  cum se arată în fig.2.14., ca urmare pierderile prin comutație cresc considerabil și tranzistorul  $T_1$  care trebuia normal să fie blocat se redeschide la deschiderea lui  $T_4$  și se poate distruge. Protejarea efectivă a celor patru tranzistoare din punte împotriva acestui fenomen se poate asigura prin trei metode diferite:

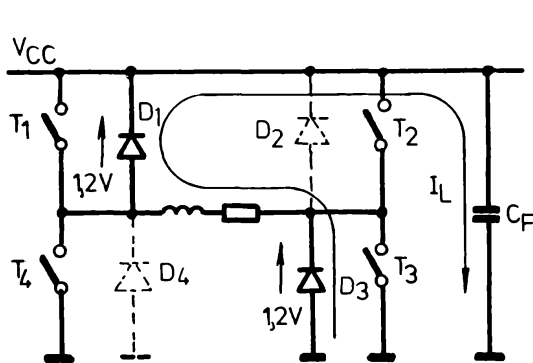


Figura 2.13.

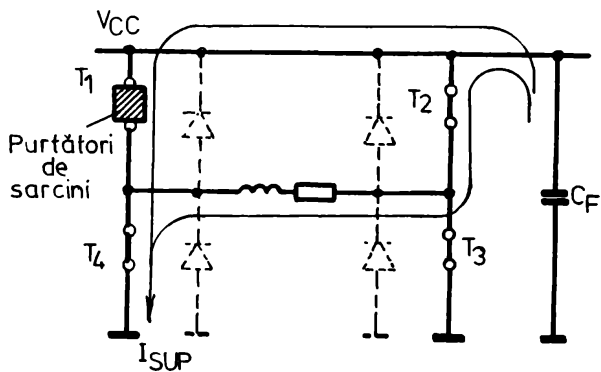


Figura 2.14.

Polosirea circuitelor de facilitare a comutației RDL la intrarea în conducție a tranzistoarelor de putere care limitează viteza de creștere  $dI_{SUP}/dt$ .

Conectarea în serie cu colectorul sau emitorul fiecărui tranzistor a unei diode de protecție  $D_p$  cum se arată în /77/, dar prezența diodei crește sensibil pierderile de putere și gabaritul radiatorului, dioda fiind parcursă de un curent egal cu cel nominal atunci când  $T_1$  conduce.

Polarizarea negativă a joncțiunii bază-emitor la blocarea fiecărui tranzistor din punte cum se arată în fig.2.16. aduce o deplină satisfacție. În această situație joncțiunile bază-emitor

și bază-colector ale tranzistorului rămân blocate evitând apari-

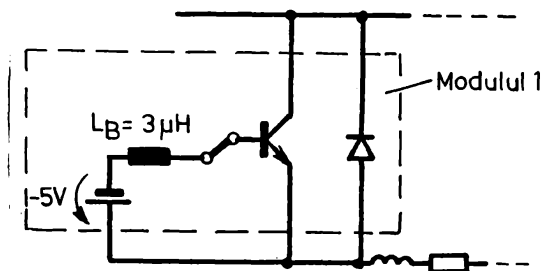


Figura 2.16.

a curentului invers al bazei și asigurând unei forme optime al acestuia corespunzătoare reducerii pierderilor prin comutație.

ția curentului invers prin aceasta. Ceea ce constituie unul din avantajele polarizării inverse a joncțiunii bază-emitor a tranzistoarelor de putere pe lângă avantajul reducerii pierderilor prin comutație. Rolul inductanței  $L_B$  din aceeași figură este de a limita viteza de variație

#### 2.4. Circuite de comandă în bază pentru invertoare cu tranzistoare

Circuitele de comandă în bază, pe lângă comanda optimizată a tranzistoarelor de putere în vederea reducerii atât a pierderilor prin comutație mai îndeplinește următoarele două funcții:

Asigurarea unei protecții active decentralizate a tranzistoarelor prin folosirea unor proprietăți autoprotectoare și de autoreglare implementate împotriva supratensiunilor și supracurenților care pot apărea în diferite etape ale funcționării inverterului.

Asigurarea unei separări galvanice între circuitul de comandă principal (logica de comandă) și circuitul de putere prin folosirea optocuploarelor sau transformatoarelor de separare.

##### 2.4.1. Protecția activă decentralizată a tranzistoarelor de putere

Există în general două tipuri de protecție a tranzistoarelor de putere dintr-un inverter:

Protecția pasivă, care participă la protejarea tranzistoarelor prin elemente de circuit care au rolul de a absorbi energia corespunzătoare unor perturbări sau de a reduce disipația de putere a tranzistoarelor în comutație, dar care nu pot reacționa eficient în caz de avarie.

Protecția activă, care participă în mod direct la procesul



de protejare prin detectarea unei avarii și blocarea într-un timp cât mai scurt a tranzistoarelor de putere.

Protecția activă se realizează prin circuitele de comandă în bază având proprietăți autoprotectoare și de autoreglare precum și prin circuitele care limitează supraîncălzirea prin detectarea depășirii unor praguri de protecție conform descrierii anterioare și care pot asigura o protecție centralizată sau descentralizată. În cazul protecției active centralizate toate informațiile despre parametri care trebuie supravegheați sînt monitorizate de un singur procesor central de protecție (PCP) în timp ce

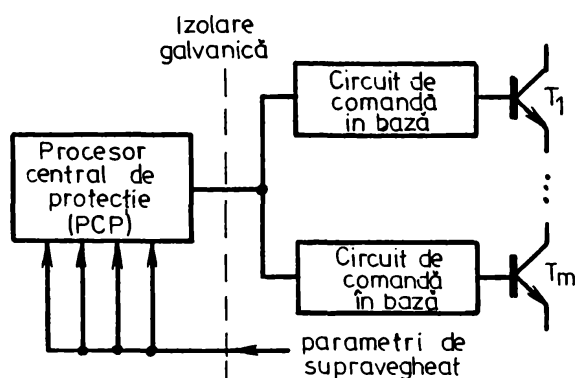


Figura 2.17.

circuitele de comandă în bază a tranzistoarelor nu au funcții protective așa cum rezultă și din fig.2.17.

În ultimul timp, necesitatea realizării unor protecții sigure a făcut ca numărul parametrilor supravegheați de PCP să

crească considerabil, ceea ce a determinat creșterea complexității și a costului acestuia. Din acest motiv există o tendință de descentralizare a sistemului de protecție prin supravegherea parametrilor esențiali la nivelul fiecărui circuit pentru comanda în bază. Astfel protecția se realizează mai simplu și la un preț de cost mai redus datorită folosirii unor circuite cu componente discrete sau integrate pe scară medie dedicate acestui scop. Configurația unei protecții descentralizate se prezintă în fig.2.18.

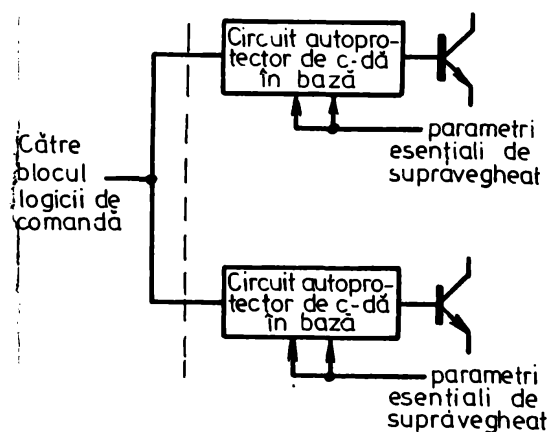


Figura 2.18.

O astfel de soluție permite degrevarea procesorului central de un număr mare de funcții asigurând utilizarea mai eficientă a acestuia. Dintre circuitele integrate care îndeplinesc aceste funcții fac parte și circuitele driver UAA 4002 și respectiv UAA 4006



realizate de firma SGS-THOMSON. Aceste circuite permit gruparea funcțiilor de comandă optimizată și de protecție descentralizată într-un singur modul autonom corespunzător fiecărui tranzistor în parte asigurând și posibilitatea separării galvanice față de logica de comandă.

#### 2.4.2. Separarea galvanică între logica de comandă și circuitul de putere

Pentru reducerea sensibilității la semnalele electrice parazite ce pot fi introduse prin circuitele de alimentare sau prin cele de putere care funcționează în comutație, este necesară separarea galvanică între blocul logicii de comandă și circuitul de putere. Datorită acestui fapt logica de comandă și circuitul de comandă în bază folosesc surse de alimentare separate și izolate. Circuitul folosit pentru a asigura separarea galvanică se alege după durata maximă a impulsurilor de comandă furnizate de blocul logicii de comandă.

Pentru variații în limitele reduse a duratei impulsurilor se poate folosi un simplu transformator de impulsuri proiectat corespunzător.

Pentru variații în limite mai largi a duratei impulsurilor de comandă se folosesc optocuploare /77/.

#### 2.4.3. Circuitul autoreglat cu componente discrete pentru comandă optimizată în bază și protecție descentralizată

Configurația modernă a unui circuit de comandă în bază cu componente discrete arată ca în fig.2.19. unde tranzistoarele  $T_1$  și  $T_2$  funcționează în contratimp.

Cînd tranzistorul  $T_4$  conduce, tranzistoarele  $T_3$  și  $T_1$  conduc la rîndul lor ceea ce duce la deschiderea tranzistorului  $T_p$ . În acest caz sînt valabile următoarele relații:

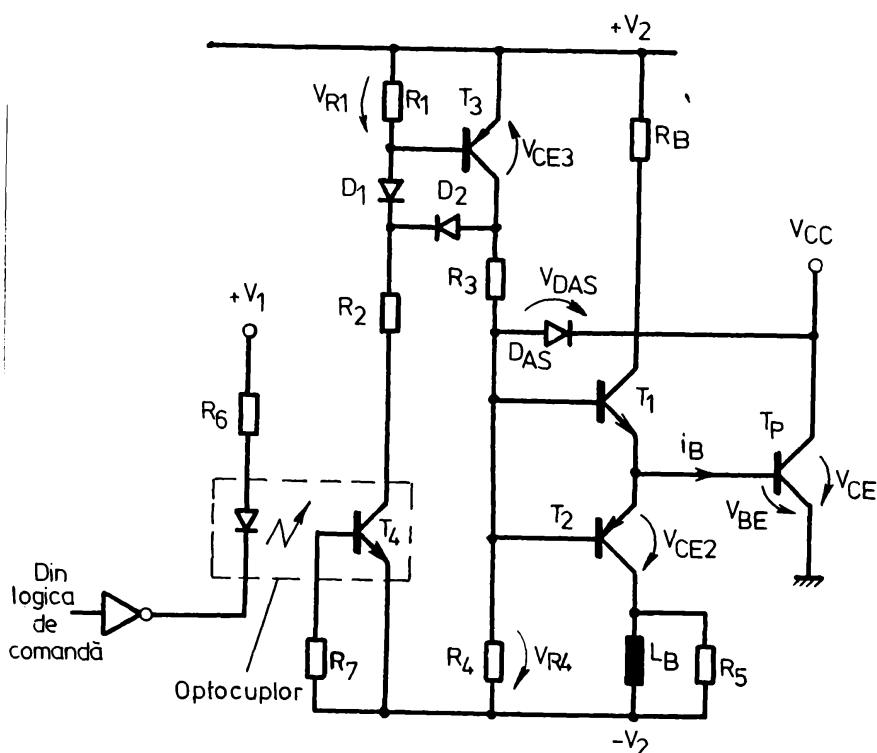
$$i_B > \frac{i_C}{\beta} \quad (2.5)$$

$$V_2 = V_{CE1} + i_B R_B + V_{BE} \quad (2.6)$$

$$R_B < \frac{\beta}{i_C} (V_2 - V_{BE} - V_{CE1}) \quad (2.7)$$

Prin prezența diodei de antisaturație  $D_{AS}$  tranzistorul  $T_p$

conduce în regim cvasisaturat reducându-se pierderile prin comutație. Această diodă reglează automat curentul de bază la valoarea corespun-



zătoare cvasisaturății. În acest caz tensiunea colector-emitor se menține la o valoare determinată prin relația:

$$V_{CE} = V_{BE1} + V_{BE} - V_{DAS} > V_{CEsat} \quad (2.8)$$

În această situație se măresc într-o oarecare măsură

Figura 2.19.

pierderile prin conducție, dar pierderile prin comutație scad considerabil datorită reducerii timpului de stocare  $t_3$ . Menținerea tranzistorului  $T_3$  în stare cvasisaturată cu ajutorul diodelor  $D_1$  și  $D_2$  contribuie de asemenea la reducerea duratei proceselor de comutație. Se poate observa că:

$$V_{CE3} \geq V_{R1} \approx \frac{2V_2 R_1}{R_1 + R_2} > V_{CE3sat} \quad (2.9)$$

Blocarea tranzistorului  $T_4$  conduce la blocarea tranzistoarelor  $T_1$ ,  $T_3$  și  $T_p$ . În acest caz conduce  $T_2$  iar joncțiunea bază-emitor a tranzistorului  $T_p$  este polarizată invers la tensiunea  $-V_2$ . Inductanța  $L_B$  limitează panta curentului invers de bază  $i_B$ , stabilind o viteză optimă de variație a acestui curent conform relației:

$$di_B/dt = -V_2/L_B \quad (2.10)$$

Folosirea unei inductanțe  $L_B$  de o valoare potrivită pentru a stabili viteza  $-di_B/dt$  optimă, adică cea care introduce pierderi minime prin comutație este strict necesară, întrucât în cazul în care viteza de variație este prea mare la blocarea tranzistorului  $T_p$ , scăderea curentului de colector întârzie și blocarea

tranzistorului se face în prezența unui curent de colector de valoare mare crescându-se sensibil timpul de scădere a curentului de colector  $t_p$  deci și pierderile prin comutație. De asemenea, o viteză  $- di_p/dt$  prea mică duce la creșterea timpilor de comutație, deci și a pierderilor. Circuitul de comandă prezentat poartă denumirea de circuit autoreglat de comandă în bază. Optocuplorul

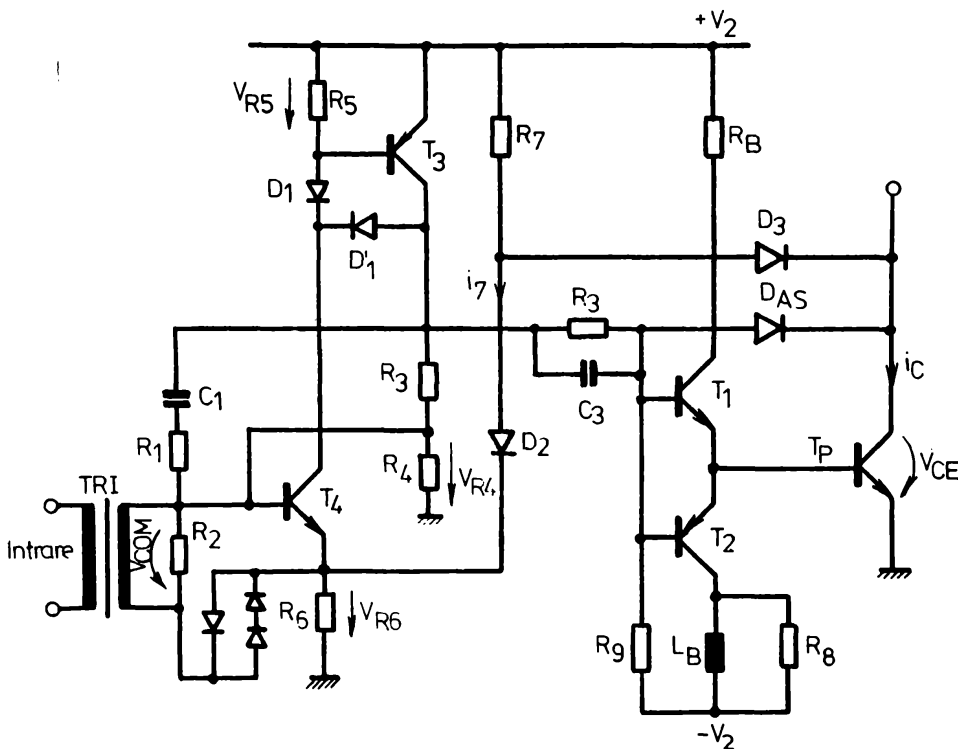


Figura 2.20.

scurtcircuit al sarcinii. Configurația unui astfel de circuit este arătată în fig.2.20.

Protecția la supracurent funcționează în felul următor: impulsul pozitiv de comandă  $V_{COM}$  obținut de la transformatorul de impulsuri TRI care asigură și izolare galvanică, deschide prin intermediul circuitului de derivare  $R_1C_1$  tranzistoarele  $T_4$  și  $T_3$  asigurînd și conducția tranzistoarelor  $T_1$  și  $T_p$ . La apariția unui supracurent  $I_C$ , tensiunea  $V_{CE}$  crește iar dioda  $D_3$  se blochează pentru  $V_{CE} > V_{R6}$ . În acest caz curentul  $i_7$  crește și cînd  $V_{R6}$  devine mai mare decît  $V_{R4}$ , tranzistorul  $T_4$  se blochează, ceea ce duce concomitent la blocarea tranzistoarelor  $T_3$ ,  $T_1$  și  $T_p$  și la intrarea în conducție a tranzistorului  $T_2$ . În această situație tensiunea  $V_{R6}$  este dată de relația:

din schemă asigură separarea galvanică între circuitul de putere și logica de comandă. Circuitul din fig.2.19. devine în același timp autoprotector dacă 1 se aduc unele modificări în sensul asigurării automate a tranzistorului de putere  $T_p$  la apariția unui

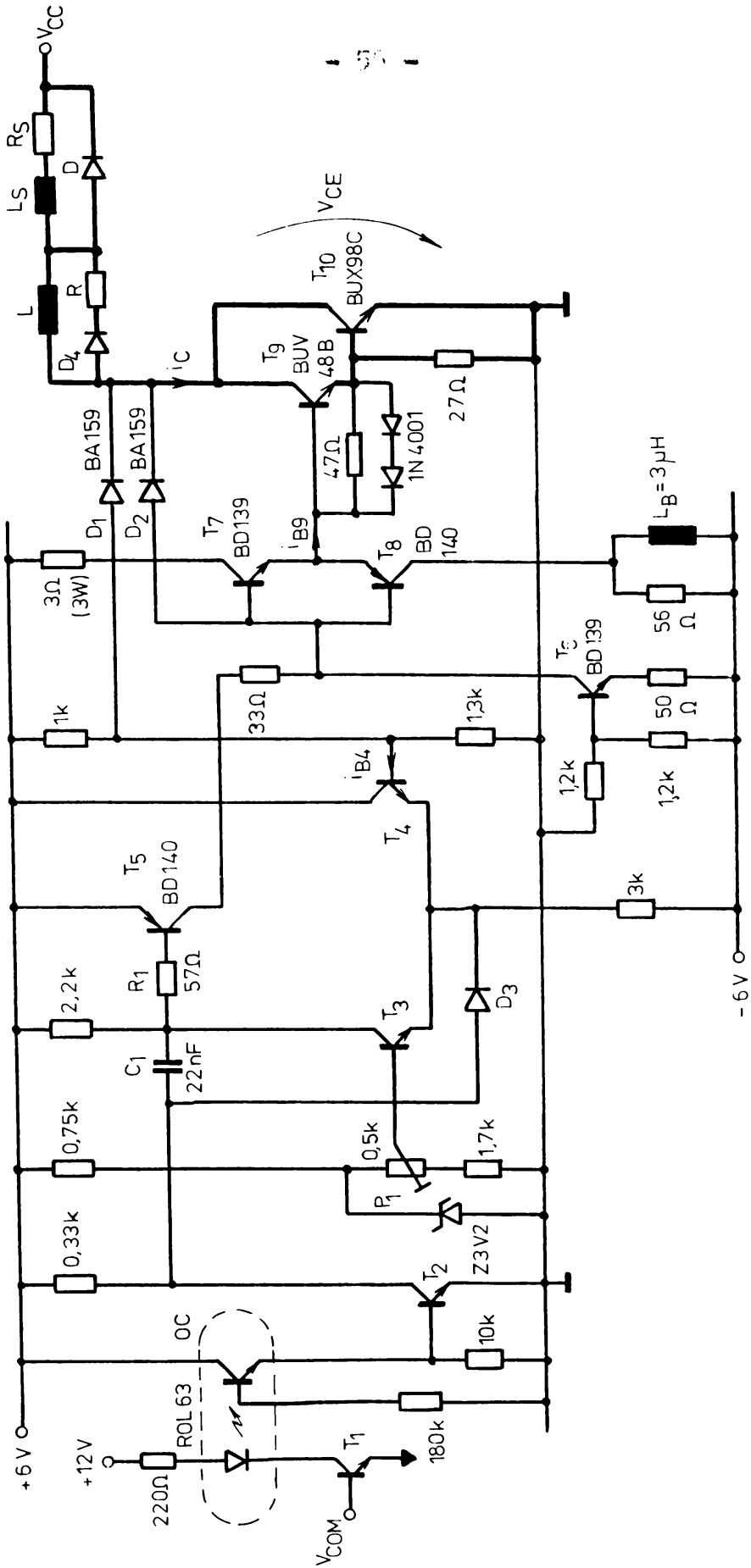


Figure 2.21.

$$V_{R6} = \frac{R_6}{R_6 + R_7} (V_2 - V_{D2}) \quad (2.11)$$

În fig.2.21. este prezentat un circuit de comandă și protecție decentralizată elaborat de autor care prezintă următoarele avantaje față de circuitele cunoscute: posibilitatea de reglare a nivelului de sesizare a desaturării tranzistorului de putere folosind  $P_1$ ; sensibilitate crescută datorată măririi amplificării în bucla de sesizare; viteza de reacție sporită și o compensare termică a pragului de acționare datorită folosirii etajului diferențial  $T_3 - T_4$ .

Cînd tranzistorul  $T_1$  conduce, prin intermediul optocuplurului se blochează dioda  $D_3$  și se deschid tranzistoarele  $T_2$ ,  $T_5$  și  $T_7$ . În acest caz tranzistoarele  $T_9$  și  $T_{10}$  conduc. Dioda  $D_2$  menține tranzistoarele  $T_9$  și  $T_{10}$  într-o stare cvazisaturată asigurînd reglarea curentului de bază  $I_B$  conform relației:

$$V_{CE} = -V_{D2} + V_{BE7} + V_{BE9} + V_{BE10} \approx V_{BE9} + V_{BE10} > V_{CEsat} \quad (2.12)$$

Dacă tensiunea  $V_{CE}$  crește, dioda  $D_1$  se blochează. În consecință, tranzistorul  $T_4$  se deschide ceea ce asigură blocarea tranzistoarelor  $T_3$  și  $T_5$  precum și a tranzistoarelor de putere  $T_9$  și  $T_{10}$ .

Circuitul de derivare  $R_1 - C_1$  este folosit pentru protejarea tranzistoarelor de putere la pornirea funcționării circuitului de comandă întrucît furnizează un scurt impuls pentru testarea intrării corespunzătoare în conducție a tranzistoarelor  $T_9$  și  $T_{10}$ . În cazul în care la aplicarea impulsului de comandă nu se manifestă o avarie, tranzistoarele intră în conducție iar dioda  $D_2$  le menține într-o stare cvazisaturată. În cazul în care tranzistoarele de putere intră în conducție în prezența unui scurtcircuit, dioda  $D_1$  rămîne blocată, ceea ce duce la intrarea în conducție a tranzistorului  $T_4$  concomitent cu menținerea în stare blocată a tranzistorului  $T_3$ , în concordanță cu pragul de desaturare fixat cu ajutorul potențiometrului  $P_1$ . În acest caz tranzistoarele  $T_5$  și  $T_7$  precum și tranzistoarele  $T_9$  și  $T_{10}$  se blochează evitîndu-se distrugerea acestora. Constanta de timp  $\tau_1 = R_1 C_1$  a fost dimensionată pentru a furniza un impuls de pornire cu o durată suficient de mare pentru a permite intrarea în conducție a tranzistoarelor  $T_9$  și  $T_{10}$ , dar în același timp suficient de scurtă pentru a evita distrugerea tranzistoarelor

$T_9$  și  $T_{10}$ .

În fig.2.22 se prezintă formele de undă obținute cu ocazia testării circuitului de comandă conceput la scurtcircuitarea

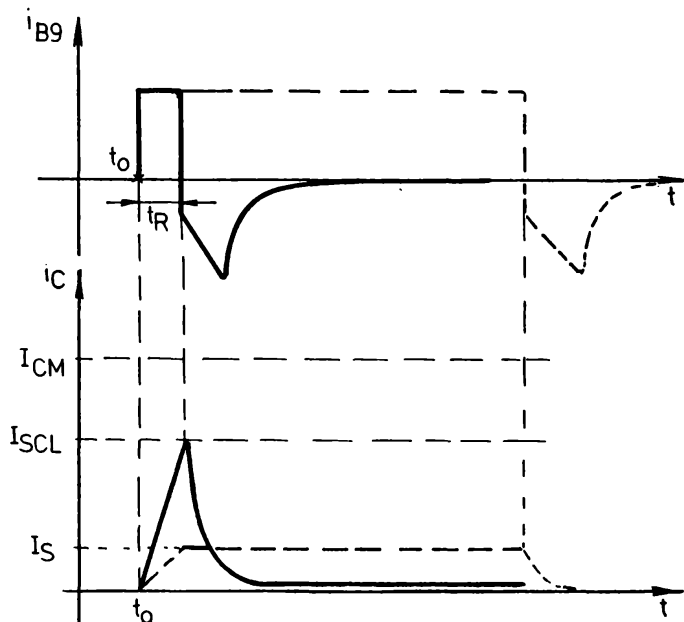


Figura 2.22.

sarcinii inductive  $L_3 - R_G$ . În acest caz tranzistoarele de putere funcționează în regim de scurtcircuit un timp scurt de reacție  $t_R = 2 \dots 3$   $\mu s$  de la intrarea lor în conducție, timp după care se obține blocarea lor. În acest timp curentul de colector  $I_C$  crește la valoarea  $I_{SCL}$  a curentului de scurtcircuit de limitare dată prin relația următoare:

$$I_{SCL} \approx \frac{V_{CC}}{L} t_R \quad (2.13)$$

cea ce evită ieșirea punctului de funcționare al tranzistoarelor de AFS. Conform fig.2.21. formele de unde a curentului de bază  $i_B$  și a curentului de colector  $i_C$  în caz de funcționare normală adică fără scurtcircuit sînt reprezentate în linie întreruptă.

Aceste trei circuite prezentate pun problema multiplicității surselor auxiliare pentru alimentarea circuitelor de comandă în bază (CCB). Polarizarea negativă a tranzistoarelor de putere în timpul blocării lor și necesitatea de a izola între ele sursele de tensiune auxiliară pentru circuitele de comandă în bază a fiecărui tranzistor din componența unui inverter impune folosirea a două surse de tensiune auxiliare: una pozitivă și cealaltă negativă. Se observă că numărul surselor de tensiune auxiliare crește cu numărul circuitelor de comandă în bază deci și a tranzistoarelor care urmează a fi comandate în cadrul unui inverter.

În cazul unui inverter monofazat în punte H, exceptînd sursele destinate alimentării circuitului de putere și a logicii

de comandă, sînt necesare șase surse de tensiune auxiliare de

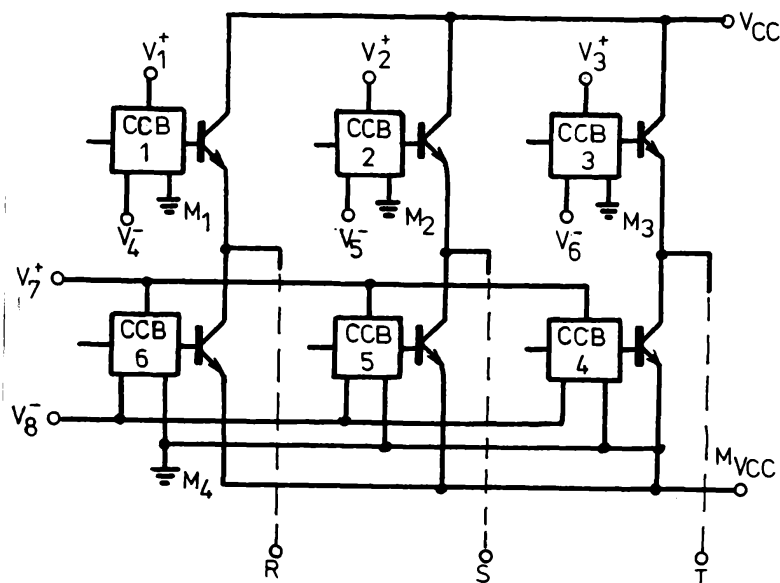


Figura 2.23.

alimentare (trei surse pentru tensiunile pozitive și trei pentru cele negative). Aceasta corespunde folosirii a trei surse duble stabilizate, izolate galvanic între ele. În cazul unui invertor trifazat este necesar un număr de opt surse auxiliare așa cum se arată în fig.2.23.

Acest număr mare de

surse de tensiune auxiliare constituie o problemă atât din punctul de vedere al costului instalației, al gabariturii, al greutateii cât și din punctul de vedere al izolării care trebuie să existe între aceste surse. În consecință, pentru unele aplicații industriale se poate realiza o sursă de alimentare avînd un singur transformator funcționînd la frecvența rețelei (50 Hz) prevăzut cu mai multe înfășurări secundare. Dar o astfel de soluție se caracterizează prin dezavantajul unui număr mare de spire pe volt necesare obținerii fiecărei tensiuni de ieșire și în consecință și prin valoarea mare a capacității parazite dintre înfășurările aparținătoare circuitelor de comandă ale diferitelor tranzistoare de putere. Aceste capacități pot influența defavorabil funcționarea invertorului. Situația este mult îmbunătățită dacă se utilizează o sursă multiplă în comutație, caz în care datorită frecvențelor de funcționare ridicate (30 ... 100 KHz) numărul de spire pe volt se reduce substanțial, deci și valoarea capacităților parazite dintre înfășurări [77]. În scopul reducerii numărului de surse de alimentare folosite, în unele cazuri există posibilitatea utilizării unor circuite pentru comanda în bază alimentate de la o singură sursă. În acest caz printr-o modificare structurală a circuitului de comandă se poate asigura polarizarea cu o tensiune negativă a joncțiunii bază-emitor fără a mai folosi o sursă de tensiune negativă. Prin aceasta se redu-



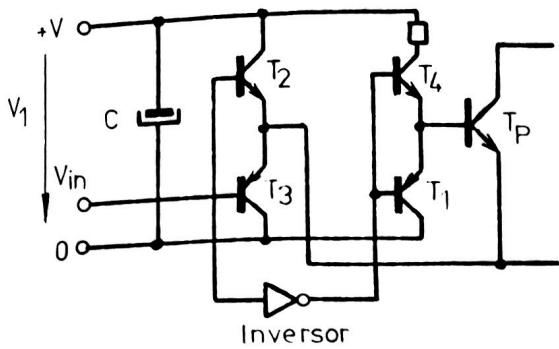


Figura 2.24.

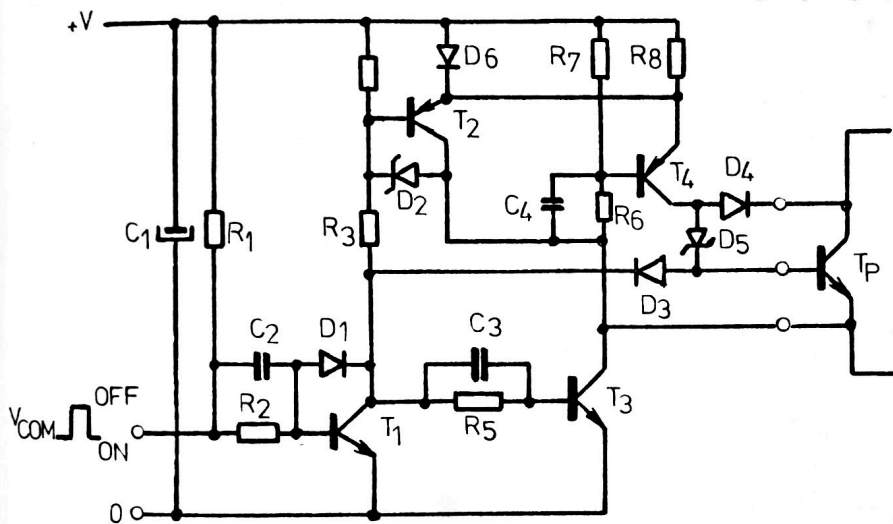


Figura 2.25.

ce la jumătate numărul surse-  
lor folosite. Schema de prin-  
cipiu a unui circuit de co-  
mandă în bază avînd o singură  
tensiune de alimentare este  
prezentată în fig.2.24. Iar  
circuitul concret poate avea  
configurația din fig.2.25.

Funcționarea acestui circuit  
decurge în felul următor: în  
cazul în care tranzistorul

$T_1$  se află în  
conducție se  
stabilește o le-  
gătură între ba-  
za lui  $T_p$  și  
punctul cu po-  
tențialul al  
tensiunii auxi-  
liare. Concomi-  
tent cu aceasta  
tranzistorul  $T_2$   
se deschide și  
asigură legătura  
dintre emi-

torul lui  $T_p$  și potențialul pozitiv  $+V$ . Aceasta face ca ten-  
siunea bază-emitor a lui  $T_p$  să fie negativă și în consecință  
tranzistorul de putere  $T_p$  să se blocheze. Dacă tranzistorul  $T_1$   
este blocat, tranzistoarele  $T_3$  și  $T_4$  conduc. În acest caz  $T_3$   
stabilește legătura între emitorul lui  $T_p$  și potențialul nul. Con-  
comitent tranzistorul  $T_p$  se alimentează prin tranzistorul  $T_4$  cu  
un curent de bază pozitiv. Circuitele RC din bazele tranzistoare-  
lor  $T_1$ ,  $T_3$  și  $T_4$  au rolul de a accelera comutarea acestora, mic-  
sorîndu-se pierderile prin comutație iar diodele rapide  $D_4$  și  $D_5$   
constituie circuitul de antisaturare. În cazul acestui circuit  
s-a renunțat la implementarea proprietăților de autoprotecție  
pentru a reduce complexitatea, păstrîndu-se doar proprietățile  
autoregulatorie prin intermediul circuitului de antisaturare. Si-  
guranța în funcționare a circuitului poate fi mărită prin adău-

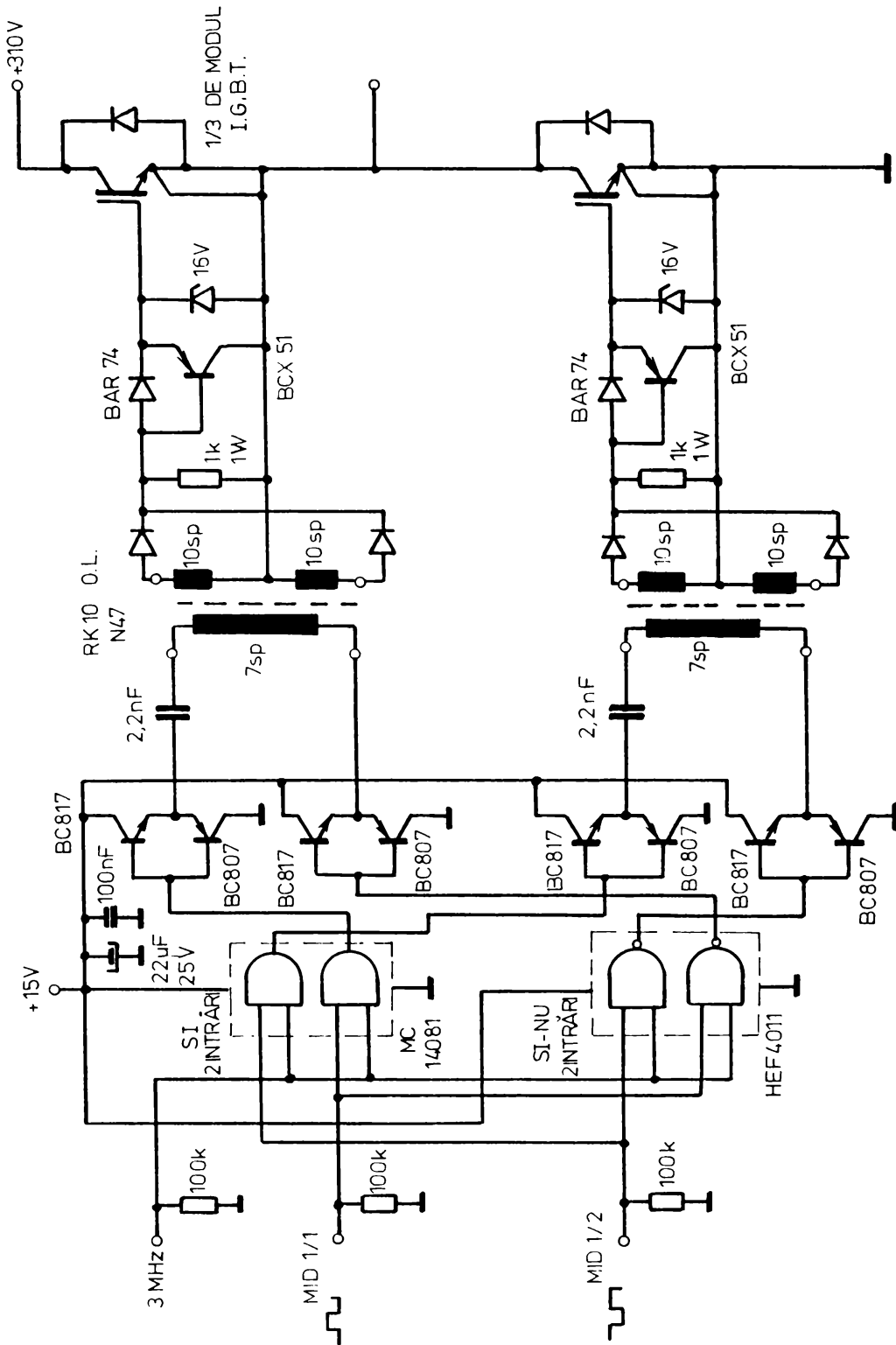


Figure 2.25.

garea unei protecții active descentralizate a tranzistorului de putere  $T_p$ .

Un alt tip de circuit de comandă este cel care se folosește pentru comanda tranzistoarelor de tip IGBT. Utilizarea tranzistoarelor de putere de tip IGBT în invertoare constituie o rezolvare a problemei multiplicității surselor de alimentare auxiliare, deoarece permite folosirea unei singure surse auxiliare pentru alimentarea circuitului de comandă în bază corespunzător. Utilizarea unui astfel de tranzistor este benefică și prin faptul că acesta prezintă o capacitate de intrare redusă, ceea ce simplifică circuitele de comandă reducând totodată gabaritul și costul lor.

În fig.2.26. se prezintă o variantă a unui astfel de circuit de comandă în bază corespunzător unei ramuri a unui lăvertor trifazat cu tranzistoare IGBT /38/. Avantajele oferite de acest circuit sînt: existența unei singure surse de alimentare fapt care reduce sensibil gabaritul echipamentului, asigurarea unei separări galvanice cu ajutorul unor transformatoare de impulsuri de gabarit redus prin care se transmite semnalul modulat în durată cu o partețoare dreptunghiulară de frecvență înaltă și a unei complementarități sigure a comenzii tranzistoarelor aparținînd aceleiași ramuri evitînd astfel conducția simultană a acestora.

Dezavantajul major al celor cinci circuite de comandă în bază cu componente discrete prezentate mai sus este numărul mare de componente folosite, ceea ce mărește costul circuitului și îngreunează reglajul corect al protecțiilor. Pentru eliminarea acestui dezavantaj producătorii au implementat proprietățile autoprotectoare și de autoreglare ale circuitului prezentate mai sus, prin realizarea sub formă integrată a mai multor tipuri de circuite pentru comanda în bază autoreglate și autoprotectoare. Dintre aceste circuite se pot cita circuitele UAA 4002, UAA 4006 etc. care pe lîngă rezolvarea aspectelor funcționale și economice reduc substanțial efortul și timpul de proiectare al circuitelor necesare comenzii invertoarelor.

#### 2.4.4. Circuitul autoreglat și autoprotejat în varianta integrată pentru comanda optimizată în bază și protecție descentralizată

În invertoarele cu tranzistoare și mai ales în cele de mar

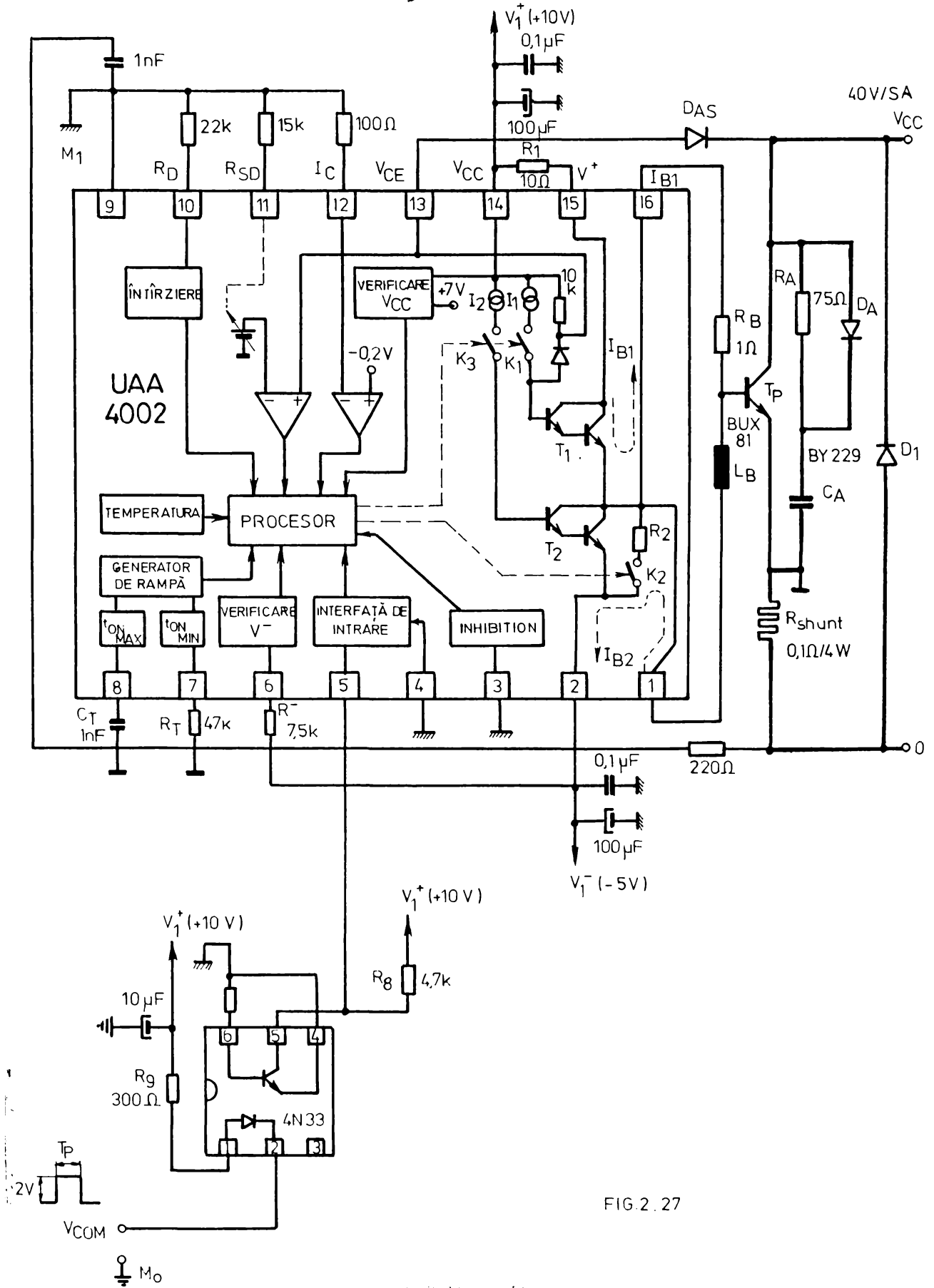


FIG. 2.27

putere este nevoie de un circuit de comandă în bază care să permită o comutație rapidă a tranzistoarelor de putere cu pierderi minime și care să ofere o siguranță totală în funcționare.

În consecință, datorită reducerii prețului de cost al tehnologiei circuitelor integrate pe scară medie, producătorii furnizează circuite integrate autorogulatoare și autoprotectoare pentru comanda în bază și protecția activă descentralizată a tranzistoarelor de putere, izolate galvanic de logica de comandă. Unul dintre aceste circuite integrate este UAA4002 a cărui schemă bloc și mod de conectare se prezintă în fig.2.27, unde legătura cu logica de comandă se asigură prin optocuplorul 4N33. Prin intermediul impulsurilor de comandă, procesorul logic, cuprins în circuitul integrat, furnizează un curent de comandă optimizat tranzistorului de putere  $T_p$ .

Pentru deschiderea tranzistorului  $T_p$  procesorul logic comandă închiderea întrerupătorului  $K_1$  ( $K_2$  și  $K_3$  rămânând deschise). În acest caz rezistoarele  $R_B$  și  $R_1$  limitează valoarea maximă a curentului  $I_B$ , care poate atinge 0,5 A, iar diodele  $D_{AS}$  și  $D_1$  constituie circuitul de antisaturare.

La blocarea tranzistorului  $T_p$  procesorul logic comandă închiderea întrerupătoarelor  $K_2$  și  $K_3$  (deschizându-se  $K_1$ ), care produce polarizarea bazei tranzistorului cu  $V^-$  prin rezistoarele  $R_B$  și  $R_2$  și inductanța  $L_B$ . Vârful de curent invers prin baza -  $I_{B2}$  poate atinge 3 A asigurând o blocare rapidă a tranzistorului  $T_p$ .

În fig.2.28. se prezintă forma teoretică optimă a curentului de bază presupunând că inițial tranzistorul conduce datorită unui vârf de curent  $I_{B1}$ .

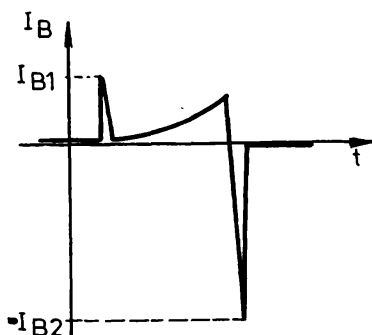


Figura 2.28.

și timpului maxim de conducție  $\Delta t_{ONmax}$ ; controlul temperaturii

Pe lângă funcția de comandă în bază circuitul integrat driver UAA 4002 mai asigură și următoarele funcții protective: supravegherea valorii curentului  $I_C$  prin tranzistor; a tensiunii colector-emitor  $V_{CE}$ ; a tensiunilor auxiliare pozitive  $V^+$  și negative  $V^-$  de alimentare; stabilirea timpului minim de conducție  $\Delta t_{ONmin}$  și

pastilei circuitului integrat; asigurarea unei întârzieri  $t_D$  între frontul pozitiv al semnalului de comandă și începutul intrării în conducție a tranzistorului comandat pentru a permite comutarea în mod secvențial a tranzistoarelor dintr-un invertor în punte și evitarea intrării în conducție simultană a tranzistoarelor din aceeași ramură; scurtarea sau interzicerea conducției tranzistorului de putere în caz de avarie cu ajutorul unui semnal de nivel pozitiv la intrarea INHIBITION compatibilă PTL și CMOS, semnal care poate proveni și de la logica de comandă. În fine circuitul UAA 4002 se caracterizează printr-o flexibilitate în aplicații permitând suprimarea funcțiilor care nu sînt necesare la inițiativa proiectantului.

O variantă perfecționată a circuitului UAA 4002 o constituie circuitul driver UAA 4006 avînd aproape aceeași configurație internă, dar care pe lîngă funcțiile de protecție, amintite mai sus, posedă facilități de comandă mai elaborate în sensul blocării rapide a tranzistorului de putere comandat. Fig.2.29 ilu-

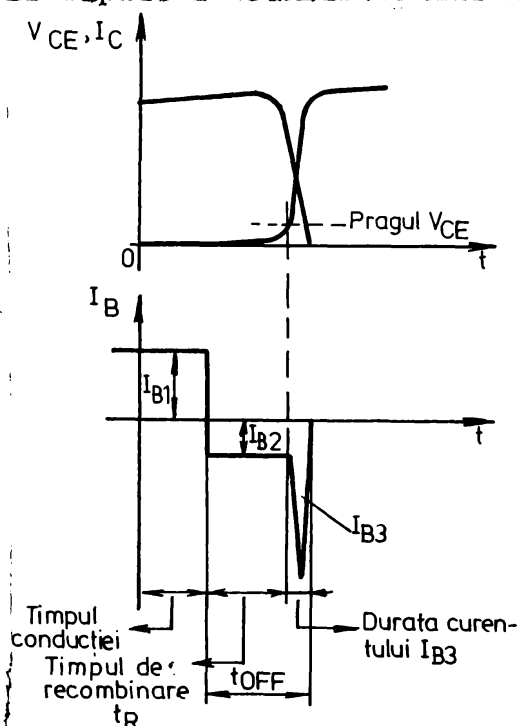


Figura 2.29.

trează modul în care are loc funcționarea circuitului pre-supunînd că inițiază tranzistorul de putere conduce, procesul de blocare a acestuia avînd loc în două etape: În prima etapă, a blocării tranzistorului, curentul  $I_{B1}$  este anulat și concomitent cu aceasta un curent negativ de bază -  $I_{B2}$  este aplicat un scurt timp  $t_R$ , denumit timp de recombinare în scopul recombinării rapide a purtătorilor de sarcină din zona bazei și reducerii timpului de scădere  $t_f$  a curentului de colector.

În a doua etapă tensiunea  $V_{CE}$  crește, procesorul logic detectează creșterea tensiunii  $V_{CE}$  și comandă aplicarea unui vîrf de curent negativ -  $I_{B3}$ , care blochează tranzistorul de putere într-un timp foarte scurt, permițînd astfel obținerea unei comutații optime //77/, /19/.



2.5. Utilizarea practică a circuitului integrat driver UAA 4002 pentru comanda în bază și protecție descentralizată a tranzistoarelor de putere într-un inverter monofazat în punte H

Performanțele circuitului integrat driver UAA 4002 au fost puse în evidență prin folosirea lui pentru comanda în bază și protecția descentralizată a tranzistoarelor dintr-un inverter realizat de autor având structura cu două părți principale cum este prezentat în fig.2.30. Partea de forță cu circuitele de facilitare a comutației  $R_A - D_A - C_A$  și partea de comandă în bază și protecție descentralizată, separată galvanic de logica de comandă prin optocuplor.

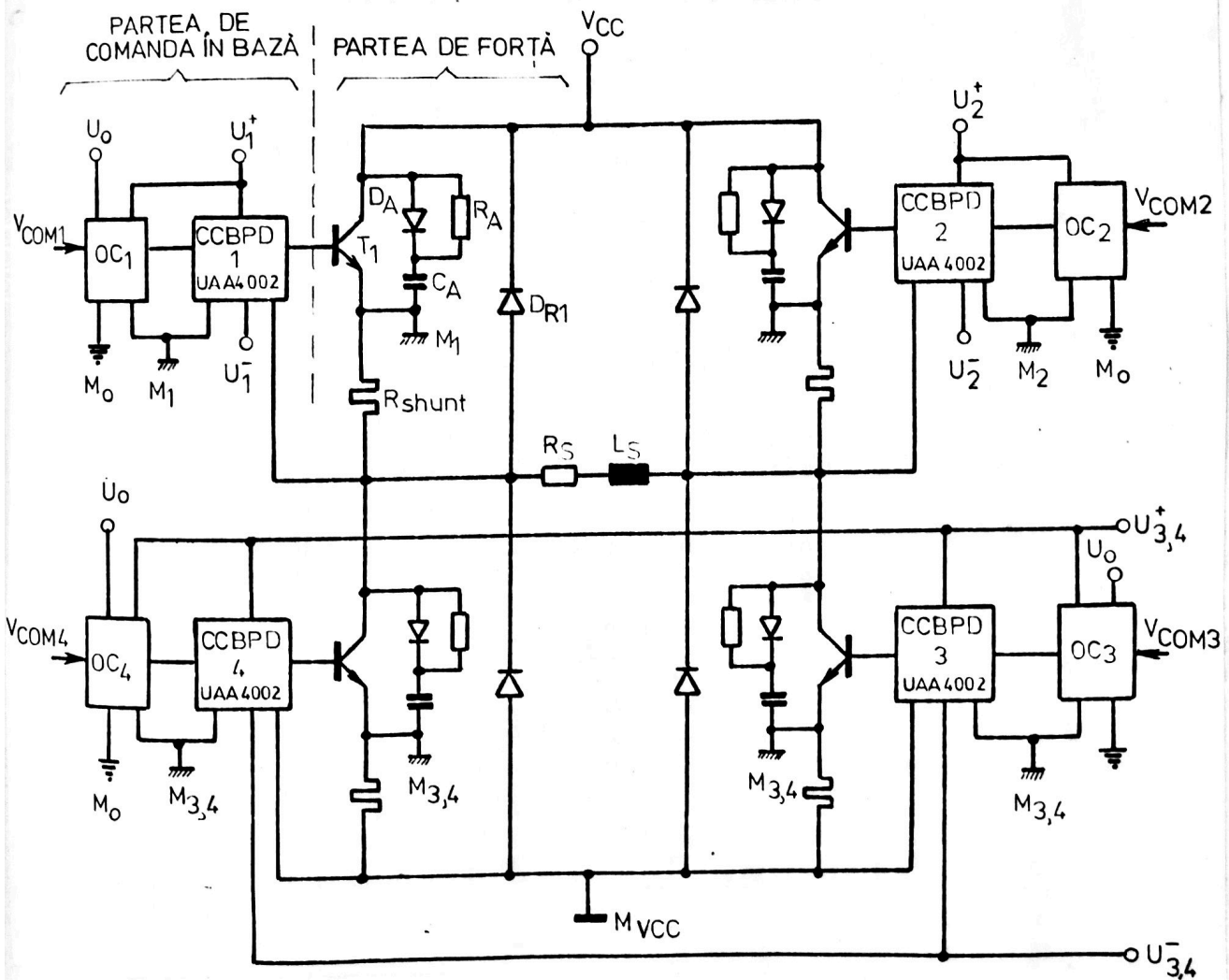


Figura 2.30.

În fig.2.31. este prezentată schema electrică generală a inverterului cu patru tranzistoare bipolare de tip BUX 81 coman-



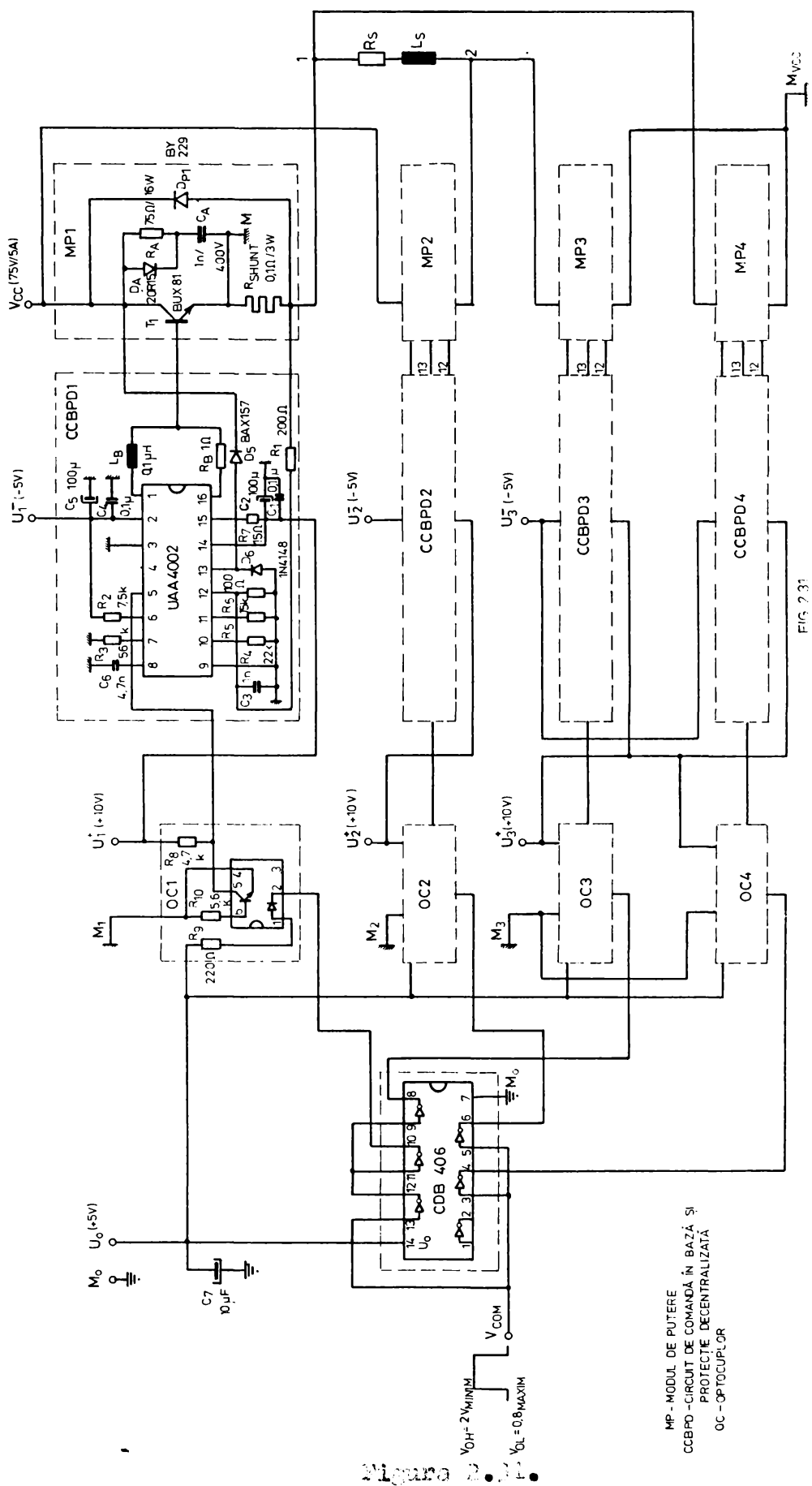


FIG. 7.31

MP - MODUL DE PUTERE  
 CCBPD - CIRCUIT DE COMANDA ÎN BAZĂ ȘI  
 PROTECȚIE DECENTRALIZATA  
 OC - OPTOCUPLOR

date fiecare în bază cu câte un circuit integrat UAA 4002. Circuitul inversor CDB 406 folosit ca circuit de distribuire CD a impulsurilor de comandă este astfel conectat încît să asigure complementaritatea modulelor 1 și 3 cu modulele 3 și 4.

### 2.5.1. Dimensionarea circuitului de putere a invertorului în punte

Pentru buna funcționare a invertorului este strict necesar să se aleagă în mod corespunzător tranzistoarele de putere folosite și care trebuie să fie împerecheate pentru a asigura echilibrarea schemei invertorului. Circuitul de facilitare a comutației (CFC)  $R_A D_A C_A$  a fost dimensionat după relațiile (1.6) și (1.10) din Capitolul 1. iar pentru atenuarea oscilațiilor tensiunii  $V_{CE}$  care pot periclitiza tranzistoarele de putere pe durata procesului de blocare a fost folosită o diodă rapidă  $D_A$  de tip 20R15 cu revenire progresivă. Rezistorul de tip gunt  $R_{SH} = 0,1 \Omega / 3 W$  care permite sesizarea curentului de sarcină a fost realizat folosind o sîrmă de nikelină avînd o rezistență de  $8,5 \Omega$  pe metru. Diodele rapide de recuperare  $D_{R1} \dots D_{R4}$  sînt de tipul BY 229.

### 2.5.2. Dimensionarea circuitului pentru comanda în bază și protecția descentralizată

Fiecare tranzistor din componența invertorului este comandat în bază și protejat în mod autonom cu un circuit integrat driver UAA 4002.

Elementele pasive aferente au fost dimensionate în concordanță cu aplicația avută în vedere și conform cu metoda prezentată de producător în foile de catalog /78/. În cazul acestei aplicații au fost folosite următoarele proprietăți de comandă și protecție a circuitului: mod de lucru, cu semnal de intrare compatibil TTL sau CMOS; timp minim de conducție  $\Delta t_{ONmin}$  de 3  $\mu s$  stabilit prin calculul valorii rezistorului  $R_3$ ; timp maxim de conducție  $\Delta t_{ONmax}$  de 526  $\mu s$  stabilit prin valoarea condensatorului  $C_6$  care fixează frecvența generatorului de rampă stabilind durata maximă a impulsurilor generate de procesul logic; autoreglarea curentului direct în bază prin dioda  $D_5$  de comutație care menține tranzistorul de putere într-o stare cvazisaturată; asigurarea la blocare a unui curent invers de bază a cărui viteză de variație

este limitată cu ajutorul inductanței  $L_3$  asigurând blocarea rapidă a tranzistoarelor de putere (inductanța  $L_3$  este dimensionată după formula lui NAGAOKA /43/); stabilirea prin rezistorul  $R_4$  a timpului de întârziere  $t_D = 2 \mu s$  între frontul pozitiv al semnalului de comandă și începutul intrării în conducție a tranzistorului evitând conducția simultană a tranzistoarelor din aceeași ramură; pragul la care intervine protecția la desaturarea tranzistorului de putere a fost stabilit prin intermediul rezistorului  $R_5$  la o valoare  $V_{CE} = 3,2 V$ ; limitarea curentului de colector  $I_C$  la 6 A s-a realizat pentru o valoare a rezistorului de tip gunt de  $R_{SH} = 0,1 \Omega$  prin dimensionarea adecvată a divizorului  $R_1 - R_6$ ; supravegherea tensiunii pozitive de alimentare de +10 V; circuitul de supraveghere al tensiunii negative de alimentare a fost reglat prin intermediul rezistorului  $R_2$  astfel încât circuitul de comandă să fie inhibat pentru  $|U^{-}| > 3,7 V$ ; supravegherea automată a temperaturii pastilei circuitului integrat driver prin procesorul logic care oprește orice comandă dacă temperatura pastilei depășește  $150^\circ C$ , comanda fiind reluată după ce temperatura pastilei coboară sub această valoare limită; nu a fost utilizată intrarea de inhibare INH (pinul 3).

Invertorul astfel dimensionat este prezentat în fig.2.32.

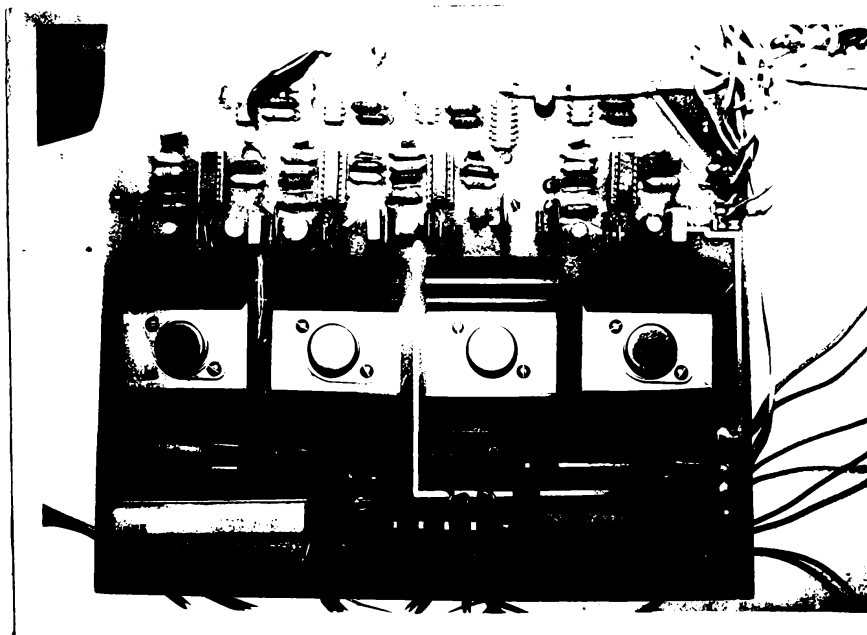


Figura 2.32.

### 2.5.3. Rezultatele experimentale obținute în urma testării inverterului

În fig.2.33. se prezintă formele de unde obținute la testarea inverterului folosind o sarcină inductivă de rezistență  $R_g = 13 \Omega$  și o inductanță  $L_g = 40 \text{ mH}$  la o frecvență de funcționare de  $f = 5,8 \text{ KHz}$  ( $T = 170 \mu\text{s}$ ) și un factor de umplere  $F_u = 50\%$  stabilind durata impulsurilor de  $\Delta T = 85 \mu\text{s}$  dată de un generator de impulsuri de tip PGP-5.

În fig.2.33.a. se prezintă forma tensiunii  $V_{COM}$  de la intrarea circuitului GDB 406 folosit ca circuit distribuitor de impulsuri CD care asigură complementaritatea între semnalul de comandă de la intrarea modulelor 1, 3 cu semnalul de comandă de la intrarea modulelor 2 și 4 a inverterului. În fig.2.33.b. este prezentată forma tensiunii  $V_{I-OC1,3}$  de la intrarea optocuploarelor 1 și 3, tensiune amplificată de aproape 3,6 ori față de tensiunea de la intrarea circuitului distribuitor  $V_{COM}$ .

Fig.2.33.c. arată forma tensiunii  $V_{I-C11,3}$  de la intrarea circuitului integrat driver UAA 4002 și care este amplificat de 2,2 ori față de tensiunea de la intrarea optocuploarelor, ceea ce face ca amplificarea totală, între semnalul  $V_{COM}$  de comandă și semnalul  $V_{I-C11,3}$  să fie aproape de valoarea 8. Cunoașterea acestei amplificări este strict necesară pentru a nu se depăși nivelul maxim admisibil de tensiune la intrarea circuitului driver pe pinul 5 și care este fixată în cazul de față la tensiunea pozitivă de alimentare +10 V.

În fig.2.33.d. se prezintă forma tensiunii  $V_{I-C11,3}$  de la ieșirea circuitului integrat UAA 4002 (pinul 16) iar în fig.

2.33.e. se prezintă forma curentului de bază  $I_B$  furnizat de aceasta. Supracălzirea impulsului de comandă  $V_{BE}$  peste valoarea de regim este de 0,8 V, ceea ce duce la accelerarea comutării directe a tranzistorului de putere. În mod similar, la blocare se produce un vîrf de tensiune ce depășește cu 2 V valoarea de regim.

În fig.2.33.f. este prezentată forma tensiunii  $V_{CE}$  pe tranzistoarele  $T_1$ ,  $T_3$  și respectiv pe diodele  $D_{A1}$ ,  $D_{A3}$  iar în fig.2.33.g. este prezentată forma tensiunii  $V_{CE}$  pe tranzistoarele  $T_2$ ,  $T_4$  și respectiv pe diodele  $D_{A2}$ ,  $D_{A4}$ .

Fig.2.33.h. ilustrează forma tensiunii  $V_{CA}$  pe condensatoa-

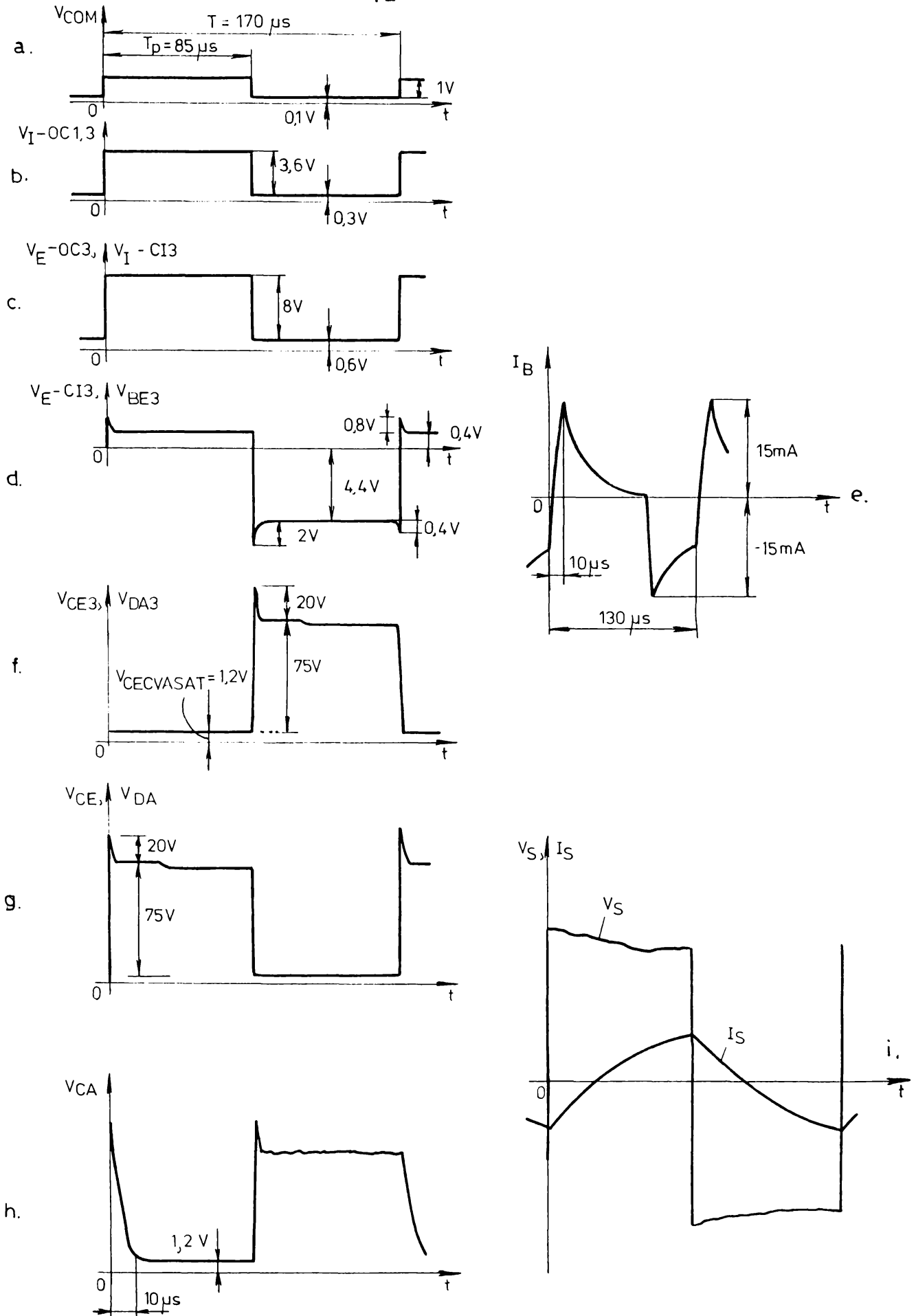


FIG. 2.33

rele  $C_{A1}$ ,  $C_{A3}$  iar în fig.2.33.i. se arată forma tensiunii de sarcină  $V_S$  și a curentului de sarcină  $I_S$ .

Pentru a aprecia gradul de echilibrare al invertorului se formulează în continuare noțiunea de dezechilibru DEZ a unui invertor, întrucît pentru o bună funcționare a acestuia este strict necesar ca valoarea dezechilibrului DEZ în curent să fie cît mai mică. Dezechilibrul în curent se exprimă prin relația următoare:

$$DEZ [A] = |I_{Smax1} - I_{Smin}| - |I_{Smax2} - I_{Smin}| \quad (2.14)$$

unde, conform figurii 2.34.,  $I_{Smax1}$  este valoarea medie a amplitudinii curentului maxim pozitiv de sarcină corespunzând lățimii impulsului de comandă  $\Delta t_{ONmax}$ ,  $I_{Smax2}$  este valoarea medie a amplitudinii curentului maxim negativ de sarcină care corespunde cu lățimea minimă a impulsului de comandă  $\Delta t_{ONmin}$  și  $I_{Smin}$  este valoarea medie a amplitudinii curentului de sarcină care corespunde cu valoarea de zero a lățimii impulsului de comandă de durată medie  $\Delta t_{ONmed}$ .

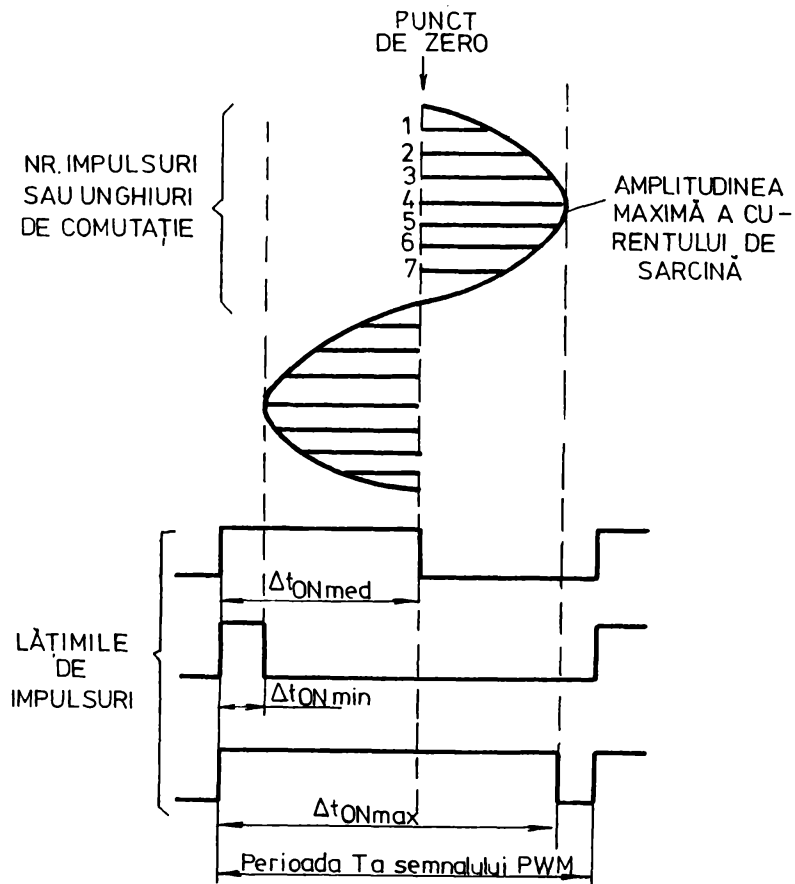


Figura 2.34.



Dezechilibrul menționat are o acțiune firească asupra intervalului de variație a duratei impulsurilor de comandă influențând totodată algoritmul de generare a impulsurilor modulate în durată prin modificarea duratelor reale minime și maxime  $\Delta t_{ONmax}$  și respectiv  $\Delta t_{ONmin}$  față de cele prescrise de dimensionare. Protecțiile sigure pe care le prezintă circuitul integrat UAA 4002 au permis modificarea experimentală a duratei lățimii impulsurilor de comandă pentru măsurarea valorilor reale limită  $\Delta t_{ONmin}$  și respectiv  $\Delta t_{ONmax}$  pentru întocmirea corespunzătoare a algoritmului de generare a impulsurilor de comandă.

În ciuda împerecherii corespunzătoare a tranzistoarelor de putere comandate, un invertor în punte este greu de echilibrat datorită concepției sale și din motive constructive, o influență mare având inductanța parazită a conexiunilor.

Pentru invertorul testat au fost determinate valoarea dezechilibrului în curent în funcție de diverse valori ale inductanței de sarcină  $L_s$ . Rezultatele măsurătorilor, trecute în tabelul 2.1., arată că variația dezechilibrului în curent este nulă pentru o valoare a inductanței de sarcină de  $L_s = 40$  mH și că la creșterea inductanței de sarcină durata minimă a impulsului de comandă  $\Delta t_{ONmin}$  crește limitând frecvența de funcționare a invertorului.

$L_s$	$I_s$ [A]	$\Delta t_{ON}$ [us]	DEZ [A]
10H	$I_{Smax1} = 1,3$	$\Delta t_{ONmin} = 35$	0,3
	$I_{Smin} = 0,25$	$\Delta t_{ONmed} = 80$	
	$I_{Smax2} = 1$	$\Delta t_{ONmax} = 130$	
40mH	$I_{Smax1} = 0,6$	$\Delta t_{ONmin} = 10$	0
	$I_{Smin} = 0,1$	$\Delta t_{ONmed} = 80$	
	$I_{Smax2} = 0,6$	$\Delta t_{ONmax} = 160$	
0,4mH	$I_{Smax1} = 3$	$\Delta t_{ONmin} = 10$	1
	$I_{Smin} = 1,1$	$\Delta t_{ONmed} = 80$	
	$I_{Smax2} = 2$	$\Delta t_{ONmax} = 130$	

Tabelul 2.1.

Pierderile totale prin comutație se compun cu pierderile

totale  $P_{\text{totON}}$  la intrare în conducție a tranzistorului de putere și din pierderile totale  $P_{\text{totOFF}}$  la blocarea acestuia.

În cadrul invertorului testat au fost determinate aceste pierderi conform relației (1.43) din Capitolul 1, care arată că ele sînt direct proporționale cu frecvența de funcționare  $f$  a invertorului și depind nemijlocit de valoarea tensiunii de alimentare a circuitului de forță,  $V_{CC}$ . Rezultatele obținute pentru o frecvență de funcționare de valoare 5,8 KHz a invertorului sînt trecute în tabelul 2.2.

$f_L$	$P_{DA1}$	$P_{ON}$	$P_{\text{totON}}=P_{DA1}+P_{ON}$	$P_{VFP}$	$P_{OFF}$	$P_{\text{totOFF}}=P_{VFP}+P_{OFF}$
5,8kHz	1,395 W	0,281 W	1,676 W	0,090 W	0,562 W	0,652 W

Tabelul 2.2.

Pierderile suplimentare se compun din pierderile prin conducție  $P_{\text{COND}}$ , pierderile în rezistorul  $R_A$  a circuitului de facilitare a comutației, pierderile în rezistorul de tip gunt și pierderile datorate inductanțelor parazite.

Pierderile prin conducție și care depind de durata impulsului de comandă sînt neglijabile chiar dacă tranzistorul este menținut în stare cvasisaturată caracterizată printr-o tensiune  $V_{CEV\text{sat}} > V_{CE\text{sat}}$ . Aceste pierderi pot fi exprimate prin relația:

$$P_{\text{COND}} = \frac{1}{2} V_{CEV\text{sat}} I_C \Delta t_{\text{ONmax}} f \quad (2.15)$$

Pierderile de putere în rezistorul  $R_A$  și care se datorează și disipării energiei înmagazinate în condensatorul  $C_A$ , se exprimă cu ajutorul relației:

$$P_{RA} = \frac{1}{2} C_A V_{CC}^2 f \quad (2.16)$$

Pierderile în rezistorul de tip gunt, care apar în timpul conducției tranzistorului de putere se poate exprima prin relația:

$$P_{SH} = R_{SH} I_S^2 \quad (2.17)$$

Pierderile produse de inductanțele parazite sînt neglijabile la puteri mici de funcționare - cum este cazul de față - dar pot fi considerabile la puteri mari și mai ales dacă cablajul

circuitului de forță nu este îngrijit; aceste pierderi se exprimă prin relația:

$$P_p = \frac{1}{2} L_p I_{js}^2 f \quad (2,18)$$

Rezultatele obținute cu privire la pierderile totale auxiliare  $P_{\text{totAUXILIARE}}$  în cadrul invertorului testat la o frecvență de 5,8 kHz sînt prezentate în tabelul 2.3.

$f_L$	$P_{\text{COND}}$	$P_{\text{RA}}$	$P_{\text{SH}}$	$P_{\text{totAUXILIARE}}$
5,8kHz	2,784 W	1,63W	2,5 W	6,924 W

Tabelul 2.3.

Valorile pierderilor prezentate în tabelele 2.2. și 2.3. sînt pierderile corespunzătoare unui singur tranzistor și trebuie de fapt înmulțite cu doi în cadrul funcționării unui invertor în punte H deoarece avem întotdeauna două tranzistoare care conduc simultan.

## 2.6. Concluzii

În acest capitol s-au trecut în revistă într-o primă parte, cîteva modalități de protecție la supratensiuni folosind diodele cu avalanșă controlată și diodele rapide, precum și cîteva modalități de protecție la supracurent cu unul pînă la trei praguri de limitare a supracurenților și diferite căi de protecție împotriva curentului invers specific invertorului în punte H prezentîndu-se o alternativă de protecție la scurtcircuitarea sarcinii. Protecția la supracurent se desfășoară în două etape principale: prima etapă de sesizare a supracurentului și a doua etapă de blocare a tranzistorului comandat. În ceea ce privește prima etapă circuitul cel mai potrivit pentru sesizarea supracurentului este sesizorul simultan de tensiune colector-emitor și respectiv bază-emitor întrucît mărește siguranța în funcționare a invertorului existînd posibilitatea detectării unui scurtcircuit existent de la prima intrare în conducție a tranzistorului de putere.

În continuare sînt prezentate avantajele protecției active descentralizate a tranzistoarelor de putere din componența invertoarelor avînd în vedere patru tipuri de circuite de coman-

dă în bază cu componente discrete dintre care circuitul conceput și realizat practic de autor posedă proprietățile autoprotecție și de autoreglare pe lângă cele de comandă în bază, cu toate că el a fost realizat cu componente discrete, există posibilitatea integrării lui într-un circuit dedicat. Un alt circuit dintre cele prezentate ilustrează posibilitatea folosirii unei singure surse de alimentare auxiliare a circuitului de comandă în bază simplificând totodată problema multiplicității surselor auxiliare de tensiune.

În continuare se prezintă configurația și modul de conectare a circuitului integrat driver UAA 4002 care are implementate funcțiile autoprotecție și de autoreglare pentru comanda optimizată în bază și protecția descentralizată, cu avantajul măririi siguranței în funcționare și reducerii pierderilor atât în circuitul de comandă în bază cât și în circuitul de forță.

În ultima parte al capitolului s-a prezentat utilizarea practică a circuitului integrat driver UAA 4002 în invertorul monofazat în punte H realizat de autor cu următoarele avantaje:

- reducerea timpului și efortului de proiectare a circuitelor necesare comenzii inverterului;
- mărirea siguranței în funcționare prin rezolvarea unor aspecte funcționale și economice;
- posibilitatea adaptării duratelor minime și maxime ale impulsurilor modulate în durată la cerințele impuse de inverterul realizat;
- reducerea pierderilor prin comutație și a pierderilor auxiliare având ca urmare micșorarea dimensiunilor radiatorilor folosite.

În sfârșit rezultatele obținute au permis definirea unui nou concept, cel al dezechilibrului, DEZ, inverterului monofazat în punte care apare din motive constructive datorită inductanțelor parazite a diverselor conexiuni chiar în cazul în care tranzistoarele de putere folosite sunt perfect împerecheate, putând afecta buna funcționare a inverterului. În acest context se accentuează importanța execuției îngrijite a cablajului asupra simetriei inverterului.

### CAPITOLUL 3

#### 3. CONTRIBUTIA TEHNICILOR DE MODULARE A IMPULSURILOR IN DURATA (MID) LA REDUCEREA CONTINUTULUI IN ARMONICI SUPERIOARE DE TENSIUNE SI CURENT LA IESIREA INVERTOARELOR

##### 3.1. Generalități

Ca și componente de bază ale convertoarelor statice de frecvență (CFS) invertoarele cu circuit intermediar de tensiune continuă sînt tot mai mult utilizate în acționările moderne cu viteză variabilă. În aceste aplicații deși tensiunea de alimentare are o formă practic sinusoidală, curba curentului absorbit de la rețea este deformată datorită armonicilor produse de invertor. Prezența armonicilor de tensiune și curent în înfășurările maginelor electrice de curent alternativ, alimentate cu invertoare de tensiune, conduce la producerea de pierderi suplimentare în cuprugi fier, influențează defavorabil funcționarea consumatorilor conectați la aceeași rețea și generează perturbații în rețelele de telecomunicații. Folosirea filtrelor LC pentru reducerea acestor armonici mărește gabaritul și prețul de cost al echipamentelor /28/. Reducerea conținutului în armonice a tensiunii și curentului furnizat de invertoare se poate obține și printr-o metodă de comandă adecvată acestui scop. Dintre aceste metode cea mai largă utilizare o are modulația impulsurilor în durată (MID) după o lege sinusoidală.

În vederea extinderii domeniilor de aplicații, în ultimul timp se acordă o mare importanță ameliorării și dezvoltării unor noi tehnici de modulare a impulsurilor în durată urmărindu-se creșterea eficienței în eliminarea componentelor armonice de frecvențe nedorite ale tensiunii și curentului furnizate de invertoare. În acest sens au fost dezvoltate mai multe tehnici de modulare care din anumite puncte de vedere au dat rezultate satisfăcătoare. Aceste tehnici se împart în două categorii principale:

- modularea impulsurilor în durată cu eliminarea globală a armo-

nicelor (MID-EGA);

- modularea impulsurilor în durată cu eliminarea selectivă a armonicilor (MID-E3A).

În cele ce urmează se abordează unele aspecte privind contribuția principalelor tehnici de modulare existente, aparținând acestor două categorii propunându-se totodată o nouă variantă "hibridă" de modulare a impulsurilor în durată aparținând categoriei MID-EGA.

### 3.2. Modularea impulsurilor în durată cu eliminarea globală a armonicilor (MID-EGA)

Inițial metodele de modulare din această categorie s-au bazat pe tehnici analogice. Pe parcurs a avut loc un proces de trecere treptată spre implementarea cu circuite numerice însoțită de îmbunătățirea parametrilor funcționali și uniformizarea naturii semnalelor ce se prelucrează.

Acest proces este justificat de erorile introduse de circuitele analogice și de extinderea utilizării microprocesoarelor în comanda invertoarelor. Trăsătura caracteristică pentru aceste metode este eliminarea globală neselectivă a armonicilor superioare fără nominalizarea ordinului acestora. În concordanță cu forma semnalului modulator considerat, cele mai cunoscute metode din această categorie sînt următoarele:

- modulația impulsurilor în durată după o lege sinusoidală (MIDS)
- modulația impulsurilor în durată cu injectarea armonicilor (MIDIA) /30/;
- modulația impulsurilor în durată după o lege trapezoidală (MIDT).

#### 3.2.1. Modulația impulsurilor în durată după o lege sinusoidală (MIDS)

Originea acestei tehnici o constituie metoda analogică de modulare cunoscută sub denumirea de modulație cu eşantionare naturală care constă, în principal, în compararea directă a unui semnal modulator sinusoidal  $V_M$  (numit și semnalul de referință) cu o purtătoare triunghiulară  $V_p$  de o frecvență mai ridicată, așa cum se arată în fig.3.1.a. obținându-se semnalul de comandă modulată în durată din fig.3.1.b. Rezultatele acestei comparații



determină momentele de comutare și deci intervalele de conducție fragmentate ale tranzistoarelor, în vederea obținerii unui conținut redus în armonici de tensiune și respectiv de curent la ieșirea invertorului comandat.

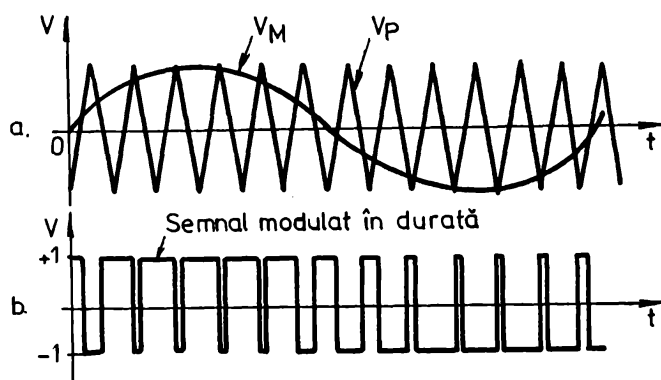


Figura 3.1.

Dezavantajul metodei este limitarea raportului  $P$  dintre frecvența semnalului purtător  $f_p$  (frecvența de comutație a invertorului) și frecvența semnalului modulator  $f_M$  (frecvența tensiunii de ieșire). Acest raport se exprimă prin relația următoare:

$$P = \frac{f_p}{f_M} \quad (3.1)$$

Avînd în vedere faptul că frecvența semnalului purtător  $f_p$  este limitată superior de timpii de comutație ai tranzistoarelor folosite, se constată o scădere a raportului  $P$  cu creșterea frecvenței modulatoare  $f_M$ . Nerespectarea acestui raport are ca urmare creșterea distorsiunilor undei generate la ieșirea invertorului cu toate consecințele ce rezultă cu privire la funcționarea motorului alimentat. Din acest motiv modulația impulsurilor de comandă după o lege sinusoidală este utilizabilă numai în domeniul frecvențelor joase de ieșire /1/. Variantele prezentate în literatură /3/, /22/ sînt implementate cu circuite analogice sau hibride și utilizează la ieșire filtre trece-jos cu capacitate comutabilă în funcție de frecvența  $f_M$ .

Extinderea frecvenței de lucru a invertorului în condițiile utilizării tehnicilor digitale (microprocesoare) s-a realizat prin folosirea modulației cu eşantionare uniformă propusă pentru prima dată în 1975 /8/. Modulația cu eşantionare uniformă poate fi realizată în două variante diferite arătate în fig.3.2.

- modulația cu eșantionare uniformă simetrică și
- modulația cu eșantionare uniformă asimetrică.

Cum se vede în fig.3.2.a., în cazul modulației cu eșantionare uniformă simetrică semnalul modulator  $V_M$  este considerat constant pe durata unei perioade  $T$  a unei purtătoare triunghiulare, obținându-se astfel prin eșantionare o undă modulatorie  $V_M^*$  în trepte care aproximează bine o undă sinusoidală. Compararea acestui semnal cu semnalul triunghiular  $V_P$  determină punctele de intersecție utilizate pentru stabilirea momentelor de comutație ale impulsurilor și pauzelor semnalului de comandă.

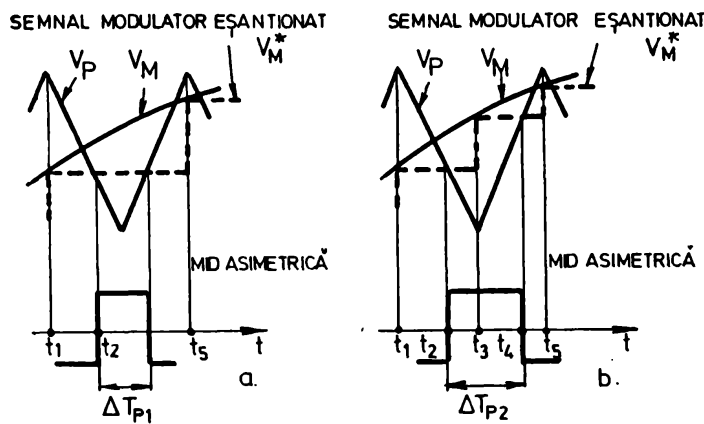


Figura 3.2.

În [44] se dau relații pentru calculul acestor momente de comutație care se exprimă în general prin relațiile următoare:

$$t = t_1 + \frac{T}{2} [V_M(t) + 1] \left(-\frac{T}{4}\right) \quad t \leq t < t_1 + \frac{T}{2} \quad (3.2)$$

unde  $V_M(t)$  este semnalul modulator,  $T$  este perioada semnalului purtător triunghiular.

La  $t = t_1$  expresia semnalului modulator este următoarea:

$$V_M(t) = F \sin \omega t_1 \quad (3.3)$$

prin substituirea relației (3.3) în (3.2) se obține:

$$t_2 = t_1 + \frac{T}{2} - (F \sin \omega t_1 + 1) \frac{T}{4} \quad (3.4)$$

Durata impulsurilor de comandă se exprimă prin relația:

$$t_{P1} = 2 \left[ t_1 + \frac{T}{2} - t_2 \right] \quad (3.5)$$

prin substituirea relației (3.4) în (3.5) se obține relația:

$$t_{P1} = \frac{T}{2} (F \sin \omega_1 T + 1) \quad (3.6)$$

În cazul modulației cu egantionare uniformă asimetrică, cum se vede în fig.3.2**b**. semnalul modulator  $V_M^m$  nu este constant pe durata unei perioade iar momentele de comutație se obțin în același mod:

$$t_4 = t_1 + T + (P \sin \omega t_3 - 1) \frac{T}{4} \quad (3.7)$$

$$\Delta t_{P2} = t_4 - t_2 = \frac{T}{2} \left( 1 + \frac{T}{2} [\sin \omega t_1 + \sin \omega t_3] \right) \quad (3.8)$$

Avantajul acestor două variante constă în determinarea facilă a modelului matematic al modulației cu egantionare naturală și obținerea pe cale numerică a intervalelor de comutație care determină lățimile impulsurilor modulate în durată utilizând o simplă relație trigonometrică, ceea ce permite calculul în timp real al timpilor de comutație cu ajutorul unor microprocesoare uzuale și generarea unei unde de ieșire cu conținut redus în armonice de joasă frecvență.

Singura problemă care apare este necesitatea modificării continue sau în trepte a raportului  $P$  astfel încât să se evite, în domeniul frecvențelor joase, creșterea excesivă a amplitudinii armonicilor de joasă frecvență, respectiv în domeniul frecvențelor de ieșire înaltă apariția constrângerilor de timp în calculul momentelor în care are loc comutarea. Rezultă că raportul  $P$  poate fi mai mare în domeniul frecvențelor de ieșire joase și mai mic în domeniul frecvențelor de ieșire înalte. În /3/ se dau valorile lui  $P$  pentru diferite domenii de variație a frecvenței modulatoare.

În ceea ce privește limita superioară a frecvenței purtătoare ea poate fi ridicată dacă dispozitivele semiconductoare de putere precum și circuitele de facilitare a comutației (CFC) permit acest lucru. Mărirea frecvențelor  $f_p$  este avantajoasă pentru că permite o filtrare mai ușoară a tensiunilor la ieșirea inverterului reducându-se gabaritul și prețul de cost al filtrelor de ieșire, de unde interesul folosirii în ultimul timp a tranzistoarelor rapide bipolare MOS și IGBT (insulated gate bipolar transistors - tranzistor bipolar cu grilă izolată) /37/, /52/.

Pentru a aprecia contribuția metodei la minimizarea armonicilor superioare de tensiune se prezintă în fig.3.3.a. formele de undă ale semnalului modulator  $V_M$  și respectiv purtător  $V_P$  cu care se obține spectrul tensiunii de ieșire din fig.

**3.3.b. pentru un inverter trifazat având  $P = 21$  /9/.**

Un alt dezavantaj al metodei prezentate este că valoarea  $G = 0,87$  a amplitudinii fundamentale este relativ scăzută pentru un factor de modulație maxim  $F = 1$ .

Fundamentală tensiunii de ieșire a inverterului este adusă în unele aplicații la valoarea necesară cu ajutorul unui transformator ridicător de tensiune. Prin folosirea unui transformator de radiofrecvență cu ferită funcționând pînă la 25 KHz în locul celui de joasă frecvență cu miez de oțel funcționând la 50 Hz - 60 Hz, se poate reduce greutatea totală și prețul de cost al instalațiilor. Aceasta este posibilă deoarece în comparație cu transformatorul de JF cu miez de oțel, transformatorul de radiofrecvență cu ferită are o greutate de nouă ori mai mică și este cu 60% mai ieftin /3/.

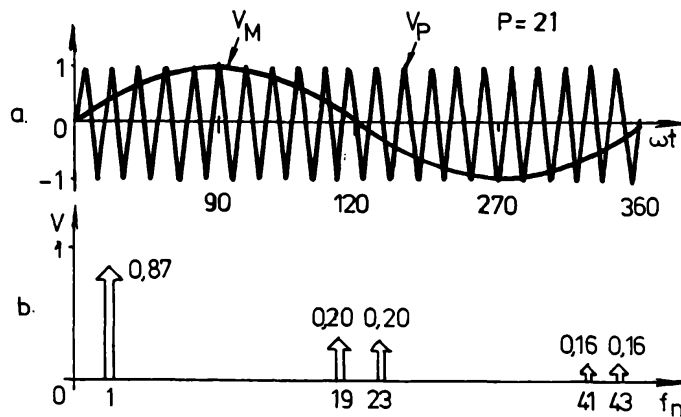


Figura 3.3.

Dezavantajul acestei metode constă în faptul că armonicile de tensiune de ordin impar care apar pe fiecare fază în cazul unui inverter trifazat sînt reduse, iar din cauza sistemului simetric format de înfășurările motorului de curent alternativ nu apar curenți datorită armonicilor de ordinul 3 și multiplii de 3, aceștia eliminându-se reciproc în tensiunea de linie prin diferența tensiunii dintre două faze. În plus circuitul de comandă care este folosit pentru implementarea acestei metode este relativ simplu.

**3.2.2. Modulația impulsurilor în durată cu injectarea armonicilor (MIDIA)**

Prin injectarea armonicilor de ordinul 3 și 9 pe lîngă

fundamentală în unda modulatoră se obțin formele de unde și spectrul din fig.3.4. în cazul unui inverter trifazat pentru  $P = 21$ .

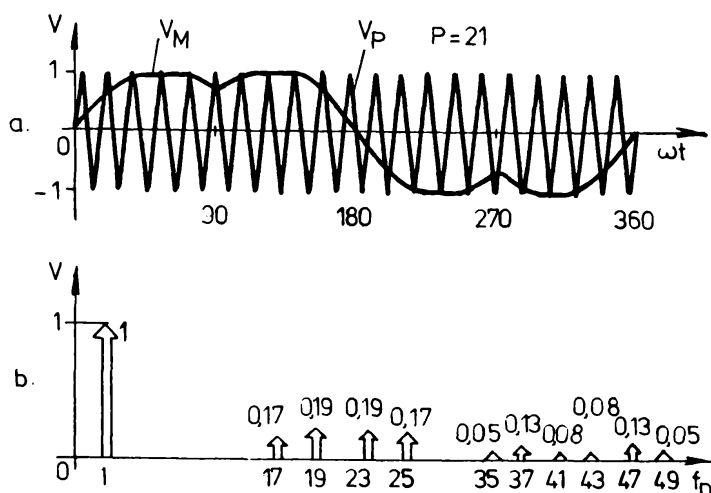


Figura 3.4.

semnalul modulator care prezintă o valoare minimă în jurul unghiului de  $90^\circ$  și  $270^\circ$  se exprimă prin relația:

$$V_M = 1,15 \sin(\omega t) + 0,27 \sin(3\omega t) - 0,023 \sin(5\omega t) \quad (3.6)$$

Avantajul acestei tehnici este că amplitudinea fundamentală are o valoare mai mare iar conținutul în armonici superioare la ieșirea unui inverter trifazat comandat cu această metodă este mai redus în comparație cu utilizarea unui circuit de comandă relativ simplu. În plus, efectul de distorsiune în curent este mai redus față de orice metodă cum se poate vedea în fig.3.5.

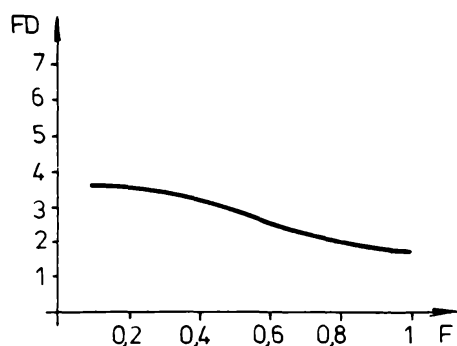


Figura 3.5.

### 3.2.3. Modulația impulsurilor în durată după o lege trapezoidală (MIDT)

Folosirea unui semnal modulator de formă trapezoidală permite o aproximație satisfăcătoare a formei sinusoidale și asigură o implementare digitală facilă a modulatorului în durată aferent. Semnalul modulator trapezoidal  $V_M(t)$  poate fi obținut analogic prin limitarea amplitudinii unei unde triunghiulare sursă  $V_{ts}(t)$  la o valoare  $\pm E$  /45/. Aceasta rezultă din fig.3.6. unde se poate observa că semnalul purtător triunghiular  $V_p(t)$  care urmează a fi comparat cu semnalul modulator trapezoidal  $V_M(t)$  se alege de o amplitudine mai mare sau egală cu amplitudinea acestui semnal modulator trapezoidal pentru a evita existența impulsurilor de comandă prea scurte.

Parametrii procesului de modulație determinați de doi factori  $F$  și  $F_t$ , exprimați prin relațiile următoare:

$$\begin{cases} F = \frac{V_M}{V_P} \\ F_t = \frac{V_{ts}}{V_P} \end{cases} \quad (3.10)$$

unde  $F$  este factorul de modulație al metodei, și  $F_t$  este factorul de limitare trapezoidal care stabilește legea de limitare analogică a unei triunghiulare - sursă  $V_{ts}(t)$ , între valorile zero și  $V_{ts}$  pentru obținerea nivelului  $\pm E$  a semnalului modulator trapezoidal.

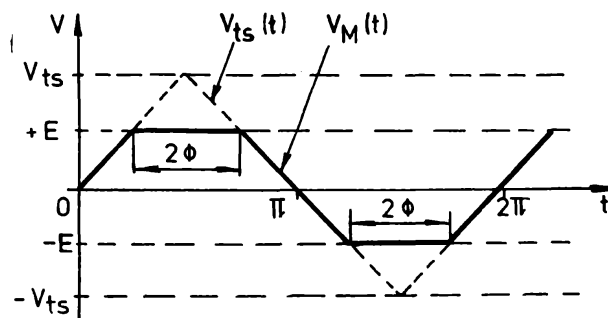


Figura 3.6.

Stabilirea atât a nivelului  $V_M$  cât și a duratei părții orizontale  $2\phi$  și a duratei zonei I a semnalului modulator trapezoidal se face în vederea obținerii performanțelor următoare:



- un conținut cât mai redus în armonici superioare de tensiune și curent la ieșirea unui eventual inverter comandat prin această metodă;
- o amplitudine suficientă a fundamentalei fără folosirea unor transformatoare între inverter și sarcină;
- factori de distorsiune minimi.

În legătură cu aceasta în /45/ s-a făcut analiza spectrală a semnalului de ieșire al unui inverter trifazat, definind coeficientul pantei  $\varphi$  care variază între valorile 0 și 1 în funcție de forma semnalului modulator  $V_M$  care devine triunghiular pentru o valoare  $\varphi = 1$ . Relațiile obținute sînt următoarele:

$$\begin{cases} \sigma = \frac{V_M}{V_{tS}} = \frac{F}{F_t} = 0 \div 1 \\ 2\phi = (1 - \sigma)\pi \end{cases} \quad (3.11)$$

Un inverter trifazat necesită un sistem de trei semnale modulatoare trapezoidale de mare precizie defazate între ele cu  $120^\circ$  cum se arată în fig.3.7. pentru  $P = 6$  unde un ecantion al tensiunii de fază este obținut prin compararea unei unde purtătoare triunghiulare de amplitudine  $V_p$  cu un semnal modulator de amplitudine  $V_M$ . Tensiunile de fază  $V_u, V_v, V_w$  corespund fazelor u, v, w. Între bornele motorului de curent alternativ se obțin tensiunile de linie  $V_{uv}$  (care este diferența între tensiunile  $V_u$  și  $V_v$ ),  $V_{uv}$  și  $V_{vw}$ .

Prin analiza Fourier efectuată în /45% se obține expresia semnalului  $V_{uv}$  care se exprimă prin relația:

$$V_{uv}(\omega_p t, \omega_M t) = \sum_{m=0}^{+\infty} \sum_{n=0}^{+\infty} K_{mn} \lambda_n \exp[j(m\omega_p t + n\omega_M t)] \quad (3.12)$$

unde:

$$\lambda_n = [(1 - (-1)^n) \cos(n\pi/6) - j(1 + (-1)^n) \sin(n\pi/6)] \exp[j(n\pi/6)] \quad (3.13)$$

Iar valoarea coeficientului Fourier  $K_{mn}$  se exprimă prin relația:

$$K_{mn} = [1/(2\pi)^2] \left[ \int_0^{(\pi/2)-\phi} \int_{\varphi_{a1}}^{\varphi_{b1}} e(x,y) dx dy + \int_{(\pi/2)-\phi}^{(\pi/2)+\phi} \int_{\varphi_{a2}}^{\varphi_{b2}} e(x,y) dx dy + \int_{(3\pi/2)-\phi}^{(3\pi/2)+\phi} \int_{\varphi_{a3}}^{\varphi_{b3}} e(x,y) dx dy + \int_{(3\pi/2)-\phi}^{(3\pi/2)+\phi} \int_{\varphi_{a4}}^{\varphi_{b4}} e(x,y) dx dy \right]$$

$$+ \int_{(2\pi/2)+\phi}^{2\pi} \int_{\varphi_{a5}}^{\varphi_{b5}} e(x,y) dx dy \quad (3.14)$$

unde limitele de integrare  $\varphi_{a1} \dots \varphi_{a5}$  și  $\varphi_{b1} \dots \varphi_{b5}$  se exprimă în mod diferit în fiecare din cele 5 intervale ale perioadei semnalului modulator. În acest fel se obțin următoarele relații:

$$\begin{aligned} [0, (\pi/2)-\phi] & \cdot \varphi_{a1} = -F_t Y + \pi/2, \quad \varphi_{b1} = F_t Y + (3\pi/2); \\ [(\pi/2)-\phi, (\pi/2)+\phi] & \cdot \varphi_{a2} = (1-F)\pi/2, \quad \varphi_{b2} = (3-F)\pi/2; \\ [(\pi/2)+\phi, (3\pi/2)-\phi] & \cdot \varphi_{a3} = F_t(Y-\pi) + (\pi/2), \quad \varphi_{b3} = -F_t(Y-\pi) + (3\pi/2); \\ [(3\pi/2)-\phi, (3\pi/2)+\phi] & \cdot \varphi_{a4} = (1+F)\pi/2, \quad \varphi_{b4} = (3-F)\pi/2; \\ [(3\pi/2)+\phi, 2\pi] & \cdot \varphi_{a5} = -F_t(Y-2\pi) + (\pi/2), \quad \varphi_{b5} = F_t(Y-2\pi) + (3\pi/2) \end{aligned} \quad (3.15)$$

și

$$\begin{cases} x = \omega_p t \\ y = \omega_M t \\ e(x,y) = V_{cc} \exp -j(mx + ny) \end{cases} \quad (3.16)$$

prin substituirea valorii  $K_{mn}$  în relația (3.12) și exprimarea semnalului  $V_{uv}(\omega_p t, \omega_M t)$  printr-o serie Fourier, se obține relația:

$$\begin{aligned} V_{uv}(\omega_p t, \omega_M t) / V_{cc} &= (4\sqrt{3}/\pi^2) F_t \cos \phi \sin(\omega_M t + \pi/6) + \\ &- \sum_{n=3,5,\dots}^{\infty} [8F_t \cos(n\phi) / (\pi n)^2] \cos(n\pi/6) \cos n(\omega_M t + 2\pi/3) + \\ &+ \sum_{m=1,3,\dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 2, \pm 4,\dots}^{\infty} A_{mn} \cos[m(\omega_p t + \pi/2) + n(\omega_M t + \pi/6)] + \\ &+ \sum_{m=2,4,\dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3,\dots}^{\infty} B_{mn} \sin[m(\omega_p t + \pi/2) + n(\omega_M t + \pi/6)] \end{aligned} \quad (3.17)$$

unde:

$$A_{mn} = \begin{cases} -[4F_t(F_1 - F_2) / n\pi^2] \sin(n\pi/6), & \text{pentru } n = \pm mF_t \\ \pm [2(G_1 - G_2) / F_t m^2 \pi^2] \sin(m M_t \pi/6), & \text{pentru } n = \pm mF_t \end{cases} \quad (3.18)$$

$$B_{mn} = \begin{cases} [4F_t(F_1 + F_2) / n\pi^2] \cos(n\pi/6), & \text{pentru } n = \pm mF_t \\ \pm [2(G_1 + G_2) / F_t m^2 \pi^2] \cos(m F_t \pi/6), & \text{pentru } n = \pm mF_t \end{cases} \quad (3.19)$$

$$\begin{cases} F_1 = \sin[(n + m^2 \frac{\sigma}{t}) \sigma \cdot \pi/2] / (n + m^2 \frac{\sigma}{t}) \\ F_2 = \sin[(n - m^2 \frac{\sigma}{t}) \sigma \cdot \pi/2] / (n - m^2 \frac{\sigma}{t}) \\ G_1 = m^2 \cdot \pi \\ G_2 = \sin G_1 \end{cases} \quad (3.20)$$

TABELUL 3.1

Parametru	$\sigma$	0	1/3	2/5	2/3	1
Amplitudinea fundam. $V_{1,M=1}/V_{CC}$		1,10	1,05	1,03	0,91	0,71
Factor de distorsiune FD [%]		31,03	4,64	3,61	4,64	4,64
Armonicile $ V_n/V_1 $ [%]	5-a	20,1	4,0	0	4,01	4,0
	7-a	14,3	2,04	3,30	2,04	2,04
	11-a	9,1	0,83	0,83	0,83	0,83

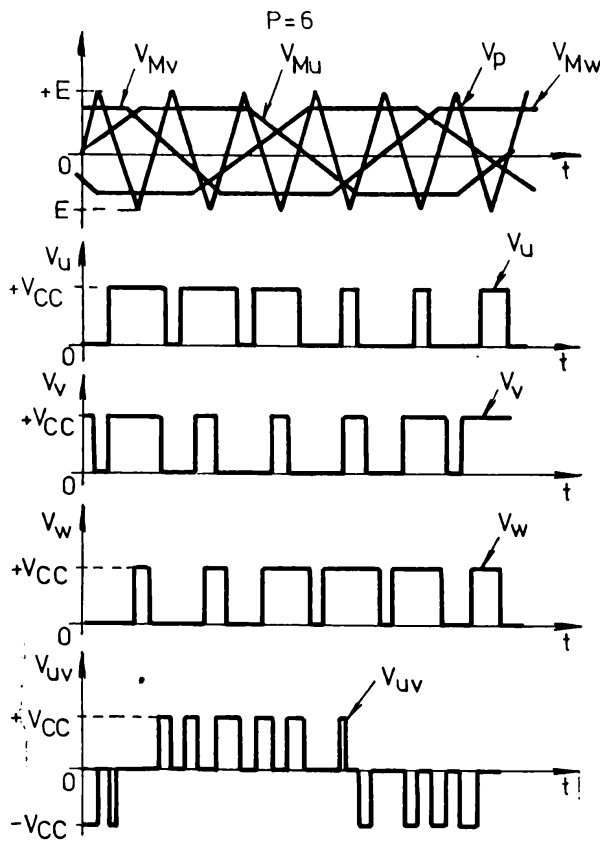


FIG. 3.7

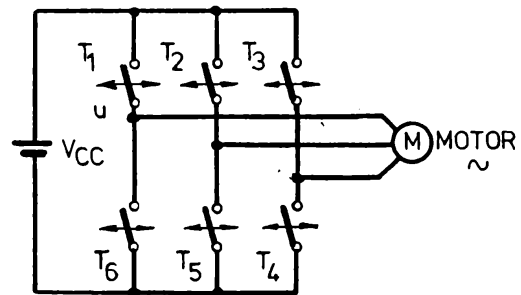


FIG. 3.8

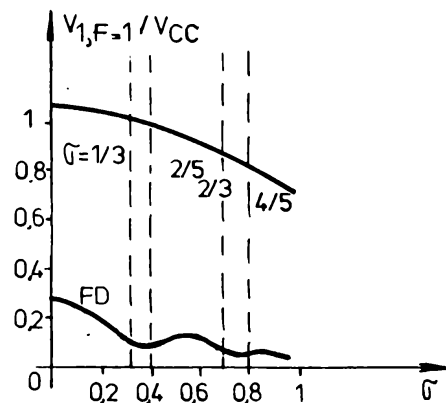


FIG. 3.9

Iar  $V_{CC}$  este tensiunea continuă de alimentare a invertorului prezentat în fig.3.8. Din relația (3.17) se deduce amplitudinea  $V_1$  a componentei fundamentale și  $V_n$  a armonicii de ordinul  $n$  obținându-se relațiile:

$$V_1 = (4\sqrt{3/\pi^2})F_t V_{CC} \cos\phi \quad (3.21)$$

$$V_n = [8F_t V_{CC} \cos(n\phi)/(\pi n)^2] \cos(n\pi/6) \quad (3.22)$$

unde raportul dintre amplitudinea maximă a fundamentalei  $V_1$  pentru factorul de modulație  $F = 1$  și tensiunea sursei de putere  $V_{CC}$  se exprimă prin relația următoare:

$$V_{1,F=1}/V_{CC} = (4\sqrt{3/\pi^2}) \cos\phi \quad (3.23)$$

În acest caz factorul de distorsiune  $FD$  la ieșirea invertorului este:

$$FD = \sqrt{\sum_{n=3,5,\dots}^{\infty} (V_n)^2 / (V_1)^2} = \frac{2}{\sqrt{3} \cos\phi} \sqrt{\sum_{n=3,5,\dots}^{\infty} [\cos^2(n\phi)/n^4] \cos^2(n\pi/6)} \quad (3.24)$$

Rezultatele obținute în /45/ pentru  $F = 17$  și  $V_{CC} = 100$  V sînt prezentate în fig.3.9. și în tabelul 3.1.

Se poate observa că pentru o valoare a coeficientului pantei de  $G = 2/5$  tehnica modulării impulsurilor în durată după o lege trapezoidală se bucură de un factor de distorsiune  $FD$  scăzut și un raport  $V_{1,F=1}/V_{CC}$  relativ ridicat cînd lățimea părții orizontale a unei trapezoidale, dată prin relația (3.11) este  $2\phi = 128^\circ$ , cea cu o lățime a zonei I dată prin relația (3.15) de  $\theta = 36^\circ$ . Pe de altă parte conținutul în armonici superioare de tensiune la ieșirea invertorului este scăzut și caracterizat prin lipsa armonicii a cincea și limitarea armonicii de ordinul 7 la 3,2% din armonica fundamentalei.

### 3.3. Modularea impulsurilor în durată cu eliminarea selectivă a armonicilor (MID-SSA)

Această categorie are la bază folosirea tehnicii digitale în special a microprocesoarelor pentru comanda invertoarelor printr-o metodă numerică de modulare ce poate asigura simultan atât modificarea amplitudinii și frecvenței tensiunii de ieșire

sit și eliminarea selectivă a armonicilor de frecvență nedorite /19/. Faptul că armonicile eliminate sînt cunoscute și nominalizate în prealabil face ca această categorie să fie numită "cu eliminare selectivă a armonicilor" (ESA). În această categorie au fost dezvoltate variante a metodei de modulare în durată după o lege sinusoidală folosind funcții diferite de analiză dintre care funcțiile Fourier și Walsh.

Selectarea componentelor armonice care urmează a fi eliminate se face din considerentul că motorul de curent alternativ comandat se comportă ca un filtru trece-jos și amortizează armonicile de frecvențe înalte. De aici interesul eliminării componentelor armonice de joasă frecvență în vederea obținerii unui curent cît mai sinusoidal prin motorul de curent alternativ. În continuare se prezintă două metode din această categorie care au fost folosite cu rezultate bune:

- modulația impulsurilor în durată folosind funcția Fourier pentru ESA,
- modulația impulsurilor în durată folosind funcția Walsh pentru ESA.

### 3.3.1. Modulația impulsurilor în durată folosind funcția Fourier pentru ESA

În fig.3.10. se prezintă forma undei  $V(\omega t)$  la ieșirea unui invertor mono fazat sau corespunzător pe o fază a unui invertor trifazat caracterizată prin  $m$  puncte de comutație sau unghiuri de comutație notate cu  $\alpha$ . Această undă este periodică și prezintă o simetrie pară față de  $\pi/2$  și impară față de  $\pi$  cum se arată în /86/ conform relațiilor:

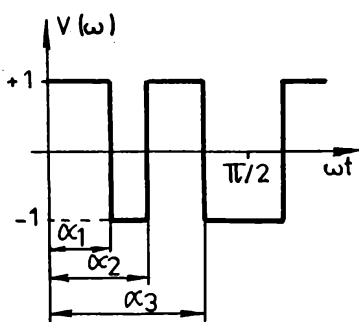


Figura 3.10.

$$\begin{cases} V(\omega t) = V(\omega t + 2\pi) \\ V(\omega t) = V(\pi - \omega t) \\ V(\omega t) = -V(\pi + \omega t) \end{cases} \quad (3.25)$$

Acesta este motivul pentru care este suficient calculul celor  $m$  puncte de comutație pentru intervalul unui sfert de perioadă astfel încît:

$$0 \leq \alpha_1 \leq \alpha_2 \leq \dots \leq \alpha_m < \pi/2 \quad (3.26)$$

în acest caz valorile unghiurilor

de comutație pentru o întreagă perioadă putând fi deduse ușor.

Printr-o dezvoltare în serie Fourier corespunzătoare se obține în /62/ expresia generală  $V_n$  a amplitudinii armonicii de ordinul  $n$  impar care se exprimă prin relația:

$$V_n = \frac{2\sqrt{2}}{n} \left( 1 + 2 \sum_{i=1}^m (-1)^i \cos n\alpha_i \right) \quad (3.27)$$

pentru eliminarea a  $q-1$  componente armonice de frecvențe joase se rezolvă un sistem de  $n$  ecuații neliniare cu  $q$  necunoscute care sînt de fapt unghiurile de comutație  $\alpha_1 \dots \alpha_q$  ale impulsurilor de comandă. Sistemul de ecuații care trebuie rezolvat este de forma:

$$\begin{cases} \frac{2\sqrt{2}}{\pi} (1 - 2\cos \alpha_1 + 2\cos \alpha_2 - 2\cos \alpha_3 + \dots + (-1)^q 2\cos \alpha_q) = V_1 \\ \frac{2\sqrt{2}}{3\pi} (1 - 2\cos 3\alpha_1 + 2\cos 3\alpha_2 - 2\cos 3\alpha_3 + \dots + (-1)^q 2\cos 3\alpha_q) = V_3 = 0 \\ \vdots \\ \frac{2\sqrt{2}}{n\pi} (1 - 2\cos n\alpha_1 + 2\cos n\alpha_2 - 2\cos n\alpha_3 + \dots + (-1)^q 2\cos n\alpha_q) = V_n = 0 \end{cases} \quad (3.28)$$

Ca urmare se obține valoarea amplitudinii fundamentale în funcție de valorile unghiurilor de comutație conform relațiilor:

$$V_1 = f(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_m) \quad (3.29)$$

$$0 \leq V_1 \leq V_{1\text{max}} \quad (3.30)$$

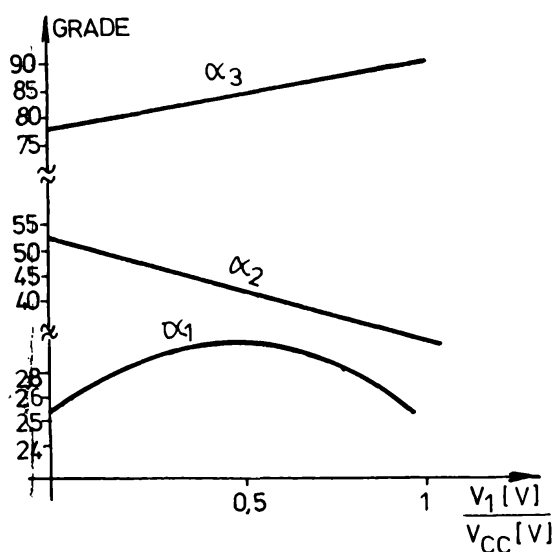


Figura 3.11.

În /11/ a fost rezolvat sistemul de ecuații (3.28) cu ajutorul unui microprocesor INTEL din familia 80C-48 pentru un număr  $m=3$  unghiuri de comutație în vederea eliminării simultane a armonicilor de ordinul 3 și respectiv 5 și s-au obținut curbele din fig.3.11. unde se prezintă valorile celor trei unghiuri de comutație care variază în funcție de armonica fundamentală  $V_1$ .

Scopul metodei fiind eliminarea mai multor componente armonice, în vederea eliminării armonicilor de ordinul 3, 5, 7, 9 și



și li s-a obținut în/19/în-urma unor calcule laborioase procentele armonicilor respective în raport cu fundamentala  $V_1$  care se pot aprecia din tabelul 3.2. În acest tabel se poate constata că s-au eliminat componentele armonice de ordinul 3, 5, 7, 9 și 11. În schimb au crescut considerabil componentele armonice de frecvențe ridicate (22% din  $V_1$  pentru  $n = 15$ ; 12% pentru  $n = 27$  și 6% pentru  $n = 59$ ), acesta constituind unul din dezavantajele metodei pe lângă volumul mare de calcul.

TABELUL 3.2

n	1	...	13	15	17	19	21	23	25	27	29	31	...	37	...	53	55	57	59	...	67	...	99	...	111
$\frac{V_n}{V_1}$ [%]	100	0	18,3	21,9	8,65	22,8	7,4	1,2	1,0	11,7	6,2	5,97	...	8,0	...	7,15	6,4	6	6	...	4,8	...	2,8	...	2,6

Tabelul 3.2.

Această metodă este deci potrivită pentru comanda motoarelor de curent alternativ care amortizează aceste componente armonice, de frecvență ridicată, ca un filtru trece-jos astfel încât aceste armonici să nu mai aibe efecte negative asupra comportării motorului. Eficiența metodei este apreciată prin timpul de calcul necesar rezolvării sistemului de ecuații neliniare (3.28). Metodele iterative de rezolvare s-au dovedit prea lente pentru comanda în timp real a invertoarelor reclamând folosirea microprocesoarelor rapide deci și scumpe /62/. Pentru reducerea costului aplicațiilor este necesar ca să se îmbunătățească metoda de rezolvare a ecuațiilor de interes cum este cazul rezolvării prin metoda diferențelor finite din /5/, sau ca acest sistem de ecuații neliniare să fie liniarizat prin transformarea lui într-un sistem de ecuații liniare mai ușor de rezolvat. În acest sens au fost dezvoltate în /4/ modulația impulsurilor în durată folosind funcția Walsh pentru ESA.

### 3.3.2. Modulația impulsurilor în durată folosind funcția Walsh pentru ESA

Această metodă permite îmbunătățirea metodei anterioare prin substituirea ecuațiilor neliniare obținute în cazul metodei de eliminare selectivă a armonicilor folosind scrii Fourier, prin ecuații algebrice liniare folosind funcția Walsh. Funcția

Walsh este o funcție ortogonală nominalizată, având două argumente,  $n$  și  $t$ :  $n$  este ordinul funcției care poate fi par sau impar, stabilind numărul trecerilor prin zero ale funcției în intervalul de definiție a funcției  $[+1, -1]$ ;  $t$  este timpul nominalizat definit între 0 și 1. O particularitate a funcției Walsh este analogia sa cu funcții periodice sinus și cosinus astfel încât:

$$\begin{cases} W(2n, t) = \text{Cal}(n, t) = \text{"Cosinus-Walsh"}(n, t) \\ W(2n-1, t) = \text{Sal}(n, t) = \text{"Sinus-Walsh"}(n, t) \end{cases} \quad (3.31)$$

Prin dezvoltarea în seria Fourier a tensiunii  $V(\omega t)$  prezentată în fig.3.15. se obține relația /4/:

$$V(\omega t) = \sum_{n=1}^{\infty} V_{2n-1} \sin(2n-1) \omega t \quad (3.32)$$

unde  $V_{2n-1}$  reprezintă amplitudinea de ordinul  $2n-1$  a armonicilor care urmează a fi eliminate, se exprimă prin relația:

$$V_{2n-1} = \sum_{i=1}^{\infty} W_{4i-3} B_{2n-1} \text{Wal}(4i-3, \omega t) \quad (3.33)$$

Coefficientul Walsh de ordinul  $4i-3$  corespunzător funcției  $V(\omega t)$  este dat prin relația:

$$W_{4i-3} = \int_0^1 V(\omega t) \text{Wal}(4i-3, \omega t) d\omega t \quad (3.34)$$

Expresia produsului  $B_{2n-1} \text{Wal}(4i-3, \omega t)$  echivalent cu expresia de forma  $B_k \text{Wal}(n, \omega t)$  și care este coeficientul Fourier al armonicii de ordinul  $2n-1$  al funcției Walsh  $\text{Wal}(4i-3, \omega t)$  se găsesc în general precalculate și prezentate sub formă de tabel.

Determinare de exemplu a unghiurilor de comutație  $\alpha_1, \alpha_2$  din primul sfert de perioadă a semnalului de comandă concomitent cu eliminarea componentelor armonice de ordinul 5 și 11 se obține prin rezolvarea următorului sistem de ecuații:

$$\begin{cases} V_5 = 0 \\ V_{11} = 0 \end{cases} \quad (3.35)$$

Cum se observă, obținerea unui sistem de ecuații ușor de rezolvat corespunzător unui număr dat de unghiuri de comutație de calculat aparținând unui sfert de perioadă a semnalului de comandă corespunde cu un număr egal de armonici de eliminat, astfel încât se obține un sistem de ecuații liniar de forma următoare:

$$\begin{cases} W_1 B_5 [\text{Wal}(1, \omega t)] + W_5 B_5 [\text{Wal}(5, \omega t)] + \dots + W_{29} B_5 [\text{Wal}(29, \omega t)] = \\ \qquad \qquad \qquad = V_5 = 0 \\ W_1 B_{11} [\text{Wal}(1, \omega t)] + W_5 B_{11} [\text{Wal}(5, \omega t)] + \dots + W_{29} B_{11} [\text{Wal}(29, \omega t)] = \\ \qquad \qquad \qquad = V_{11} = 0 \end{cases} \quad (3.36)$$

inde coeficienții  $W_{4i-3}$  sînt funcție de unghiurile de comutație  $\alpha_1$  și  $\alpha_2$ .

În tabelul 3.3. se prezintă rezultatele obținute în /4/ prin rezolvarea sistemului de ecuații (3.36) în urma căruia se poate observa că procentul armonicilor de ordinul 5 și respectiv 11 sînt neglijabile în raport cu fundamentală  $V_1$ .

TABELUL 3.3

$2^{n-1}$	5	11
$\frac{V_{2n-1}}{V_1} [\%]$	0,56	0,6

Avantajul principal al folosirii funcției Walsh constă în liniarizarea ecuațiilor de calcul obținute prin dezvoltarea în serie Fourier pentru determinarea unghiurilor de comutație. În acest fel calculele sînt mult ușurate, micșorîndu-se timpul de calcul al acestora fiind posibilă comanda invertoarelor în timp real cu ajutorul unui microprocesor de o capacitate și viteză modestă, deci mai ieftin.

Tabelul 3.3.

Dezavantajul metodei este comun tuturor metodelor din categoria MID-BSA și se caracterizează printr-o scădere a preciziei calculelor cînd numărul de armonici care urmează a fi eliminat crește. Aceasta poate duce la trei consecințe principale:

- producerea de armonici substanțiale în tensiunea de ieșire,
- creșterea factorului de distorsiune FD,
- depășirea capacității de calcul a circuitului de comandă.

**3.4. O nouă variantă "hibridă" de modulare a impulsurilor în durată din categoria metodelor de modulare în durată cu eliminarea globală a armonicilor (MID-BSA)**

Cu toate că performanțele obținute în realizarea invertoarelor care folosesc metode din categoria MID-BSA sînt ridicate, implementarea circuitelor de comandă în domeniul acționărilor care necesită modificarea continuă a frecvenței și amplitudinii tensiunii de ieșire este încă costisitoare. În scopul rezolvării acestei probleme pot fi avute în vedere următoarele soluții:

- implementarea celor mai eficiente metode din categoria MID-BSA

cu un singur circuit integrat în tehnologie VLSI, cu condiția ca numărul de echipamente produse, cuprinsând astfel de circuite, să fie destul de mare pentru acoperirea cheltuielilor de cercetare - dezvoltare - producție; soluția nu este la îndemâna firmelor mici și medii /23/, /54/, /26/, /70/;

- dezvoltarea unor noi metode din categoria MID-SGA, cu performanțe îmbunătățite, a căror implementare este mai puțin costisitoare așa cum se propune în cadrul acestui capitol.

În cele ce urmează se prezintă o nouă metodă de modulare în durată a impulsurilor din categoria MID-SGA, denumită de noi "hibridă", obținută prin îmbinarea optimizată a două tehnici de modulare cunoscute din categoria MID-SGA. Aceste tehnici sînt:

- MID cu injectarea armonicilor 3 și 9 pe lângă fundamentală, descrisă anterior, care este prin natura ei, proprie unei implementări analogice;
- MID după o funcție trapezoidală care prin volumul mic de calcul necesar determinării unghiurilor de comutație permite o implementare numerică simplă și ieftină.

Noua soluție, cu implementare numerică, păstrează în bună măsură avantajul timpului de calcul redus proprie modulației cu o undă trapezoidală și urmărește reducerea amplitudinii armonicilor din tensiunea de ieșire a invertorului bazat pe această metodă, printr-o ușoară modificare a undei trapezoidale în concordanță cu forma undei modulate care rezultă în cazul modulației sinusoidale cu injectarea armonicilor 3 și 9. Rezultatele experimentale obținute prin implementarea acestei metode au demonstrat superioritatea ei față de metoda de modulație în durată cu o undă trapezoidală, în ceea ce privește amplitudinea armonicilor generate la ieșirea invertoarelor și factorul de distorsiune profund.

#### 3.4.1. Suportul matematic al dezvoltării noii metode "hibride" de modulare în durată

Etapa inițială în elaborarea metodei a constat dintr-o linearizare grafo-analitică prealabilă a semnalului modulator din fig.3.7., obținut prin injectarea armonicilor de ordinal 3 și 9 pe lângă fundamentală. Modificînd unghiul  $\omega t$  prin valori crescătoare de la  $0^\circ$  pînă la  $90^\circ$ , pasul fiind de un grad și folosind relația (3.9) s-au calculat diferite valori ale amplitudinii sem-

nalului modulator  $V_M$ , rezultatele fiind trecute în tabelul 3.4. Semnalul modulator obținut în concordanță cu tabelul 3.4. este liniarizat și reprezentat în fig.3.12 pentru un raport  $P = 21$ .

TABELUL 3.4

$\omega t$ [grade]	$0,1Y_M$	$0,1Y_M/2$						
1	0,02966	0,01483	31	0,89056	0,44528	61	0,99621	0,49810
2	0,05939	0,02969	32	0,90550	0,45275	62	0,99612	0,49806
3	0,08925	0,04462	33	0,91884	0,45942	63	0,99558	0,49779
4	0,11931	0,05965	34	0,93063	0,46531	64	0,99452	0,49726
5	0,14960	0,07480	35	0,94091	0,47045	65	0,99287	0,49643
6	0,18018	0,09009	36	0,94978	0,47489	66	0,99060	0,49530
7	0,21106	0,10553	37	0,95731	0,47865	67	0,98766	0,49383
8	0,24228	0,12114	38	0,96362	0,48181	68	0,98402	0,49201
9	0,27383	0,13691	39	0,96882	0,48441	69	0,97968	0,48984
10	0,30569	0,15284	40	0,97303	0,48651	70	0,97464	0,48732
11	0,33783	0,16891	41	0,97637	0,48818	71	0,96893	0,48446
12	0,37021	0,18510	42	0,97897	0,48948	72	0,96893	0,48129
13	0,40277	0,20138	43	0,98096	0,49048	73	0,95567	0,47783
14	0,43541	0,21770	44	0,98246	0,49123	74	0,94824	0,47412
15	0,46805	0,23402	45	0,98358	0,49179	75	0,94040	0,47020
16	0,50058	0,25029	46	0,98444	0,49222	76	0,93223	0,46611
17	0,53289	0,26644	47	0,98513	0,49256	77	0,92386	0,46193
18	0,56484	0,28242	48	0,98573	0,49286	78	0,91539	0,45769
19	0,59630	0,29815	49	0,98632	0,49316	79	0,90696	0,45348
20	0,62715	0,31357	50	0,98695	0,49347	80	0,89870	0,44935
21	0,65723	0,32861	51	0,98765	0,49382	81	0,89073	0,44536
22	0,68641	0,34320	52	0,98845	0,49422	82	0,88318	0,44159
23	0,71457	0,35728	53	0,98935	0,49467	83	0,87619	0,43809
24	0,74157	0,37078	54	0,99034	0,49517	84	0,86986	0,43493
25	0,76731	0,38365	55	0,99139	0,49569	85	0,86431	0,43215
26	0,79168	0,39584	56	0,99248	0,49624	86	0,85963	0,42981
27	0,81460	0,40730	57	0,99354	0,49677	87	0,85590	0,42795
28	0,83599	0,41799	58	0,99451	0,49725	88	0,85319	0,42659
29	0,85580	0,42790	59	0,99533	0,49766	89	0,85155	0,42577
30	0,874	0,437	60	0,99592	0,49796	90	0,85099	0,4255

Tabelul 3.4.

La modificarea amplitudinii semnalului modulator de la  $V_M$  la jumătate din valoarea sa  $V_M/2$ , se constată că valoarea pantei  $K$  corespunzătoare zonei III rămâne constantă exprimându-se gra-

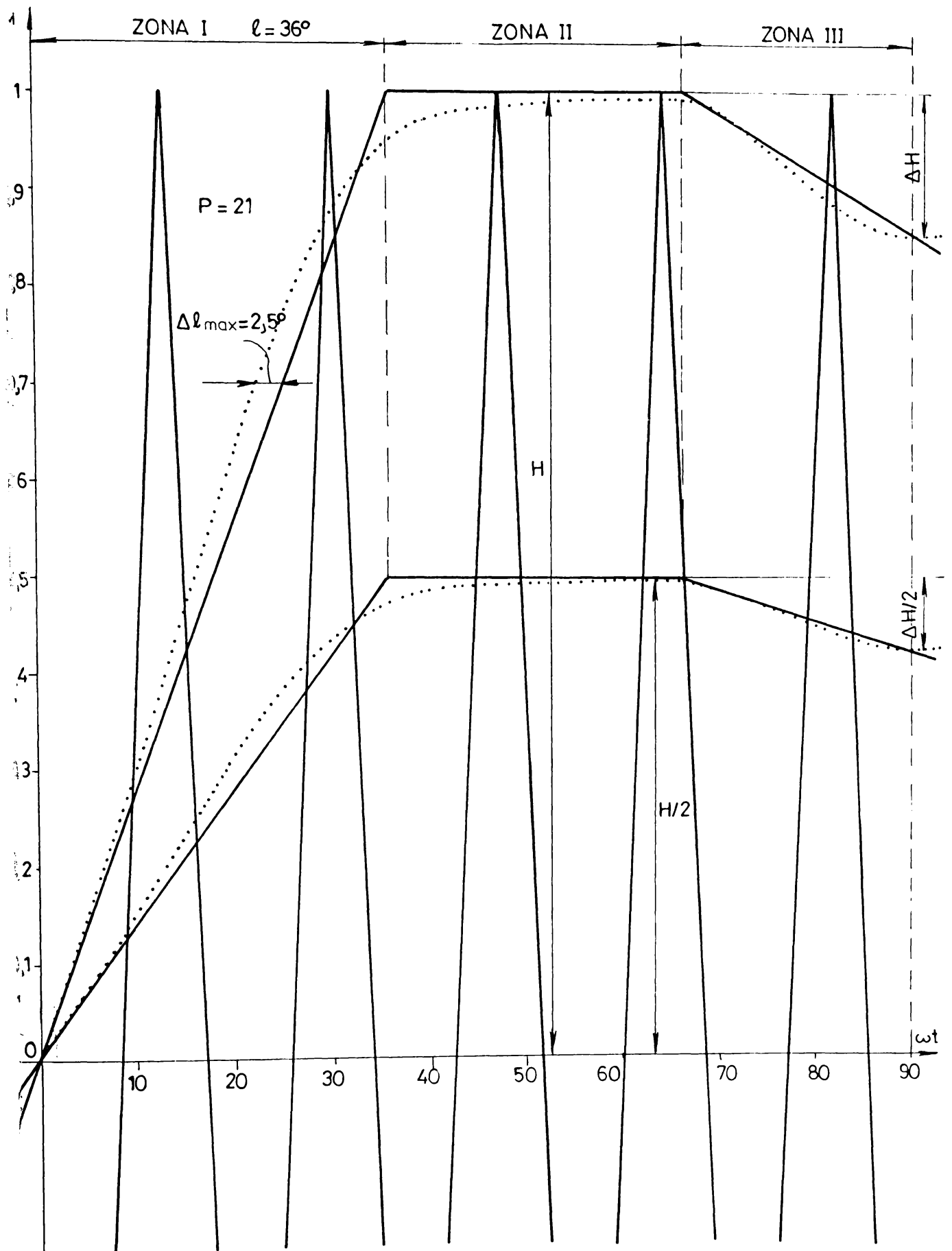


FIG. 3.12



fic prin relația:

$$K = \frac{\Delta H}{H} \quad (3.38)$$

unde  $H$  este amplitudinea semnalului modulator și  $\Delta H$  este valoarea care se scade sau se adaugă amplitudinii  $H$  în funcție de forma semnalului modulator folosit. În conformitate cu aceasta se consideră  $\Delta H$  pozitiv atunci când se adaugă valorii  $H$  și se consideră negativ atunci când se scade din această valoare. În cazul de față valoarea obținută grafic a pantei este  $K = \frac{1 \cdot 5}{10} = 0,15$ .

Erora de liniarizare făcută pe această cale poate fi apreciată prin relația următoare:

$$\varepsilon_l = \frac{\Delta l_{\max}}{l} \quad (3.39)$$

unde  $l$  este lățimea zonei I a semnalului modulator corespunzător modulației impulsurilor în durată după o lege trapezoidală. Valoarea erorii de liniarizare obținută este:  $\varepsilon_l = \frac{2 \cdot 5^2}{36} = 6,9\%$  și poate fi socotită ca acceptabilă.

Semnalul modulator obținut în urma liniarizării făcute este de fapt un semnal pseudotrapezoidal, diferind de cel trapezoidal prin pantele  $K$  existente în jurul unghiurilor  $90^\circ$  și  $270^\circ$  cum este arătat în fig.3.13.a.

Forma semnalului de comandă prezentată în fig.3.13.b. este obținută prin intersectarea semnalului modulator pseudotrapezoidal descris anterior cu un semnal triunghiular de frecvență mai mare (semnalul purtător) pentru un raport al frecvențelor  $P = 15$ .

Existența unei simetrii pare față de  $\pi/2$  și a unei simetrii impare față de  $\pi$  prezentată de semnalul modulator pseudotrapezoidal face posibil calculul unghiurilor de comutație numai pentru intervalul  $[0 - \pi/2]$  și deducerea simplă a valorilor acestor unghiuri pentru celelalte intervale. Tot din aceste motive raportul  $P$  dintre frecvența semnalului purtător și semnalului modulator se alege număr întreg, astfel încât perioada semnalului modulator  $T_m$  să fie un multiplu întreg al perioadei semnalului purtător. Din aceste considerente semnalul modulator pseudotrapezoidal se împarte în trei zone distincte care sînt următoarele:

- ZONA I cuprinsă între  $0^\circ - 36^\circ$  în care semnalul modulator este crescător ceea ce, conform relațiilor (3.11) și (3.15), corespunde unui factor de distorsiune FD minim;

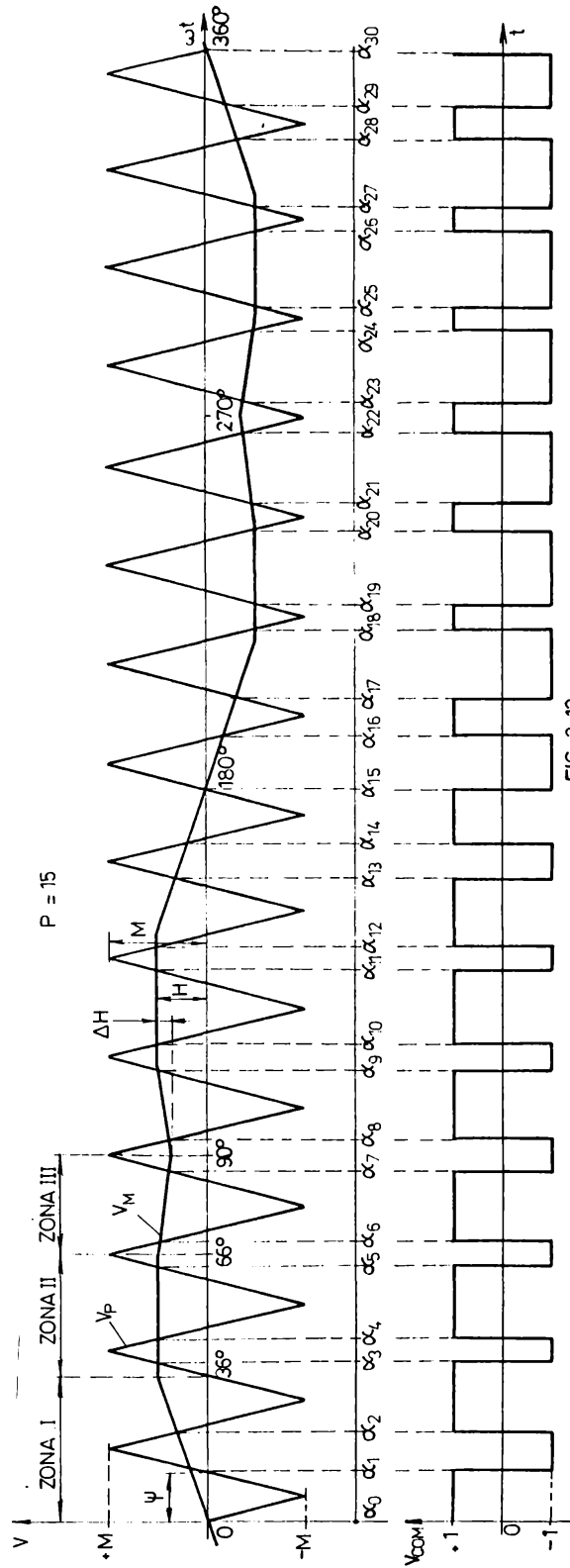


FIG. 3.13

- ZONA II, cuprinsă între  $36^\circ$  și  $66^\circ$ , în care semnalul modulator are o amplitudine constantă;
- ZONA III, cuprinsă între  $66^\circ$  și  $90^\circ$  corespunzătoare variației amplitudinii semnalului modulator cu o pantă K.

Perioada semnalului purtător  $T_p$  este exprimată prin relația:

$$T_p = \frac{T_M}{P} \quad (3.40)$$

Deci pentru  $P = 15$  extinderea unghiulară corespunzătoare semiperioadei semnalului modulator va fi  $\psi = 12^\circ$  în conformitate cu fig.3.13., se exprimă prin relația:

$$P = \frac{H}{M}, \text{ unde } M \text{ este amplitudinea semnalului purtător} \quad (3.41)$$

Pentru fiecare zonă a intervalului cuprins între  $0^\circ$  și  $90^\circ$  semnalul modulator se exprimă printr-o dreaptă cu ecuația:

$$Y_M = a_M \alpha_\lambda + b_M \quad (3.42)$$

unde  $a_M$  este coeficientul direct al dreptei,  $Y_M$  și  $\alpha_\lambda$  fiind ordonata și respectiv abscisa unui punct al dreptei.

Semnalul purtător se exprimă de asemenea printr-o dreaptă cu ecuația:

$$Y_p = a_p \alpha_\lambda + b_p \quad (3.43)$$

unde  $a_p$  este coeficientul director al dreptei,  $Y_p$  și  $\alpha_\lambda$  fiind ordonata și respectiv abscise unui punct aparținător dreptei.

Coordonatele unghiurilor de comutație sînt obținute în urma rezolvării sistemului de ecuații (3.42) și (3.43) în ipoteza:

$$Y_p = Y_M \quad (3.44)$$

rezultînd valorile unghiurilor de comutație:

$$\alpha_\lambda = \frac{b_M - b_p}{a_p - a_M} \quad (3.45)$$

unde  $\lambda = 1, 2, \dots, n$ .

În conformitate cu fig.3.13.a. se obțin, pentru fiecare zonă, expresiile următoare pentru parametrii semnalului modulator:

+ în zona I [ $0^\circ - 36^\circ$ ]

$$Y_M = \frac{H}{3\psi} \alpha_\lambda \quad (3.46)$$

cu  $a_M = \frac{H}{3\psi}$  și  $b_M = 0$

- în zona II [36° - 66°]

$$Y_{II} = H \quad (3.47)$$

cu  $a_{II} = 0$  și  $b_{II} = H$

- în zona III [66° - 90°]

$$Y_{III} = H - \frac{\Delta H}{2\psi} (\alpha_\lambda - 5,5\psi) \quad (3.48)$$

Relațiile (3.48) și (3.38) dau în continuare expresia:

$$Y_{III} = -\frac{KH}{2\psi} \alpha_\lambda + H(1 + 2,75 K) \quad (3.49)$$

cu  $a_{III} = \frac{-KH}{2\psi}$  și  $b_{III} = H(1 + 2,75 K)$

Pentru parametrii semnalului purtător se pot scrie următoarele expresii:

- pentru  $\lambda$  impar,  $\lambda = 1, 3, 5, 7, \dots, 2n-1$  rezultă:

$$\begin{cases} a_p = \frac{2M}{\psi} \\ b_p = -2\lambda M \end{cases} \quad (3.50)$$

- pentru par,  $\lambda = 0, 2, 4, 6, \dots, 2n$  rezultă:

$$\begin{cases} a_p = -\frac{2M}{\psi} \\ b_p = +2\lambda M \end{cases} \quad (3.51)$$

### 3.4.2. Expresiile generalizate de obținere a unghiurilor de comutație corespunzătoare metodei "hibride" de modulare a impulsurilor în durată

Folosind relația (3.44) se deduc expresiile generalizate de obținere a unghiurilor de comutație corespunzătoare fiecărei zone de variație a semnalului modulator în parte. Deducerea valorilor unghiurilor de comutație face apoi posibilă analiza spectrală a semnalului de ieșire al invertorului.

Zonei I îi corespund trei unghiuri de comutație  $\alpha_0, \alpha_1, \alpha_2$  cu  $\lambda = 0, 1, 2$ :

$$\alpha_\lambda = \frac{\lambda}{1 + (-1)^{\lambda+1}} \psi \quad (3.52)$$

În zona a II-a se determină alte trei unghiuri de comutație  $\alpha_3, \alpha_4, \alpha_5$  cu  $\lambda = 3, 4, 5$ :

$$\alpha_\lambda = \frac{2\lambda + (-1)^{1+\lambda} F}{2} \psi \quad (3.53)$$

In zona a III-a se determină două unghiuri de comutație  $\alpha_6, \alpha_7$  cu  $\lambda = 6, 7$ :

$$\alpha_\lambda = \frac{2\lambda + (-1)^{1+\lambda} (1 + 2.75 K) F}{2 + (-1)^{1+\lambda} \frac{K}{2} F} \quad (3.54)$$

### 3.4.3. Optimizarea parametrilor semnalului modulator "hibrid"

Eficiența metodei de modulare propuse s-a investigat efectuând analiza spectrală a semnalului modulat în durată, obținut, pentru o gamă largă de valori ale parametrului K și câteva valori reprezentative ale factorului de modulație F. S-a urmărit determinarea intervalului de valori pentru parametrul K care asigură obținerea unui conținut redus de armonice în comparație cu metoda de modulare cu semnal trapezoidal. In acest scop s-a avut în vedere obținerea unei amplitudini satisfăcătoare pentru fundamentală, la valori cât mai reduse ale amplitudinilor armoniceilor și deci a factorului de distorsiune a undei generate la ieșire. In acest sens s-au determinat amplitudinile  $V_n$  ale armonicilor de ordinul n impar cu ajutorul relației (3.27) modificând valoarea pantei K pentru diferite valori F ale factorului de modulație, avînd în vedere că amplitudinea și frecvența semnalului modulator trebuie modificată în limite largi, în timp ce amplitudinea semnalului purtător rămîne constantă.

In vederea optimizării valorilor pantei K, analiza spectrală a fost făcută pe un microcalculator de tip ALICE al firmei MATRA-HACHETTE în limbajul BASIC /16/, /29/.

Pentru a putea avea o bază de comparare a metodei "hibride" cu celelalte metode de modulare în durată prezentate în acest capitol, s-au folosit două mărimi diferite reprezentînd factorul de distorsiune  $FD$ , prezentate în /9/, pentru un inverter trifazat, în ipoteza absenței din spectrul de frecvențe a armonicilor de ordinul 3 și multiplu de 3, datorită sistemului trifazat simetric format de înfășurările motoarelor de curent alternativ alimentat. Aceste două mărimi sînt:

- factorul de distorsiune în gol  $FD_{gol}$ , considerînd sarcina inverterului deconectată;

- factorul de distorsiune inductiv  $FD_{IND}$  corespunzător situației când sarcina invertoareului este un motor asincron trifazat.

relațiile folosite sînt următoarele:

$$FD_{GOL} = \sqrt{\sum_{n=5,7,\dots}^{\infty} (v_n)^2 / (v_1)^2} \quad (3.55)$$

$$FD_{IND} = \frac{1}{v_1} \sqrt{\sum_{n=5,7,\dots}^{\infty} (v_n)^2 / n} \quad (3.56)$$

Rezultatele obținute sînt prezentate în tabelele 3.5., 3.6., 3.7. și 3.8.

MINIM  
↓

F=0,25		TABELUL 3.5									P = 15
K	0,15	0,10	0,04	0	-0,04	-0,10	-0,15	-0,30	-0,65	-0,75	-0,80
$FD_{IND}$	0,2431	0,2425	0,2420	0,2417	0,2415	0,2412	0,2411	0,2412	0,2436	0,2446	0,2452
$FD_{GOL}$	1,3350	1,3324	1,3296	1,3279	1,3264	1,3243	1,3227	1,3187	1,3115	1,3092	1,3078

MINIM  
↓

F=0,5		TABELUL 3.6									P = 15
K	0,15	0,10	0,04	0	-0,04	-0,10	-0,15	-0,30	-0,65	-0,75	-0,77
$FD_{IND}$	0,1967	0,1950	0,1930	0,1918	0,1907	0,1890	0,1878	0,1846	0,1829	0,1852	0,1857
$FD_{GOL}$	1,0727	1,0645	1,0543	1,0473	1,0400	1,0287	1,0188	0,9864	0,9034	0,8799	0,8834

MINIM  
↓

F=0,75		TABELUL 3.7							P = 15
K	0,15	0,10	0,04	0	-0,04	-0,10	-0,15	-0,65	
$FD_{IND}$	0,1391	0,1363	0,1334	0,1317	0,1303	0,1287	0,1281	0,1573	
$FD_{GOL}$	0,6887	0,6751	0,6584	0,6474	0,6367	0,6218	0,6110	0,6429	

MINIM  
↓

F=1		TABELUL 3.8							P = 15
K	0,15	0,10	0,04	0	-0,04	-0,10	-0,15	-0,65	
$FD_{IND}$	0,1186	0,1161	0,1143	0,1138	0,11400	0,11406	0,1170	0,1521	
$FD_{GOL}$	0,4917	0,4805	0,4713	0,4684	0,4681	0,4726	0,4798	0,5439	

În aceste tabele factorul de distorsiune inductiv,  $FD_{IND}$ , este sensibil mai mic decît factorul de distorsiune în gol,  $FD_{GOL}$ , pentru că motorul de curent alternativ atenuează armoniile superioare de curent. Se constată că valorile acestor fac-



tori de distorsiune scad cu cresterea factorului de modulație F și au valoarea minimă pentru  $F = 1$ , când amplitudinea fundamentalei este cea mai ridicată. Valorile optime ale pantei K, pentru care factorii de distorsiune  $FD_{GOL}$  și  $FD_{IND}$  prezintă valori minime, se obțin în funcție de factorul de modulație F.

Pentru  $F = 0,75$  se obține  $K_{OPTIM} = -0,15$  care corespunde cu forma pseudotrapezoidală a semnalului modulator, prezentată în fig.3.14.a., forma semnalului modulator corespunzător lui  $K = +0,15$  fiind reprezentată în linii întrerupte.

Pentru  $F = 1$  se obține  $K_{OPTIM} = 0$  care corespunde cu forma trapezoidală a semnalului modulator, prezentat în fig.3.14.b.

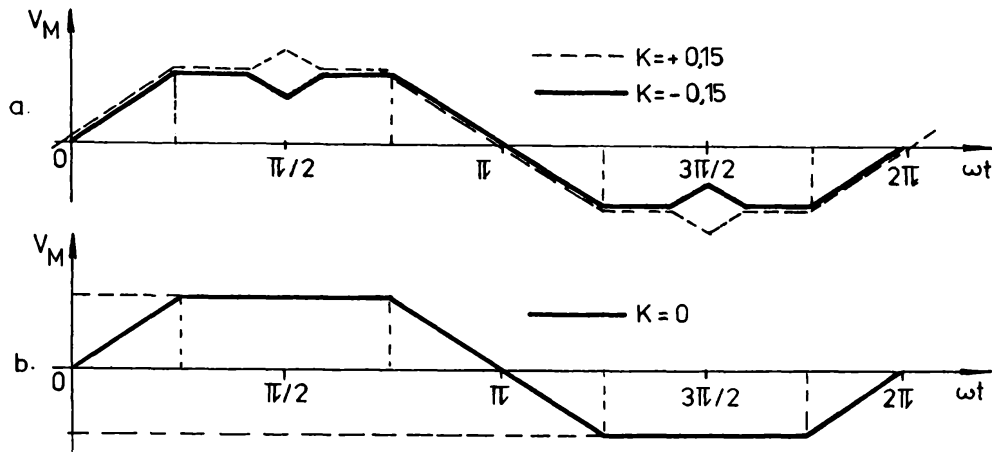
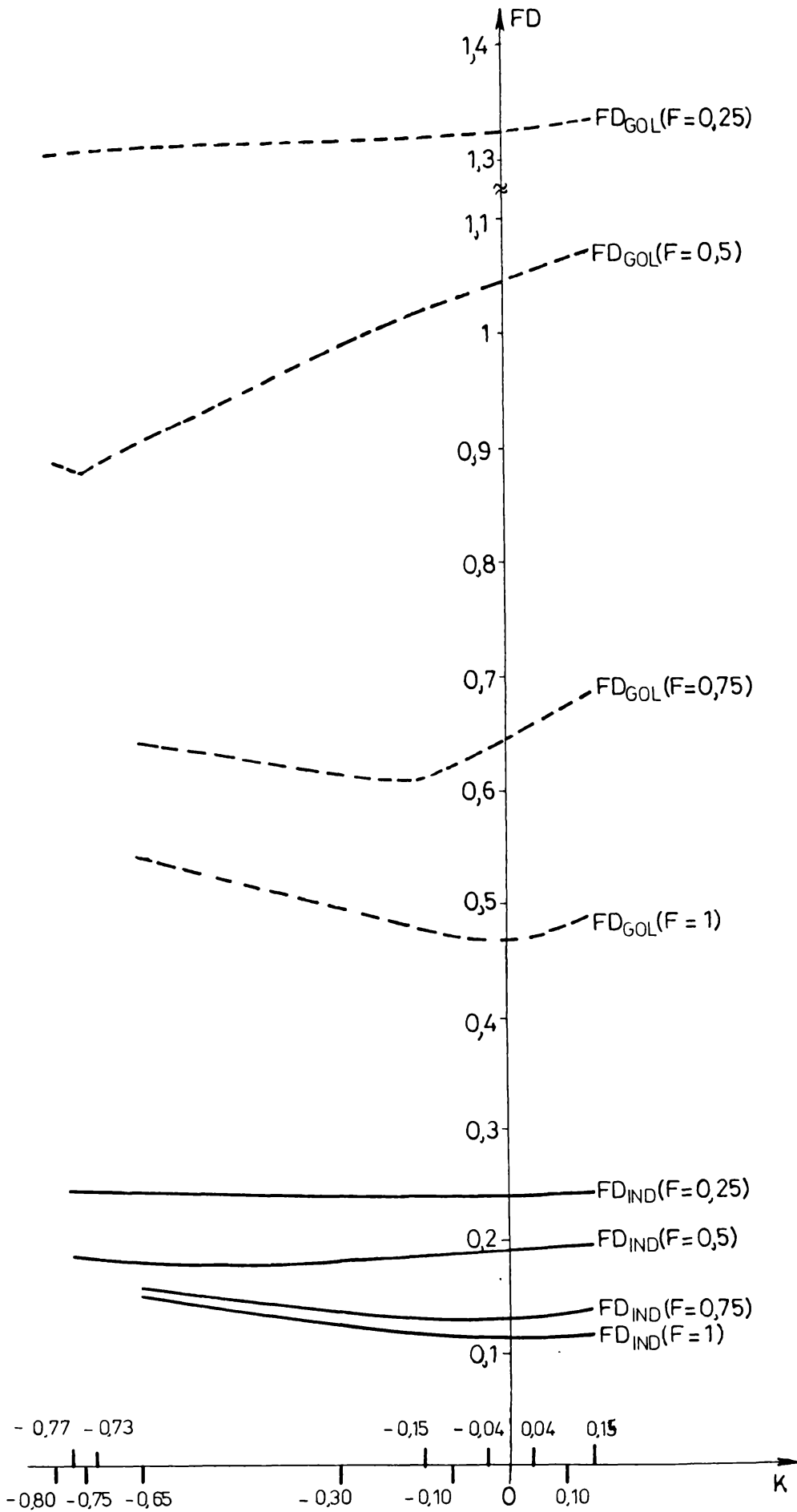


Figura 3.14.

În fig.3.15. se prezintă dependența factorilor de distorsiune  $FD_{GOL}$  și  $FD_{IND}$  în funcție de panta K pentru diferite valori ale factorului de modulație F.

Reducerea globală a armonicilor de frecvențe nedorite poate fi apreciată în tabelele 3.9., 3.10., 3.11., 3.12., 3.13., 3.14., 3.15., 3.16., 3.17., 3.18., 3.19. și 3.20. unde sînt redase valorile rapoartelor dintre amplitudinile principalelor armonici superioare și amplitudinea fundamentalei, considerînd și armonicile de ordinul 3 și multiplii lui 3 adică 3, 9, 15, 21, 27, 33, 39, 45, ... etc. care nu intervin în cazul unei sarcini trifazate.

În figurile 3.16., 3.17., 3.18., 3.19. se prezintă spectrele principalelor armonici superioare din componența semnalului de ieșire pentru valorile optime ale pantei K și factorii de mo-



F=0,25 TABELUL 3.9 P = 15

K = 0,15	n	3	5	7	9	11	13	15	17	19	21	23	25	27	29	31	33	35	37	39	41	43	45	47	49
$\frac{V_n}{V_1}$ [%]		21,7	3,04	2,2	1,6	6,7	7,7	4,17	5,1	4,5	2,6	1,3	0,8	20,6	90,2	91,9	20	2,7	1,4	0,44	15,3	17,8	32,6	16,7	14,6

F=0,25 TABELUL 3.10 P = 15

K = 0	n	3	5	7	9	11	13	15	17	19	21	23	25	27	29	31	33	35	37	39	41	43	45	47	49
$\frac{V_n}{V_1}$ [%]		18,1	0,5	4	0,21	5,3	8,6	4,02	6	3,6	2,6	1,9	2,3	17,8	89	91	17,1	0,5	3,4	2,6	12,3	20,1	7,6	9,19	11,8

F=0,25 TABELUL 3.11 P = 15

K = -0,80	n	3	5	7	9	11	13	15	17	19	21	23	25	27	29	31	33	35	37	39	41	43	45	47	49
$\frac{V_n}{V_1}$ [%]		1,29	11,3	12,8	7,58	2,5	14,6	3,32	12,3	2,7	5,3	2	5,84	8,5	8,37	8,53	6,8	6,9	10,9	11,8	1,4	30,9	4,99	31	3,3

F=0,5 TABELUL 3.12 P = 15

K = 0,15	n	3	5	7	9	11	13	15	17	19	21	23	25	27	29	31	33	35	37	39	41	43	45	47	49
$\frac{V_n}{V_1}$ [%]		21,5	3,7	1,7	1	11,4	13,1	17,5	11,8	10,4	1,9	0,6	6,2	16,8	6,64	6,8	16,0	2,4	2,1	4,6	18,2	22,7	19,4	24,3	19,8

F=0,5 TABELUL 3.13 P = 15

K = 0	n	3	5	7	9	11	13	15	17	19	21	23	25	27	29	31	33	35	37	39	41	43	45	47	49
$\frac{V_n}{V_1}$ [%]		17,8	0,9	4	1,1	8,9	14,9	1,67	13,5	8,3	3	1,2	5,9	16,1	6,45	6,61	15,1	2,9	0,9	6,1	15,4	24,5	21,4	26,1	16,8

F=0,5 TABELUL 3.14 P = 15

K = -0,75	n	3	5	7	9	11	13	15	17	19	21	23	25	27	29	31	33	35	37	39	41	43	45	47	49
$\frac{V_n}{V_1}$ [%]		0,7	12,2	15,3	12,3	4,11	25,1	12,8	24,5	4,9	13	9,6	2,2	20,4	47,8	48,7	20,1	3,9	5,7	2,2	4,2	20,7	18,3	22	14,6

F=0,75 TABELUL 3.15 P = 15

K = 0,15	n	3	5	7	9	11	13	15	17	19	21	23	25	27	29	31	33	35	37	39	41	43	45	47	49
$\frac{V_n}{V_1}$ [%]		21,4	4,3	1,1	0,4	15,3	17,7	8,1	17,5	15,2	0,7	2,5	11,9	12,1	36	36,3	11,6	10,7	6,6	9,3	10,4	15	29,3	15,9	10,3

F=0,75 TABELUL 3.16 P = 15

K = 0	n	3	5	7	9	11	13	15	17	19	21	23	25	27	29	31	33	35	37	39	41	43	45	47	49
$\frac{V_n}{V_1}$ [%]		17,5	1,2	3,9	2,3	12	20	7,75	19,8	12,1	3	4,5	9,5	13,6	32,9	33,2	13	8,9	7,5	8,1	10,7	14	27,8	15	10,2

dulație  $F = 0,75$  și respectiv  $F = 1$ . Aici componentele armonice a căror amplitudine reprezintă mai puțin de 6% din amplitudinea fundamentalei au fost considerate neglijabile.

F = 0,75		TABELUL 3.17																P = 15							
K = -0,15	n	3	5	7	9	11	13	15	17	19	21	23	25	27	29	31	33	35	37	39	41	43	45	47	49
$\frac{V_n}{V_1}$ [%]		13,8	1,8	6,7	5,1	8,6	22,5	71,7	22,2	8,7	5,7	7	6,7	15,7	29,2	29,4	15,1	6,24	9,46	5,93	12,2	11,6	24,9	12,5	11,7

F = 1		TABELUL 3.18																P = 15							
K = 0,15	n	3	5	7	9	11	13	15	17	19	21	23	25	27	29	31	33	35	37	39	41	43	45	47	49
$\frac{V_n}{V_1}$ [%]		21,3	4,7	0,5	0,1	18,1	21,2	31,7	21,5	18,3	0,4	4,1	15,6	7,1	8,3	7,2	8	17,7	10,2	12	0	1,6	6,5	0,1	3,7

F = 1		TABELUL 3.19																P = 15							
K = 0	n	3	5	7	9	11	13	15	17	19	21	23	25	27	29	31	33	35	37	39	41	43	45	47	49
$\frac{V_n}{V_1}$ [%]		17,4	1,3	3,7	3,3	14,3	23,8	27,5	24	14,5	2,7	7,1	11,9	10,6	4,3	3,9	10,8	14,1	12,9	8,5	3	1,3	3,3	2,8	0,6

F = 1		TABELUL 3.20																P = 15							
K = -0,15	n	3	5	7	9	11	13	15	17	19	21	23	25	27	29	31	33	35	37	39	41	43	45	47	49
$\frac{V_n}{V_1}$ [%]		13,4	2,0	6,9	6,6	10,5	26,3	23,2	26,5	10,7	5,9	10,2	8,2	13,5	0,9	0,5	13,7	10,4	15,7	5,1	6	4,4	0,1	5,7	2,3

În urma analizei făcute în acest paragraf se poate observa că la o valoare a pantei  $K = 0$  corespunzătoare unui semnal modulator trapezoidal, valoarea factorului de distorsiune FD și conținutul în armonici superioare se reduc sensibil numai în cazul în care factorul de modulație este maxim, adică  $F = 1$ . În schimb, pentru o valoare negativă a pantei corespunzătoare unui semnal modulator pseudotrapezoidal, valoarea factorului de distorsiune FD, precum și conținutul în armonici superioare se reduc considerabil pentru o gamă largă de valori a factorului de modulație  $F$  atingând valori minime în intervalul  $0 < F < 1$ . În tabelele 3.21., 3.22., 3.23. și 3.24. se dau valorile unghiurilor de comutație calculate pentru intervalul  $[0 - 90^\circ]$  în si-

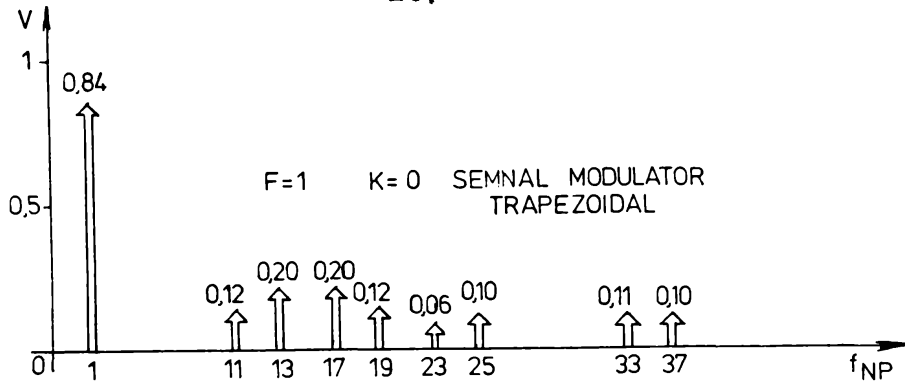


FIG. 3.16

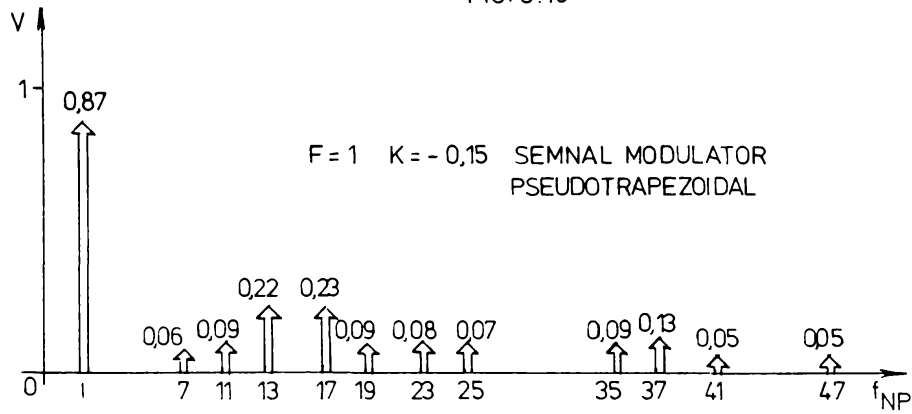


FIG. 3.17

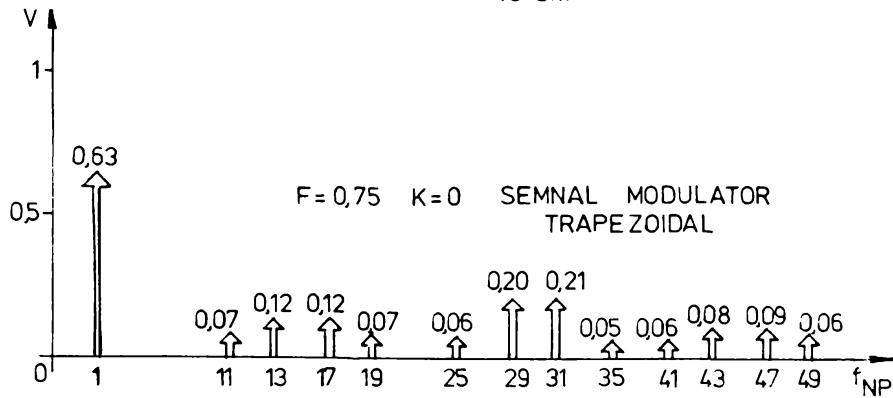


FIG. 3.18

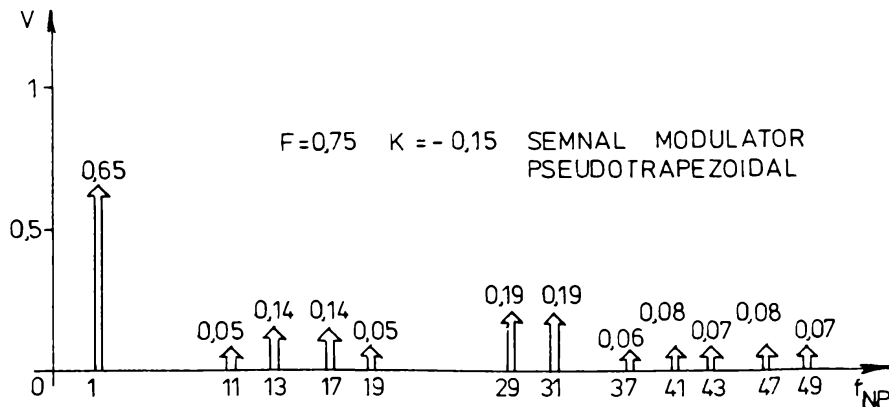


FIG. 3.19

tuțiile de mai sus, în funcție de forma semnalului modulator adoptat.

F = 1		TABELUL 3.21 P = 15					
$\alpha_i$ [grade]	$\alpha_1$	$\alpha_2$	$\alpha_3$	$\alpha_4$	$\alpha_5$	$\alpha_6$	$\alpha_7$
K = 0	14,4	20,57	42	42	66	66	90

F = 1		TABELUL 3.22 P = 15					
$\alpha_i$ [grade]	$\alpha_1$	$\alpha_2$	$\alpha_3$	$\alpha_4$	$\alpha_5$	$\alpha_6$	$\alpha_7$
K = -0,15	14,4	20,57	42	42	66	66	90,93

F = 0,75		TABELUL 3.23 P = 15					
$\alpha_i$ [grade]	$\alpha_1$	$\alpha_2$	$\alpha_3$	$\alpha_4$	$\alpha_5$	$\alpha_6$	$\alpha_7$
K = 0	13,71	21,33	40,5	43,5	64,5	67,5	88,5

F = 0,75		TABELUL 3.24 P = 15					
$\alpha_i$ [grade]	$\alpha_1$	$\alpha_2$	$\alpha_3$	$\alpha_4$	$\alpha_5$	$\alpha_6$	$\alpha_7$
K = - 0,15	13,71	21,33	40,5	43,5	64,5	67,45	89,15

Această analiză arată că modularea impulsurilor în durată după o lege trapezoidală (MDT) nu este decât un caz particular al metodei "hibride" de modulare, corespunzătoare unui semnal modulator pseudotrapezoidal dar pentru care valoarea pantei K este egală cu zero.



### 3.5. Concluzii

În acest capitol sînt prezentate cîteva metode de modulație în durată care au dat rezultate satisfăcătoare atît în domeniul convertoarelor statice de frecvențe cît și în domeniul surselor de alimentare cu funcționare neîntreruptă. Pentru a obține aceste rezultate, alegerea potrivită a formei semnalului modulator are o mare importanță întrucît aceasta determină gradul de complexitate precum și prețul de cost al circuitului de comandă prin care o metodă de modulare este implementată.

Se arată că, complexitatea și prețul de cost al circuitelor de comandă, precum și conținutul în armonici a tensiunii de ieșire depind în bună măsură de forma undei modulatoare. În funcție de timpul și complexitatea circuitelor de comandă folosite, metodele de modulare în durată se împart în două mari categorii:

- modularea impulsurilor în durată cu eliminarea globală a armonicilor (MID-BGA);
- modularea impulsurilor în durată cu eliminarea selectivă a armonicilor (MID-ASA).

La ora actuală se pune problema îmbunătățirii metodelor din aceste două categorii pentru a se obține performanțe superioare în ceea ce privește spectrul de frecvențe al tensiunii de la ieșirea inverterului. datorită faptului că îmbunătățirea metodelor de modulare din categoria MID-ASA impune un hord de mare complexitate, deci costisitor, constructorii de circuite de comandă pentru inverttoare se orientează în ultimul timp spre îmbunătățirea metodelor de modulare din categoria MID-BGA, acestea din urmă presupunînd exigențe mai modeste în ceea ce privește complexitatea circuitelor folosite.

În legătură cu aceasta este prezentată în ultima parte a acestui capitol o nouă metodă "hibridă" de modulare a impulsurilor în durată din categoria MID-BGA.

Analiza spectrală a tensiunii de ieșire pentru varianta "hibridă" de modulare în durată a fost făcută modificînd valoarea factorului de modulație  $F$  și deducînd valorile optime ale pantei  $K$  corespunzătoare unor factori de distorsiune  $F_d$  minimi, deci a unui conținut redus în armonici superioare în spectrul semnalului de ieșire. Semnalul de comandă pentru un inverter cu tranzistoare fiind imaginea la scară mai redusă a semnalului de la ieșirea inverterului, în urma analizei făcute s-a putut anti-

cipa atât conținutul cât și structura spectrului de frecvențe al tensiunii de la ieșirea unui invertor monofazat sau trifazat.

Possibilitățile acestei noi metode de modulare pot fi socotite bune în ceea ce privește cumulara caracteristicilor și avantajelor a două tehnici de modulare care intră în asociație și care, luate fiecare în parte au dat rezultate satisfăcătoare, și anume:

- modulația impulsurilor în durată cu injectarea armonicilor de ordinul 3 și 9 pe lângă fundamentala (MIA) care este o metodă analogică;
- modulația impulsurilor în durată după o lege trapezoidală (MIDT) care este o metodă numerică de modulare.

Plecând de la o formă pseudotrapezoidală a semnalului modulator corespunzător modulației impulsurilor în durată cu injectarea armonicilor de ordinul 3 și 9 pe lângă fundamentală și păstrând avantajul unui timp redus de calcul a unghiurilor de comutație, obținut prin liniarizarea semnalului modulator în conformitate cu metoda de modulare a impulsurilor în durată după o lege trapezoidală, se constată că varianta "hibridă" de modulare, caracterizată printr-un semnal modulator pseudotrapezoidal, permite obținerea unor rezultate mai bune în ceea ce privește conținutul în armonici superioare și micșorarea factorului de distorsiune în comparație cu modularea impulsurilor în durată după o lege trapezoidală.

Verificarea experimentală a rezultatelor obținute prin calcul este prezentată în capitoul următor. Conform celor de mai sus, modularea impulsurilor în durată după o lege trapezoidală (MIDT) poate fi socotită a fi un caz particular al metodei "hibride" de modulare în durată, corespunzătoare unui semnal modulator pseudotrapezoidal pentru care valoarea pantei  $K$  este egală cu zero.

## CAPITOLUL 4

### 4. STRATEGII SI CIRCUITE PENTRU COMANDA INVERTOARELOR CU TRANZISTOARE

#### 4.1. Generalități

Progresele obținute în domeniul electronicii de putere au permis simplificarea schemelor de comandă pentru invertoarele cu tranzistoare astfel încât acestea constituie deja soluții fiabile și economice pentru sistemele de acționări electrice cu motoare asincrone de putere mică și medie din domeniul industriei textile și cea a hârtiei, în instalații de prospecțiuni geologice și încălzirea electrică a terenurilor.

Cercetările efectuate preconizează o dezvoltare intensivă a invertoarelor bazate pe principiile MID ca o soluție viabilă pentru eliminarea cuplurilor parazite și reducerea pierderilor în funcționarea motoarelor asincrone /2/, /12/.

Pentru un inverter bazat pe principiul modulației impulsurilor în durată după o lege sinusoidală raportul  $P$  dintre frecvența semnalului purtător  $f_p$  (frecvența de comutație) și frecvența semnalului modulator  $f_M$  (frecvența semnalului de ieșire) este limitat și de creșterea pierderilor în dispozitivele semiconductor de putere. Dar prin folosirea tranzistoarelor bipolare rapide, a tranzistoarelor MOS și IGBT de putere, se pot adapta frecvențe de comutație mai mari decât 20 KHz. Aceste frecvențe înalte sînt avantajoase deoarece permit nu numai o filtrare mai ușoară a tensiunilor de ieșire dar și utilizarea invertoarelor în domeniul frecvențelor înalte la un raport  $P$  mare. În acest caz valoarea lui  $P$  se menține constantă pentru limite mai largi de reglare a frecvenței de ieșire  $f_M$ .

Realizarea generatoarelor de semnale de comandă pentru aceste invertoare este dificil de realizat cu circuite pur analogice, mai ales în cazul în care se necesită un sistem trifazat de impulsuri de comandă. Rezolvarea digitală a MID a fost efectuată cu succes folosind filtre cu capacități comutate și

și oscilatoarele comandate în tensiune cu limitările cunoscute în ceea ce privește flexibilitatea circuitelor utilizate /3/.

Astăzi, comanda invertoarelor cu tranzistoare, destinate aplicațiilor mai puțin pretanțioase din acționările electrice folosind circuitele electronice tradiționale analogice sau numerice constituie o problemă practic rezolvată. Se pune problema folosirii microprocesoarelor în circuitele de comandă pentru invertoare, a schimbării conceptelor de proiectarea acestora, de sinteză a secvențelor de comandă în vederea realizării de avantaje incontestabile /17/. Utilizarea microprocesoarelor în domeniile amintite se justifică nu numai din punctul de vedere al complexității operațiilor și comenzilor necesare ci și dintr-o serie de alte motive ca: micșorarea timpului de răspuns; creșterea preciziei și siguranței în funcționare prin renunțarea la dispozitivele analogice care se pot decala în timp și necesită corecții; flexibilitate și adaptabilitate la o mare varietate de cerințe, adică posibilitatea extinderii numărului de elemente controlate, a efectuării de modificări sau corecții asupra funcției de comandă prin simplă schimbare a unui program și menținerea neschimbată a structurii hardware; simplificarea proiectării electronice și tehnologice datorită existenței familiilor de componente cu interconectări standard; reducerea numărului de componente din circuitele de comandă în situația în care și prețul de cost al circuitelor integrate LSI a scăzut simțitor; interfațarea mult mai ușoară cu semnale numerice și eliminarea traductoarelor analog-numeric din bucla de comandă; posibilitatea subordonării directe a circuitelor de comandă pentru acționarea sistemelor de calcul ierarhic superioare, la mașini cu comandă numerică sau roboți, evitându-se convertoarele numeric-analogice sau alte circuite de interfață; îmbunătățirea fiabilității și asigurarea unei sensibilități reduse la perturbații a circuitelor de comandă; posibilitatea de autotestare prin programe de test sau autodepanarea și scăderea consumului de energie prin introducerea tehnologiei MOS-FET /54/, /74/.

În acest capitol se va aborda pe rând problematica folosirii logicii cablate și logicii programabile pentru comanda invertoarelor cu tranzistoare analizând diferite strategii și circuite de comandă. La sfârșitul capitolului se prezintă implementarea experimentală a metodei "hibride" de modulare în durată pentru comanda unui inverter monofazat în punte H cu

tranzistoare bipolare folosind logica programabilă.

#### 4.2. Comanda invertoarelor folosind logica cablată

În cadrul folosirii logicii cablate pentru comanda invertoarelor s-au dezvoltat două structuri principale de circuite: structura hardware cu comparator analogic și generatorul de funcții și structura hardware cu memorie SRROM și comparator numeric.

##### 4.2.1. Structura hardware cu comparator analogic și generatorul de funcții

Această structură face parte din variantele hibride ale circuitelor de comandă unde circuitele analogice sînt folosite împreună cu cele numerice așa cum se arată în fig.4.1.

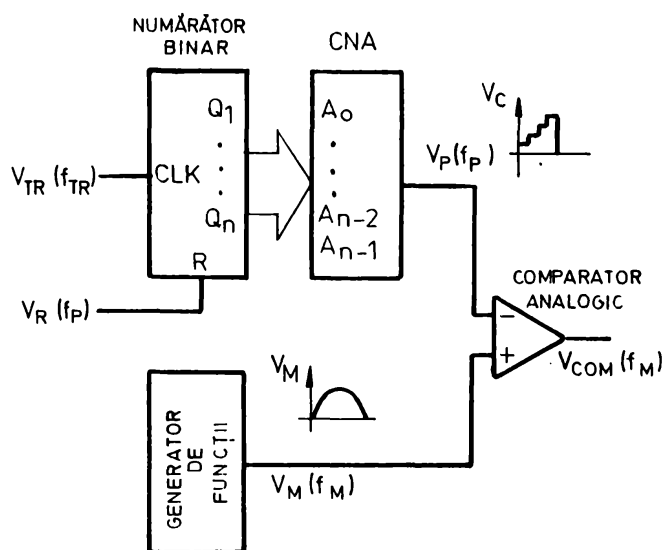


Figura 4.1.

lui purtător este mai mare decât amplitudinea semnalului modulator, comparatorul analogic comută cu frecvența  $f_p$  a semnalului purtător de la ieșirea convertorului numeric analogic. Performanțele unui astfel de circuit sînt limitate de imprecizia, variația în timp a parametrilor și sensibilitatea circuitelor analogice la perturbările electrice, factori care produc decalarea în timp a impulsurilor de comandă de la ieșirea comparatorului față de cele prescrise. Aceste erori de timp duc la apariția unor armonici suplimentare în spectrul semnalului de ieșire, respectiv la creșterea factorului de distorsiune SD în

funcție de frecvența semnalului purtător  $f_p$  și pentru diferite valori ale decalajului de timp  $\Delta t$  /56/.

În fig.4.2. și 4.3. se prezintă variația factorului de distorsiune FD în funcție de factorul de modulație  $F$  pentru trei valori ale decalajului de timp  $\Delta t$  (0, 20 și 50  $\mu s$ ) și pentru două frecvențe nominalizate ale semnalului purtător  $f_{np}=9$  și  $f_{np}=15$ . Prin restructurarea acestui circuit de comandă folosind o structură hardware cu memorie EPROM și comparator numeric se poate minimiza influența nefavorabilă a decalajului în timp produse de elementele analogice.

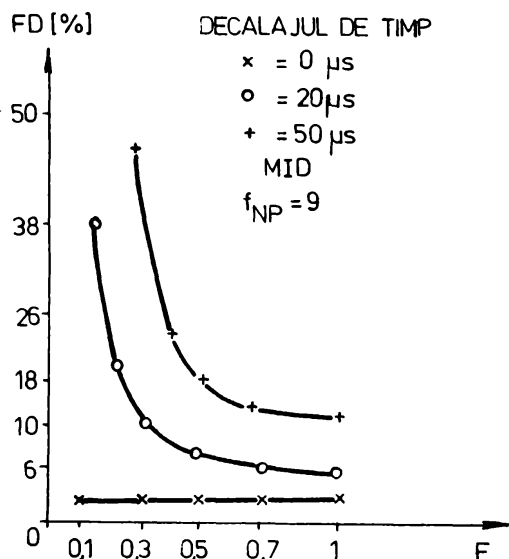


Figura 4.2.

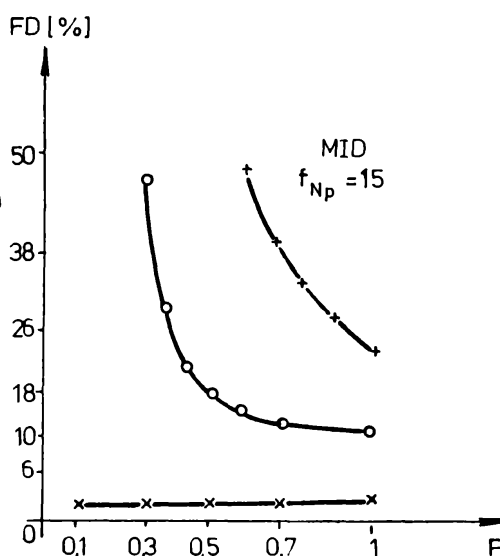


Figura 4.3.

#### 4.2.2. Structura hardware cu memorie EPROM și comparator numeric

În această variantă îmbunătățită de generare a impulsurilor modulate în durată se înlocuiește generatorul de funcții analogic cu o memorie EPROM în care sînt tabelate valori discrete succesive ale funcției sinusoidale cu o bună precizie, iar comparatorul analogic este substituit printr-unul numeric. așa cum rezultă din fig.4.4. memoria este adresată cu ajutorul unui număr binar care este avansat cu ajutorul unui oscilator comandat în tensiune CMOS. Funcționarea generatorului de tensiune în trepte care furnizează echivalentul numeric al nivelului unde purtătoare este sincronizată cu aceea a generatorului de funcție realizat cu memoria EPROM. Compararea amplitudinii celor două



"semnale" se face cu ajutorul unui comparator numeric /56/, /64/.

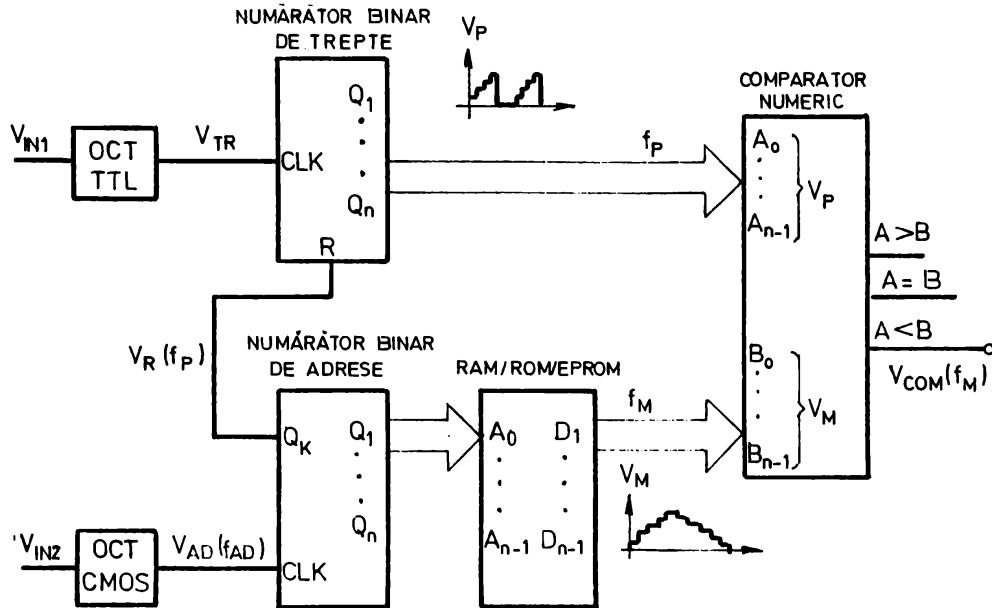


Figura 4.4.

Avantajele obținute folosind această structură sînt următoarele: reducerea gabaritului circuitului de comandă prin eliminarea convertorului numeric-analogic și a generatorului analogic de funcții, deci o sensibilitate mai mică la perturbații avînd ca rezultat minimizarea decalajului de timp; sincronizarea inerentă între semnalul purtător în trepte  $V_P$  și semnalul de tact  $V_{TR}$ ; posibilitatea modificării continue a amplitudinii și frecvenței semnalului de comandă în concordanță cu necesitățile impuse de utilizările din domeniul acțiunilor electrice.

În fig.4.5. se prezintă formele de undă ale semnalelor corespunzătoare modulatorului numeric MID astfel structurat, unde semnalul  $V_M$  este echivalentul analogic al semnalului modulator digital de la ieșirea memoriei EPROM și  $V_{COM}$  este semnalul de comandă obținut la ieșire /46/, /64/, /56/.

În acest caz, dacă  $2^N$  de cuvinte de  $K$  biți fiecare, din memoria EPROM sînt adresate de numărătorului binar de adrese cel puțin o dată într-o semiperioadă a semnalului modulator, frecvența minimă de tact a numărătorului de adrese se exprimă prin relația:

$$f_{AD, \min} = (2^N)(2f_M) \quad (4.1)$$

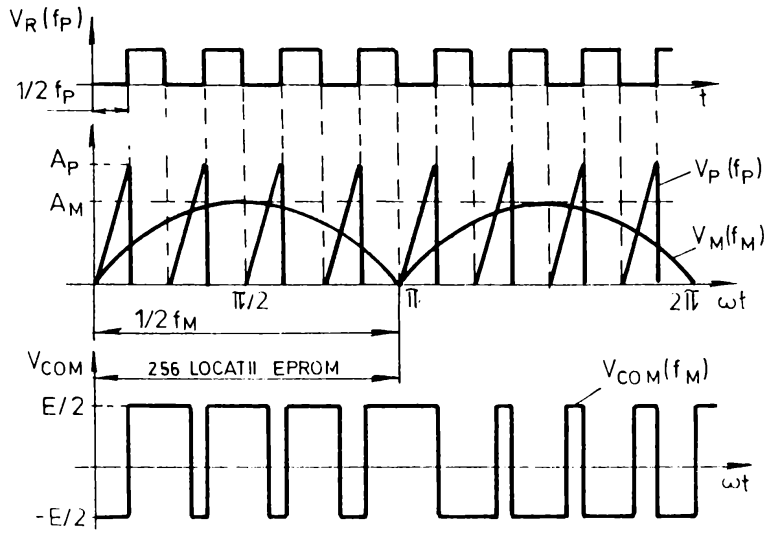


Fig. 4.5

Frecvența nominală de tact a numărătorului de adrese se poate alege de opt ori mai mare obținînd:

$$f_{AD,nom} = (2^3) f_{AD,min} = (2^{N+3}) (2f_M) \quad (4.2)$$

Frecvența de tact a numărătorului binar  $f_{IR}$  se alege pentru un anumit număr de trepte și pentru un anumit număr de perioade ale semnalului purtător într-o perioadă a semnalului modulator. Pentru  $2^R$  trepte și un raport  $F$  între frecvența semnalului purtător  $f_p$  și a semnalului modulator  $f_M$  se obține:

$$f_{IR} = (2^R) 2 f_p = 2(2^R)_p f_M \quad (4.3)$$

Factorul de modulație  $F$  este dat ca raportul dintre amplitudinea semnalului modulator  $A_M$  corespunzătoare numărului binar  $2^K$  și amplitudinea semnalului purtător  $A_p$  cînd numărul binar codifică un număr de  $2^N$  trepte obținînd relațiile:

$$F = \frac{A_M}{A_p} = \frac{2^K}{2^N} \quad (4.4)$$

din relațiile (4.3) și (4.4) se obține relația:

$$f_{IR} = \frac{2^{K+1} p f_M}{F} \quad (4.5)$$

Prin modificarea frecvenței  $f_{AD}$  se modifică frecvența semnalului de ieșire  $f_M$ , în timp ce modificarea frecvenței  $f_{IR}$  duce la modificarea factorului de modulație  $F$  și implicit la variația amplitudinii semnalului de ieșire.

Dezavantajul circuitului prezentat este flexibilitatea redusă, fiecare modificare a regimului de comandă necesitînd o reprogramare a memoriei EPROM. Soluția prezentată nu este deci utilizabilă fără adaptări hard la o varietate mare de aplicații, acesta fiind de fapt dezavantajul major al folosirii logicii cablate pentru comanda invertoarelor.

Avantajul logicii cablate rezidă în lărgirea cercului utilizatorilor potențiali de circuite de comandă în acest caz pînă la cei care nu dispun de suficientă experiență în materie de software și prin existența unui timp de răspuns foarte scurt al circuitelor de comandă, neexistînd un timp suplimentar de calcul pentru determinarea unghiurilor de comandă a impulsurilor de comandă.

Pe măsură ce se tinde spre obiective mai rafinate și spre lărgirea domeniului frecvențelor de funcționare ale in-

vertoarelor, procesul de modularizare se face prin mărirea preciziei și capacității de memorare pe seama unui hardware mai complex și mai scump. Folosirea componentelor montate pe suprafața CMS poate contribui la reducerea sensibilității la perturbații (datorită micșorării capacităților parazite) și a prețului de cost dar inflexibilitatea persistă /20/, /76/. Folosirea automatelor programabile și reprogramabile nu constituie o soluție economică datorită prețului de cost ridicat și complexității operațiilor de programare /23/, /67/.

În prezent, îmbunătățiri spectaculoase, în ceea ce privește partea de hard a circuitelor de comandă bazată pe logica cablată pentru acțiunile electrice sînt mai puțin probabile astfel încît producătorii de circuite de comandă pentru invertoare se îndreaptă spre logice programabile de comandă bazată pe folosirea microprocesoarelor.

#### 4.3. Folosirea microprocesoarelor pentru comanda invertoarelor

În realizarea circuitelor de comandă cu microprocesor se pot observa două tendințe:

- realizarea unor dispozitive de comandă cu performanțe ridicate pentru aplicațiile specifice și exigente unde aceste dispozitive pot interveni cu un procent mai mare în costul total al echipamentului;
- realizarea unor dispozitive de comandă mai economice și mai puțin performante pentru aplicații de uz general.

În ceea ce privește prima tendință, operațiile de comandă sînt efectuate de obicei de către mai multe microprocesoare pentru creșterea capacității, performanțelor și vitezelor de funcționare. De aici rezultă tendința spre sisteme de comandă multimicroprocesor folosite de exemplu în cadrul instalațiilor complexe, cum ar fi laminoarele, fabricile de hirtie sau liniile de calandru pentru prelucrarea materialelor plastice, ce implică mai multe dispozitive de acționare cu un control coordonat al vitezelor, cu o supraveghere continuă a mărimilor de bază. Alternativa amintită reduce numărul personalului de supraveghere și costurile necesitate de întreținere.

Rentabilitatea acestor sisteme nu este întotdeauna efectivă deoarece microprocesoarele nu sînt tot timpul folosite

la capacitatea lor maximă /54/.

A doua tendință presupune un microsistem mai ușor de rentabilizat unde frecvențele de funcționare ale circuitelor de comandă sînt specifice invertoarelor care urmează a fi comandate și posibilitățile unui singur microprocesor sînt folosite la maxim într-o configurație maximală sau minimală cu ajutorul circuitelor LSI de aceeași familie (timere sau generatoare de timp real, porturi de intrare-ieșire, memorii RAM, ROM și EPROM, etc.). Aceste micro sisteme pot fi utilizate în domeniul roboților industriali și mașinilor unelte, sau în laboratoarele de cercetare-dezvoltare unde se cere o mare flexibilitate dictată de însăși natura activității de cercetare și de variabilitatea temelor abordate /34/, /57/.

Intr-o aplicație concretă, indiferent de alternativa adoptată, problemele care se pun la folosirea microprocesoarelor pentru comanda invertoarelor sînt următoarele:

- multiplicitatea funcțiilor de controlat și corelarea comenzii cu viteza fenomenelor de controlat;
- reducerea sensibilității la semnale electrice parazite și satisfacerea cerințelor economice.

#### 4.3.1. Multiplicitatea funcțiilor de controlat și corelarea comenzii cu viteza fenomenelor

În vederea proiectării circuitelor de comandă pentru invertoare cu tranzistoare este necesară realizarea unei analize prealabile asupra tuturor funcțiilor de controlat, asupra vitezelor și preciziilor de funcționare, pentru determinarea algoritmului de calcul corespunzător și alegerea microprocesorului cel mai potrivit aplicației ce urmează a fi realizată. În domeniul acționării electrice funcțiile de comandă pot fi de exemplu: generarea impulsurilor de comandă; distribuția impulsurilor de comandă; controlul vitezei; modificarea succesiunii impulsurilor de comandă pentru inversarea sensului de rotație a motorului; adaptarea câștigului la variațiile tensiunii de alimentare și în funcție de regimul de funcționare /41/; supravegherea mărimilor și funcțiilor esențiale; protecția tranzistoarelor de putere și filtrarea senalelor de la ieșirea invertoarelor etc.

Numărul funcțiilor de control poate depăși capacitatea de prelucrare a unui microprocesor obișnuit de 8 biți. Viteza mare

a fenomenelor de controlat complică apreciabil implementarea comenzilor numerice. Ele trebuie să preia în afara funcțiilor de modulare în durată, și funcțiile de protecție a motoarelor ca de exemplu: limitarea automată a supracurenților și a efectului  $dV/dt$ . În general puterea de calcul și siguranța în funcționare a sistemelor se pot mări folosind un coprocesor de calcul ca de exemplu 8c87 al firmei INTEL într-o configurație maximală a microprocesorului 8086 sau structura multimicroprocesor /So/. În unele aplicații se optează pentru microprocesoarele de tip BIT-SLICE /81/. Aceste cerințe se reduc prin asigurarea unei protecții descentralizate autonome la nivelul fiecărui tranzistor de putere din inverter cu ajutorul circuitelor integrate driver, care permit degrovarea microprocesorului central de un număr apreciabil de funcții.

#### 4.3.2. Reducerea sensibilității la semnale electrice parazite

La realizarea circuitelor de comandă pentru invertoare nu trebuie uitate problemele legate de poluarea electrică produsă de convertizoarele cu semiconductoare prin radiația electromagnetică și anume: generarea de armonici în rețea, zgomotul și câmpuri de interferență cu alte dispozitive electronice și de-comutare. Funcționând la un nivel mai redus de putere circuitele de comandă sînt expuse la asemenea perturbații mai ales dacă se află în apropierea componentelor de putere care funcționează în comutație chiar dacă dimensiunile liniare se situează sub lungimea de undă a câmpului electromagnetic. Există trei surse principale de perturbații electrice: radiația electromagnetică de interferență; propagarea perturbațiilor externe prin sursele de alimentare și zgomotul produs de transductoare.

Radiația electromagnetică de interferență acționează prin inducția care apare de-a lungul buclelor de circuit plasate în imediata apropiere de liniile de curent mare comutate în mod rapid. Atenuarea acestei influențe se face prin folosirea de filtre și ecrane electromagnetice, precum și prin realizarea și dispoziția liniilor de curent astfel încît fluxul indus în circuitele de comandă să fie minim /48/.

Propagarea perturbațiilor externe prin surse de alimentare de joasă tensiune care alimentează blocurile de comandă



pot genera virfurile de tensiune accidentale și armonici nedorite care iau naștere în diferite regimuri de funcționare. În ciuda existenței unor circuite de filtrare robuste și a unor transformatoare de izolare, perturbațiile de nivel ridicat reușesc totuși să pătrundă în circuitele electrice de comandă prin transformatorul de alimentare de joasă frecvență. Folosirea ecranelor nu mai este eficientă pentru îndepărtarea circuitelor de comandă de acest tip de perturbații și în acest caz se utilizează circuitele de adaptare a câștigului la variațiile tensiunii de alimentare /41/.

Zgomotul traductoarelor se datorează în principal traductoarelor de viteză de tip tahogenerator. Eliminarea traductoarelor de viteză analogice și determinarea numerică a vitezei având ca sursă mărimi electrice măsurate, precum și utilizarea optocuploarelor de izolare galvanică pot duce la creșterea insensibilității circuitului de comandă față de aceste influențe /54/.

#### 4.3.3. Satisfacerea cerințelor economice

Una din problemele cele mai importante în studiul și realizarea circuitelor de comandă pentru invertoare cu tranzistoare este costul acestora. În momentul de față s-a ajuns la un nivel unde într-un sistem de acționare cu motor esincron costul motorului constituie o parte mai mică a prețului total al acționării la puteri mici și medii, convertorul de putere fiind partea cea mai costisitoare. Prețul convertorului este proporțional cu numărul elementelor de comutație de putere folosite. Cu toate că circuitul de comandă nu are în general o contribuție prea mare în prețul de cost al sistemului, tendințele de reducere a complexității acestuia sînt binevenite. În ciuda scăderii continue a prețului de cost a tehnologiei LSI, folosirea microprocesoarelor pentru comanda invertoarelor se caracterizează printr-un număr de componente și un preț de cost global relativ ridicat datorită unui înalt nivel de integrare. De aceea este strict necesar să se stabilească un compromis între performanțele cerute circuitelor de comandă și prețul de cost al acestora, avînd în vedere căci costul ridicat al unei instalații sofisticate trebuie să fie compensat printr-o serie de avantaje reale care pot fi: flexibilitatea ridicată, fiabilitate bună, întreținere ușoară și ieftină. La puteri mici și medii se poate opta pentru uti-



lizarea unui microprocesor cu condiția ca acesta să fie folosit și pentru alte scopuri ca de exemplu calculul algoritmilor de reglare, în caz contrar folosirea lui este inefficientă.

În cazul sistemelor de reglare numerice folosirea logicii programabile este justificată. Posibilitățile oferite fiind utilizate pentru: verificarea stării de funcționare a echipamentului în vederea detectării defectelor de funcționare și implementarea unor emulatoare și a limbajelor conversaționale de nivel înalt. În aceste cazuri operația de detectare a unui defect poate fi făcută de un personal mai puțin calificat și se potrivește capacității de întreținere a unei întreprinderi de importanță mică, din ce în ce mai numeroase în ultimul timp. Aici înlăturarea defectului se face prin înlocuirea pur și simplu a unor module întregi de circuite care nu funcționează corespunzător și depanarea lor urmează să se facă de la o altă firmă mai specializată în domeniul respectiv.

În lipsa programelor de test în limbaj de nivel înalt, detectarea și înlăturarea unui defect de funcționare este accesibilă numai unui personal de o triplă competență (electronică - automatizare - informatică). Dar finanțarea acestei înalte pregătiri profesionale și prețul de cost al echipamentului tehnic necesar nu este la îndemâna firmelor de importanță mică.

#### 4.4. Strategii de utilizare a microprocesoarelor pentru comanda invertoarelor

Două mari strategii s-au dezvoltat pentru comanda invertoarelor cu ajutorul microprocesoarelor.

Prima strategie se bazează pe comanda invertoarelor prin procesare totală în timp real adică calculul și generarea în timp real a unghiurilor de comutație ținând cont de satisfacerea cerințelor economice convenite /83/.

A doua se bazează pe comanda invertoarelor printr-o procesare parțială în timp real adică calculul preliminar al unghiurilor de comutație pentru anumite nivele de tensiune ale fundamentalei tensiunii de ieșire și memorarea lor sub formă de tabel, urmînd apoi generarea în timp real a impulsurilor de comandă. Dacă numărul nivelelor intermediare ale amplitudinii tensiunii de ieșire este foarte mare, în scopul reducerii capacității memoriei se folosesc metode de interpolare între valorile discrete

cuprinse în tabel /11/, /14/, /66/.

Ambele strategii se bucură de progresul tehnologic din ultimul deceniu care a dus la apariția de noi generații de microprocesoare și memorii de mare viteză de funcționare lucrând cu magistrale de date de 16 sau 32 de biți și a căror preț de cost este în continuă scădere.

#### 4.4.1. Comanda invertoarelor prin procesare totală în timp real

Această strategie utilizează un modulator MID care poate fi construit în jurul unui microprocesor de 8 biți destul de rapid sau de 16 biți, folosit pentru a calcula și genera în timp real momentele apariției și durata impulsurilor de comandă astfel încât frecvența și amplitudinea fundamentalei să fie variabilă într-o bandă largă cu o rezoluție bună iar tensiunea de ieșire să aibă un conținut redus în armonici superioare /5/, /83/.

În fig.4.6. se prezintă un astfel de modulator MID trifazat construit în jurul microprocesorului 8051. Cîrmul 9513 uti-

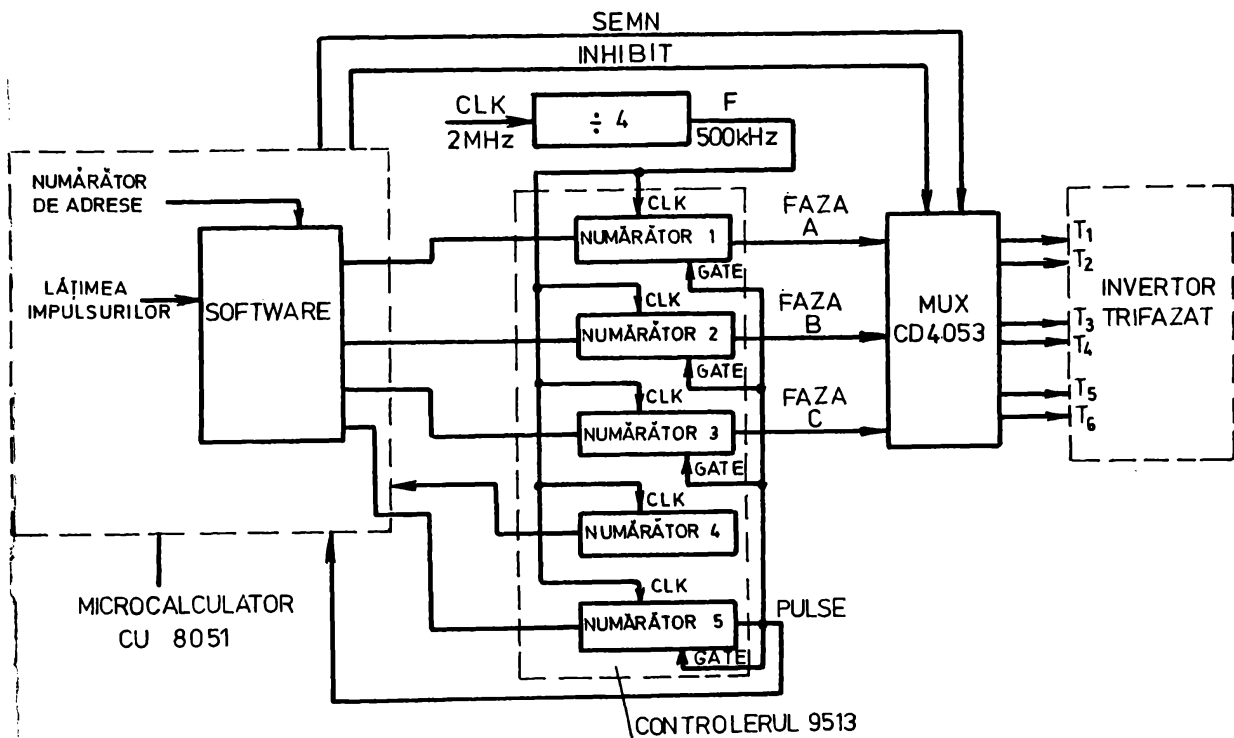


Figura 4.6.

lizat împreună cu procesorul conține cinci numărătoare reversi-

bile de câte 16 biți care pot funcționa independent. În cazul de față timerale 1, 2 și 3 sînt destinate generării semnalelor de comandă a fazelor A, B și C în conformitate cu intervalele de timp calculate și memorate de microprocesor; timerul 5 fiind utilizat ca și contor de timp real pentru întregul sistem iar timerul 4 fiind de rezervă. Divizorul programabil de frecvențe este utilizat pentru modificarea frecvenței de decrementare a numărătoarelor prin divizarea frecvenței de tact de 2 MHz cu 1 pînă la 16. Multiplexorul CD4053B este folosit ca circuit de distribuire a impulsurilor de comandă în funcție de polaritatea semnalelor MID /83/.

Informațiile despre durata impulsurilor, calculate conform unui defazaj de  $120^\circ$  între cele trei faze, A, B și C, sînt succesiv încercate de timere care sînt decrementate. La anularea conținutului numărătoarelor impulsurile de comandă corespunzătoare sînt disponibile la ieșirea modulatorului MID. În caz de avarie, ca de exemplu, suprasarcina tranzistoarelor de putere din componența invertorului, multiplexorul este dezactivat printr-un nivel ridicat de tensiune la intrarea INHIBIT. În funcție de numărul de puncte de sinteză calculate pentru o perioadă a semnalului de la ieșirea invertorului se obține variația frecvenței fundamentale. În cazul prezentat în articol frecvența fundamentalei a fost modificată de la 1,3 Hz (254 de puncte de sinteză) pînă la 166,6 Hz (2 puncte de sinteză).

Dezavantajul circuitului de comandă prezentat rezidă în viteza relativ scăzută de calcul a microprocesorului folosit.

O variantă îmbunătățită a acestei aplicații și care marchează o evoluție importantă spre realizarea unui singur circuit integrat VLSI pentru comanda invertoarelor o constituie varianta prezentată în fig.4.7., unde circuitul integrat VLSI SLS 4520 al firmei SIEMENS înlocuiește trei circuite integrate și anume: divizorul programabil, timerul și multiplexorul.

Folosind tranzistoare MOS pentru un invertor astfel comandat se obțin frecvențe de funcționare mai ridicate, numărul de puncte de sinteză variind între 240 pentru frecvențe minime de ordinul 0,1 Hz și 6 pentru frecvențe de ieșire de ordinul a 600 Hz /15/, /71/, /72/.

Avantajul circuitului constă în rezoluția mai bună datorită vitezei mai mari de funcționare (12 MHz) a microcontrolerului SAB 8051 astfel că prețul de cost relativ ridicat al circuitului

tului de comandă este compensat prin obținerea următoarelor facilități: modificarea frecvenței de ieșire a inverterului între

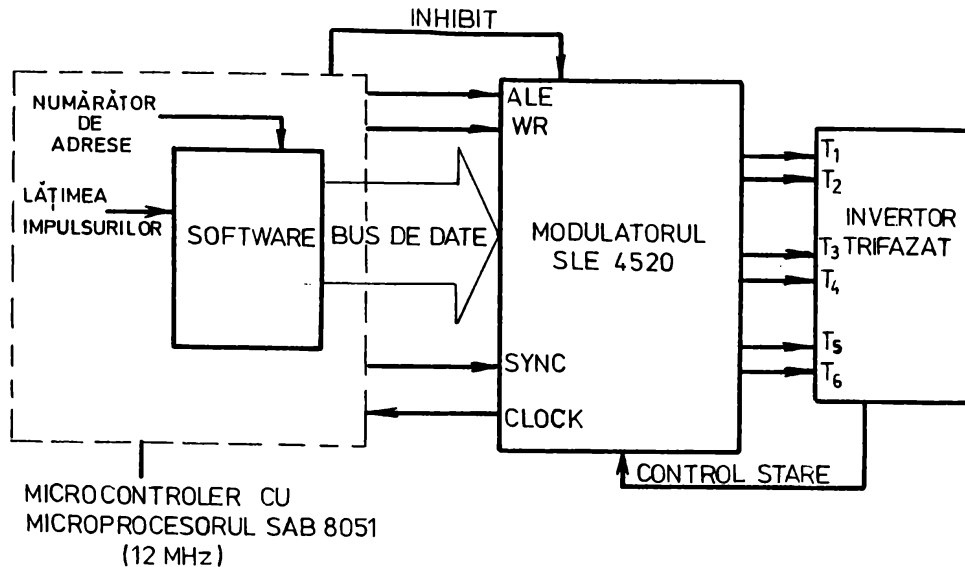


Figura 4.7.

zero și 600 Hz, reducerea curentului de pornire, obținerea unui anumit cuplu la pornire, sau a unui cuplu dorit în regim de frînare de exemplu pentru a menține brațul unui robot într-o poziție fixă oarecare; comanda prin program a variației vitezei și accelerației, a inversării sensului de rotație, precum și a frînării motorului.

#### 4.4.2. Comanda invertoarelor prin procesare parțială în timp real

Prin calculul preliminar a unghiurilor de comutație pentru anumite nivele de tensiune ale fundamentalei și memorarea lor sub formă de tabele se reduc într-o oarecare măsură cerințele cu privire la viteza de funcționare a microprocesorului care poate fi în acest caz mai ieftin. Totodată, precizia de determinare a unghiurilor de comutație poate fi mărită prin faptul că calculul preliminar a acestora se poate face pe un calculator mai puternic.

Dezavantajul acestei metode este creșterea capacității memoriei în situațiile când numărul de nivele de tensiune memorat crește, mărindu-se prețul de cost al circuitului de comandă. Această problemă poate fi rezolvată în unele cazuri prin deter-

minarea nivelelor intermediare de tensiune prin interpolare liniară între două nivele succesive memorate. În acest caz pentru două nivele de tensiune memorate  $V_{1,n}$  și  $V_{1,n+1}$  corespunzătoare unghiurilor de comutație succesive  $\alpha_n$  și respectiv  $\alpha_{n+1}$ , se poate determina în timp real nivelul intermediar al fundamentalei  $V_1^*$  care lipsește din memorie corespunzător unghiului de comutație  $\alpha^*$ , printr-un algoritm de calcul conform relației:

$$\alpha^* = \alpha_n + (\alpha_{n+1} - \alpha_n) \frac{V_1^* - V_{1,n}}{V_{1,n+1} - V_{1,n}} \quad (4.6)$$

cu:

$$V_{1,n} < V_1^* < V_{1,n+1}$$

Folosirea acestei metode a permis obținerea unor rezultate bune în cazul comenzii unui invertor monofazat cu ajutorul structurii hard prezentate în fig.4.8. Această structură cuprin-

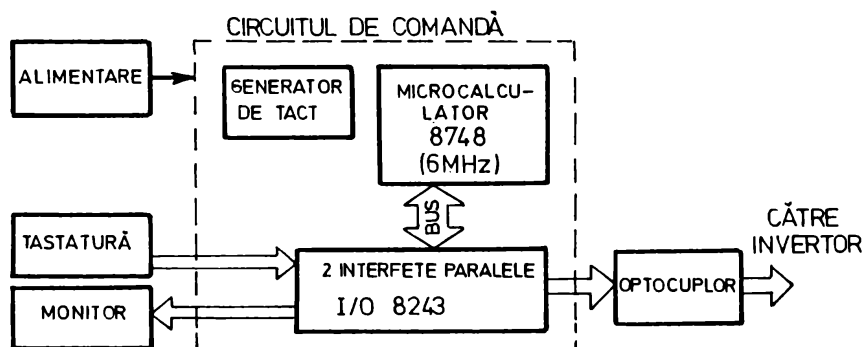


Figura 4.8.

de: microcalculatorul 8748 funcționând la o frecvență de tact de 6 MHz și având o memorie EPROM cu o capacitate suficientă pentru memorarea programului de comandă și a tabelilor; două circuite de interfață paralelă de intrare-ieșire I/O de tip 8243; o tastatură pentru înscrierea datelor despre nivele de tensiune necesare și un monitor /11/, /13/, /39/.

Precizia procesării parțiale în timp real este afectată în principal de două tipuri de erori:

- eroarea de cuantizare  $\epsilon_c$ , specifică oricărei implementări numerice;
- eroarea de liniarizare  $\epsilon_l$  care se datorește folosirii relației (4.6) de interpolare liniară.

Dacă eroarea de liniarizare este minimizată prin creșterea numărului de unghiuri de comutație memorate, singura eroare

de importanță majoră va fi cea de cuantizare  $\varepsilon_c$ .

În cazul folosirii unei metode de modulație în durată din categoria metodelor cu eliminare selectivă a armonicilor (MID-BSA), expresia de calcul a erorii de cuantizare  $\varepsilon_c$  este o funcție a numărului  $q$  de armonici nedorite care urmează a fi eliminat din spectrul de frecvențe al tensiunii de ieșire a invertorului în cauză conform relației:

$$\varepsilon_c \leq \frac{400 \cdot q}{V_{1,m}} \sum_{i=1}^{m+1} \sin(q \alpha_i) \quad (4.7)$$

În această expresie  $m$  este numărul unghiurilor de comutație iar  $q$  este pasul de cuantizare care se exprimă prin relația:

$$q = 2\pi f \cdot \tau_{NR} \quad (4.8)$$

Pe baza acestei relații, considerînd următoarele date: perioada de tact a numărătorului reversibil  $\tau_{NR} = 10 \mu s$ ; frecvența de funcționare a invertorului  $f = 50 \text{ Hz}$ ; numărul maxim de unghiuri de comutație în primul sfert al perioadei semnalului de comandă MID din fig.4.9.  $m = 3$ , s-a calculat valoarea pasului de cuantizare și s-a obținut  $q = \pi \cdot 10^{-3}$  [rad] /11/.

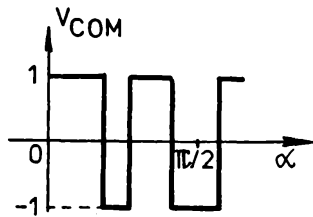


Figura 4.9.

Conform unui număr de 13 nivele normate de tensiune echidistante de la zero la 1,04 eroarea de cuantizare a fost calculată obținîndu-se procentul apreciaabil de  $\varepsilon_c \approx 1,2\%$ .

Dezavantajul circuitului de comandă prezentat constă în faptul că microcalculatorul 8748 este programat în limbaj

de asamblare din ce în ce mai puțin folosit în ultimul timp, ceea ce limitează cercul utilizatorilor acestei aplicații la cei care cunosc acest limbaj. În schimb folosirea controlerului construit în jurul microprocesorului 8052 AN-BASIC al firmei INTEL poate rezolva această situație fiind programabil direct prin limbaj BASIC utilizat pe scară mai largită prin cuplarea lui la un terminal /24/, /40/. Această ultimă alternativă constituie o extindere a folosirii microprocesoarelor pentru comanda invertorurilor care a fost posibilă datorită progreselor tehnologice înregistrate în partea de hard în plină miniaturizare, partea de soft avînd o proporție în continuă creștere /21/, /75/. Fol-



sirea memoriilor RAM CMOS nevolatile alimentate în tampon cu baterii în acest caz este o soluție care contribuie la fiabilitatea și siguranța păstrării programelor la căderea rețelei de alimentare [7].

#### 4.5. Implementarea experimentală a metodei "hibride" de modulare a impulsurilor în durată pentru comanda unui invertor monofazat în punte H cu tranzistoare bipolare

În scopul verificării experimentale a considerațiilor teoretice elaborate în capitolul precedent s-a realizat un invertor monofazat în punte H cu circuite de comandă funcționând în concordanță cu principiile metodei "hibride" elaborate de autor. Invertorul funcționează în buclă deschisă, este condus de un microprocesor Z80 și permite analiza spectrală a tensiunii și curentului de ieșire pentru varianta "hibridă" de modulare în durată.

##### 4.5.1. Principiile folosite pentru implementarea metodei "hibride" de modulare în durată

Pentru implementarea metodei "hibride" de modulare în durată s-a realizat strategia calculului preliminar și a procesării parțiale în timp real a datelor în vederea generării semnalelor necesare pentru comanda tranzistoarelor componente ale unei punți monofazate în H. Astfel folosind relațiile prezentate în capitolul precedent s-au calculat off-line valorile unghiurilor de comutație  $\alpha_0 \dots \alpha_m$  care reprezintă abscisele punctelor de intersecție dintre semnalul modulator și semnalul purtător cu parametri definiți prin valoarea factorului de modulație F și panta K. Calculul a fost făcut pentru o perioadă a semnalului modulator. În continuare s-au determinat duratele unghiulare ale impulsurilor de comandă precum și a pauzelor dintre aceste impulsuri (fig.4.10.) ca diferențe ale unghiurilor de comutație corespunzătoare definite de relația următoare:

$$\beta_{i+1} = \alpha_{i+1} - \alpha_i, \quad i = 0, 1, \dots, (m-1) \quad (4.9)$$

Aceste valori unghiulare s-au convertit în intervale de timp corespunzătoare duratelor impulsurilor și pauzelor dintre ele  $T_{C1}, \dots, T_{Cm}$  pentru a fi exprimate în binar și notat cu  $NT_{C1} (NT_{C1}, \dots, NT_{Cm})$ . Aceste durate exprimate în binar au fost



memorate în succesiune naturală sub forma unui tabel în memoria microsistemului cu procesor Z80, de unde au fost preluate în vederea generării în timp real a semnalului de comandă a tranzistoarelor din componența invertorului.

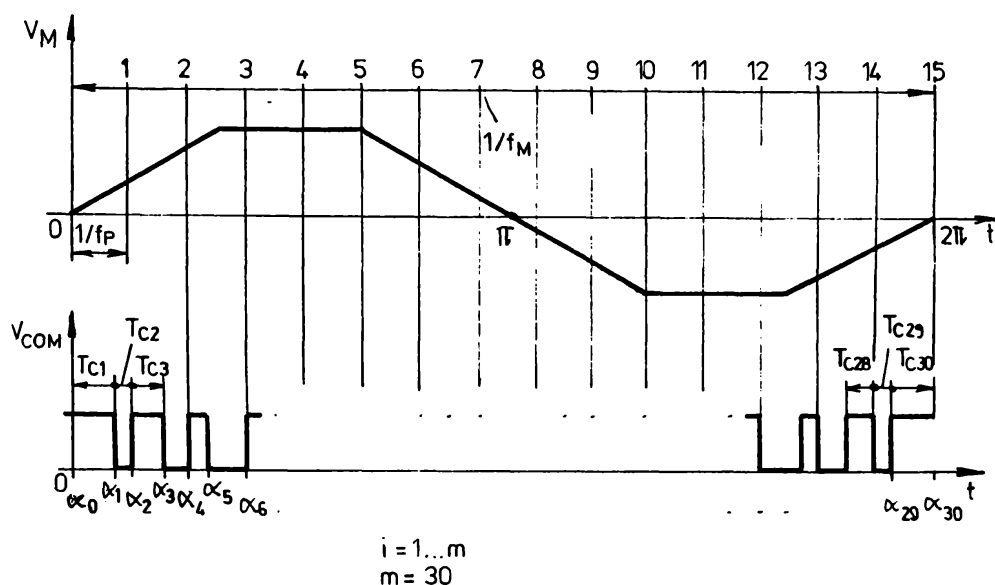
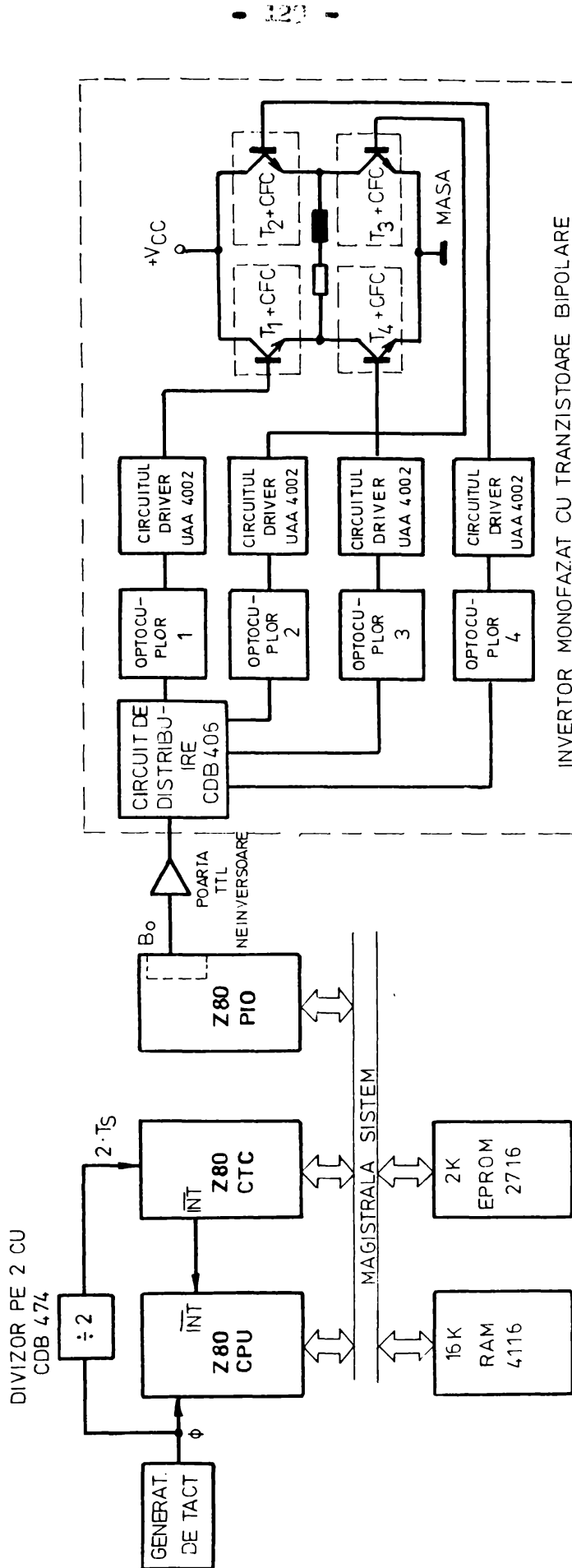


Figura 4.10.

#### 4.5.2. Structura hardware a modulatorului în durată folosit pentru implementarea metodei "hibride"

Pentru implementarea circuitului care generează secvența de comandă a invertorului monofazat s-a utilizat cu mici modificări un microsistem standard realizat cu microprocesorul Z80. Schema bloc a ansamblului care a servit pentru efectuarea părții experimentale și a măsurătorilor aferente este prezentată în fig.4.11. Schema detaliată a invertorului prezentat prin blocurile sale funcționale a fost detaliată în capitolul 2. Secvența de comandă este generată pornind de la frecvența de tact a sistemului care s-a adoptat de 2,5 MHz.

Timerul CTC Z80 se folosește la conversia numerelor  $NT_{C_i}$  tabelate în memoria RAM în intervale de timp, astfel încât microprocesorul este degrevat de sarcina contorizărilor de lungă durată, putînd fi utilizat în alte scopuri în timpul generării acestor intervale de timp. La sfîrșitul fiecărui proces de generare a unui interval de timp circuitul CTC declanșează o în-



trerupere activând linia INT. Ca răspuns la întrerupere microprocesorul schimbă starea bitului  $B_0$  al portului de ieșire și încearcă circuitul CTC cu următorul număr  $NT_{Ci+1}$  din tabel, care reprezintă următorul interval de timp, în așa fel încât dialogul între unitatea centrală și dispozitivele externe PIO Z80, CTC Z80 este intermitent, microprocesorul desfășurându-și activitatea curentă pînă la apariția unei cereți de întrerupere /17/, /51/, /58/. Pentru respectarea timpului de stabilire (set-up) precizat de datele de catalog ale circuitului Z80 CTC, este necesar ca perioada semnalului de tact  $T_{CLK/TRG}$  să fie cel puțin de două ori mai mare decît perioada tactului sistemului  $T_s$ . Această problemă a fost rezolvată prin folosirea unui tact divizat cu doi, cu ajutorul divizorului realizat cu bistabilul CDB 474 /50/ /59/.

Circuitul de comandă dispune, de asemenea, de o memorie EPROM de 2K octeți și de o memorie RAM de 16 K octeți pentru memorarea secvenței de comandă și a tabelelor de numere. În acest caz perioada de tact a sistemului de exprimă prin relația:

$$T_s = \frac{1}{f_s} = \frac{T_{CLK/TRG}}{2} \quad (4.10)$$

În cazul de față  $f_s = 2,5$  MHz deci  $T_s = 0,4$   $\mu$ s și  $T_{CLK/TRG} = 0,8$   $\mu$ s. Secvența de comandă obținută la ieșirea  $B_0$  a portului PIO Z80 se transmite printr-un buffer neinvertor, realizat cu circuitul CDB 406 la circuitul de distribuire a impulsurilor de comandă realizat cu circuitul inversor CDB 406 din cadrul invertorului.

#### 4.5.3. Implementarea software a metodei "hibride" de modulare în durată

În fig.4.12. se prezintă configurația unui tabel de memorie care conține intervalele de timp  $NT_{Ci}$  corespunzătoare duratelor impulsurilor și pauzelor precalculate precum și registrele microprocesorului care sînt utilizate în programul de generare a secvenței de comandă /61/, /63/.

Primul octet din tabel conține numărul total  $K_0$  de intervale generate într-o perioadă. Următorii  $K_0$  octeți reprezintă valorile numerice  $NT_{Ci}$  cu  $i = 1 \dots K_0$  corespunzătoare intervalelor de timp  $T_{Ci}$ . Deoarece aceste intervale se generează prin decrementarea unui numărător din circuitul CTC Z80 de la valoarea

rea  $NT_{Ci}$  pînă la zero cu o frecvență egală cu jumătate din frecvența de tact a sistemului, rezultă că numerele din tabel se calculează cu formula:

$$NT_{Ci} = \frac{T_{Ci}}{2T_s}, \quad i=1 \dots K_0 \quad (4.11)$$

Numerele astfel obținute se rotunjesc la valoarea întregă  $N_{TCi}^{\#}$  cea mai apropiată aparținînd intervalului  $[0, 255]$  reprezentînd o perioadă a semnalului de comandă care urmează a fi generat.

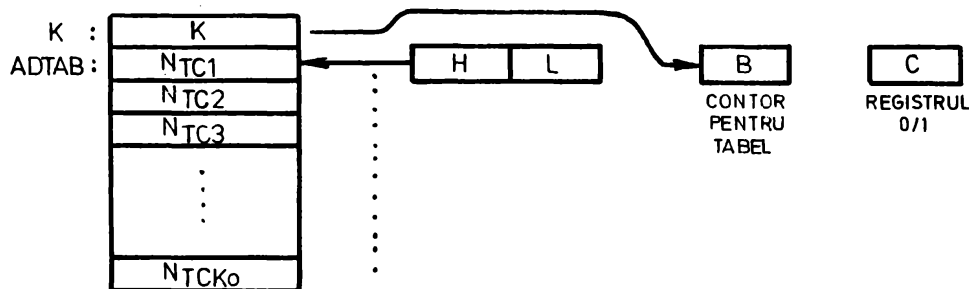


Figura 4.12.

Registrul pereche HL este utilizat pentru adresarea succesivă a octeților  $NT_{Ci}$  din tabel, fiind incrementat după fiecare întrerupere generată de CTC.

Registrul B are rolul de contorizare a numărului de octeți din tabel. La începutul fiecărei perioade a semnalului pseudo-trapezoidal, acest registru se încarcă cu numărul  $K_0$  adăsat în prima poziție din tabel. La fiecare întrerupere generată de CTC registrul B se decrementează cu o unitate. După  $K_0$  întreruperi conținutul registrului B devine zero, semnalizînd astfel terminarea transferului celor  $K_0$  octeți  $NT_{Ci}$  din tabel. În consecință, registrul HL nu va mai fi incrementat ci va fi încărcat cu adresa ADTAB a primului octet  $NT_{C1}$ . Registrul B se încarcă din nou cu numărul  $K_0$  după care ciclul se repetă generîndu-se o nouă perioadă a secvenței de comandă.

Pentru că numerele  $NT_{Ci}$  sînt proporționale cu duratele intervalelor de timp în care semnalul  $V_{COX}$  generat are starea logică "1" respectiv "zero", înseamnă că la fiecare întrerupere generată de CTC trebuie schimbată starea logică a bitului  $B_0$  din circuitul PIO ZSo (fig.4.11). Pentru memorarea valorilor succesive "zero" și "1" ale acestui bit se folosește registrul C. La începutul programului registrul C este inițializat pe zero.

După fiecare întrerupere generată de CTC bitul furnizat de registrul C se înscrie în portul B a circuitului PIO, după care registrul este complementat prin program. Organigrama programului de generare a impulsurilor de comandă este prezentată în fig.4.13. în conformitate cu listingul din ANEXA.

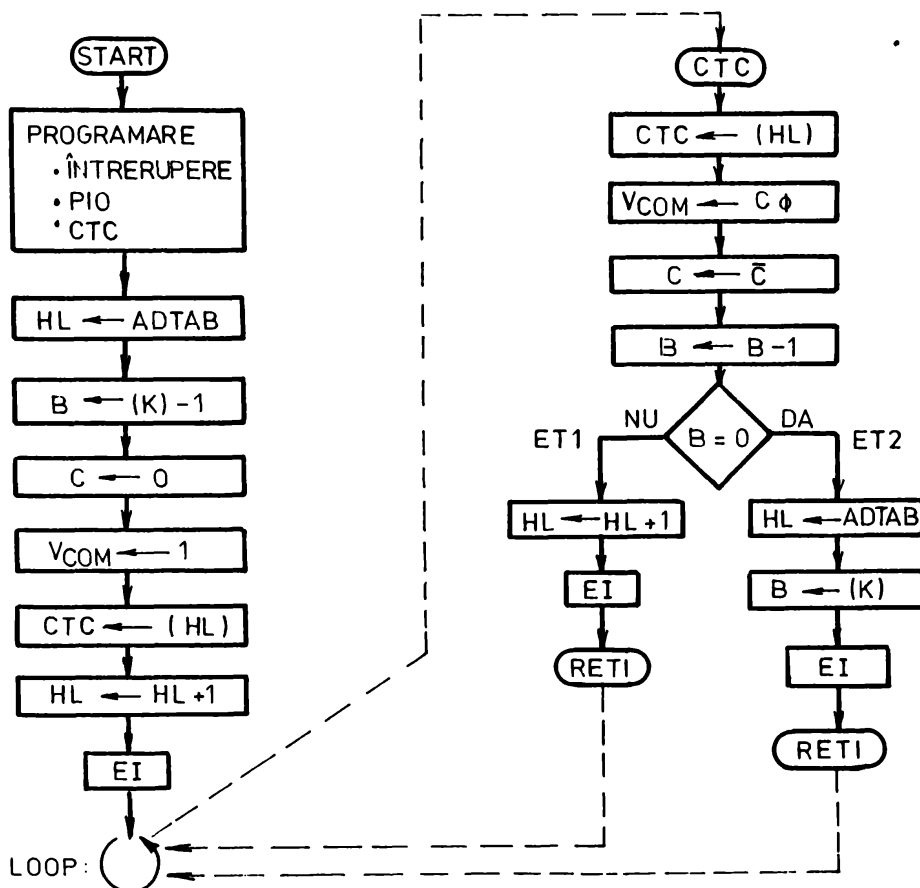


Figura 4.13.

Această structură a programului prezintă avantajul de a putea opera cu tabele de orice lungime (pînă la 256 octeți) cu condiția de a specifica această lungime în prima rubrică a tabelului, așa cum se poate observa din fig.4.12., corespunzătoare numărului de  $K_0$  octeți cuprinși în tabel.

Se observă că organigrama din fig.4.13. are avantajul de a fi destul de scurtă cuprinzînd doar secvența de inițializare a programului și subrutinele de tratare a întreruperilor generate de CTC. Între aceste întreruperi microcalculatorul se află într-o buclă de așteptare (LOOP:). În cazul unor aplicații mai complexe urmîrind de exemplu reglarea turației unui motor, timpul dispo-

nibil al microprocesorului poate fi folosit pentru execuția algoritmului de reglare aferent.

#### 4.5.4. Rezultatele experimentale obținute în urma implementării variantei "hibride" de modulare în durată

În scopul verificării experimentale a rezultatelor teoretice obținute cu privire la eficiența superioară a metodei de modulare în durată cu o undă pseudotrapezoidală propusă în capitolul precedent, s-a folosit echipamentul prezentat în fig.4.14. compus din următoarele elemente:

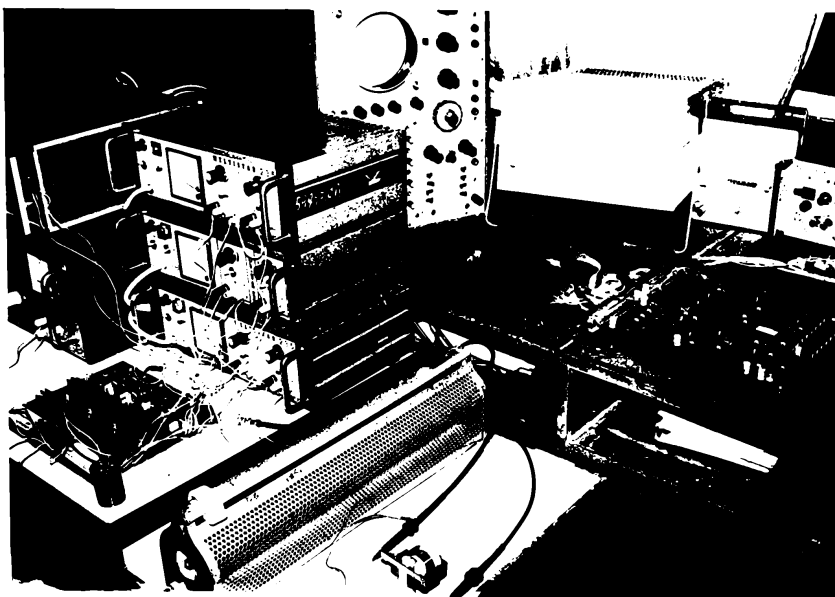


Figura 4.14.

- microsistemul standard realizat cu microprocesorul 8080;
- microcalculatorul CP/M 8000 al firmei ITC din Maigneaza;
- terminal de tip VISUAL 100 pentru introducerea datelor în memoria microcalculatorului;
- invertorul monofazat în H cu tranzistoare bipolare prezentat în capitolul 2;
- sarcina inductivă  $R_s = 68\Omega$ ,  $L_s = 22,85$  H;
- două surse stabilizate 4109 pentru alimentarea logicii de comandă;
- trei surse duble de tip MULTISTAB 235 pentru alimentarea circuitelor de comandă în bază a invertorului;
- o sursă de tensiune de tip I 4101 pentru alimentarea circuitului de forță a invertorului;

- un osciloscop de tip OS 150 cu două spoturi pentru vizualizarea semnalelor de interes;
- un osciloscop cu memorie de tip SS-17 cu dublu spot;
- un analizor de spectru de tip 8556 A HAWLETT-PACKARD;
- un plotter de tip KOMPENSOGRAPH-SIEMENS pentru ridicarea caracteristicilor spectrale.

Duratele  $T_{C1}$  memorate sub forma unor tabele corespunzătoare diferitelor valori reprezentative pentru factorul de modulație  $F$  și pantei  $K$  au fost astfel selectate încât să corespundă unor amplitudini rezonabile ale fundamentalei tensiunii de ieșire și valorilor optime determinate teoretic pentru  $K$  din condițiile de minimizare ale factorilor de distorsiune.

Valorile limită ale factorului de modulație au fost selectate astfel încât să fie respectate condițiile privitoare la valoarea minimă a timpului de conducție al tranzistoarelor

$t_{ONmin}$  impusă de necesitatea descărcării complete a condensatorului cuprins în CFC. În același timp s-a respectat condiția pauzei minime între două impulsuri de comandă  $\Delta t_{OFmin}$  asigurându-se durata necesară a descărcării complete a energiei înmagazinate în inductanța de limitare cuprinsă în CFC. S-a adoptat pentru  $\Delta t_{ONmin}$  și  $\Delta t_{OFmin}$  valoarea de  $7 \mu s$ , iar pentru timpul maxim de conducție  $\Delta t_{ONmax}$  valoarea de  $160 \mu s$ . La întocmirea algoritmului de generare a impulsurilor de comandă modulate în durată s-a ținut seama de aceste limite. Folosind unghiurile de comutație calculate pentru o perioadă a semnalului generat s-au determinat numerele succesive din relația:

$$NT_{C1} = \frac{\beta_i}{\beta_{imax}} NT_{Cimax} \quad (4.12)$$

Unde  $NT_{Cimax}$  reprezintă valoarea maximă a numărului binar cuprins în tabel și care corespunde cu durata maximă a impulsurilor de comandă sau pauzelor dintre aceste impulsuri. În acest sens, pentru valoarea  $K = 0$  a pantei corespunzătoare unui semnal modulator trapezoidal s-au obținut valorile din tabelele 4.1., 4.2., 4.3. și 4.4.; iar pentru  $K = -0,15$  corespunzătoare unui semnal modulator pseudotrapezoidal conform variantei "hibride" de modulare în durată s-au obținut valorile din tabelele 4.5. și 4.6..

În aceste tabele  $NT_{C1}^{\#}$  este numărul în cod hexazecimal care urmează a fi memorat și care corespunde cu valoarea rotun-



F = 0,75 ;  $\psi = 12^\circ$  ; K = 0

$\beta_i$	GRADE	NTC <sub>i</sub>	NTC <sub>i</sub> *	CODH
$\beta_1$	13.7142857	130.6122	131	83
$\beta_2$	7.619047	72.5623	73	49
$\beta_3$	19.1666667	182.5396	183	B7
$\beta_4$	3	28.5714	29	1D
$\beta_5$	21	200	200	C8
$\beta_6$	3	28.5714	29	1D
$\beta_7$	21	200	200	C8
$\beta_8$	3	28.5714	29	1D
$\beta_9$	21	200	200	C8
$\beta_{10}$	3	28.5714	29	1D
$\beta_{11}$	21	200	200	C8
$\beta_{12}$	3	28.5714	29	1D
$\beta_{13}$	19.1666667	182.5396	183	B7
$\beta_{14}$	7.61904765	72.5623	73	49
$\beta_{15}$	13.7142857	130.6122	131	83
$\beta_{16}$	13.7142857	130.6122	131	83
$\beta_{17}$	7.61904765	72.5623	73	49
$\beta_{18}$	19.1666667	182.5396	183	B7
$\beta_{19}$	3	28.5714	29	1D
$\beta_{20}$	21	200	200	C8
$\beta_{21}$	3	28.5714	29	1D
$\beta_{22}$	21	200	200	C8
$\beta_{23}$	3	28.5714	29	1D
$\beta_{24}$	21	200	200	C8
$\beta_{25}$	3	28.5714	29	1D
$\beta_{26}$	21	200	200	C8
$\beta_{27}$	3	28.5714	29	1D
$\beta_{28}$	19.1666666	182.5396	183	B7
$\beta_{29}$	7.61904765	72.5623	73	49
$\beta_{30}$	13.7142857	130.6122	131	83

$\epsilon_C = 1,49\%$   
 $\Delta t_{ONmin} = 23,2 \mu s$   
 $\Delta t_{ONmax} = 160 \mu s$

TABELUL 4.1

F = 0.8 ;  $\psi = 12^\circ$  ; K = 0

$\beta_i$	GRADE	NTC <sub>i</sub>	NTC <sub>i</sub> *	CODH
$\beta_1$	13.8461	128.2051	128	80
$\beta_2$	7.3303	67.8733	68	44
$\beta_3$	19.6235	181.6993	182	B6
$\beta_4$	2.3999	22.2222	22	16
$\beta_5$	21.6	200	200	C8
$\beta_6$	2.3999	22.2222	22	16
$\beta_7$	21.6	200	200	C8
$\beta_8$	2.3999	22.2222	22	22
$\beta_9$	21.6	200	200	C8
$\beta_{10}$	2.3999	22.2222	22	22
$\beta_{11}$	21.6	200	200	C8
$\beta_{12}$	2.3999	22.2222	22	22
$\beta_{13}$	19.6235	181.6993	182	B6
$\beta_{14}$	7.3303	67.8733	68	44
$\beta_{15}$	13.8461	128.2051	128	80
$\beta_{16}$	13.8461	128.2051	128	80
$\beta_{17}$	7.3303	67.8733	68	44
$\beta_{18}$	19.6235	181.6993	182	B6
$\beta_{19}$	2.3999	22.2222	22	16
$\beta_{20}$	21.6	200	200	C8
$\beta_{21}$	2.3999	22.2222	22	16
$\beta_{22}$	21.6000	200	200	C8
$\beta_{23}$	2.3999	22.2222	22	16
$\beta_{24}$	21.6	200	200	C8
$\beta_{25}$	2.3999	22.2222	22	16
$\beta_{26}$	21.3999	200	200	C8
$\beta_{27}$	2.4000	22.2222	22	16
$\beta_{28}$	19.6235	181.6993	182	B6
$\beta_{29}$	7.3303	67.8733	68	44
$\beta_{30}$	13.8461	128.2051	128	80

$\epsilon_C = 1\%$   
 $\Delta t_{ONmin} = 17,6 \mu s$   
 $\Delta t_{ONmax} = 160 \mu s$

TABELUL 4.2

F = 0,85 ;  $\Psi = 12^\circ$  ; K = 0

$\beta_i$	GRADE	NT <sub>c<sub>i</sub></sub>	NT <sub>c<sub>i</sub></sub> *	COD <sub>H</sub>
$\beta_1$	13.9806	125.9511	126	7E
$\beta_2$	7.0413	63.4352	63	3F
$\beta_3$	20.0781	180.8838	181	B5
$\beta_4$	1.8000	16.2162	16	10
$\beta_5$	22.2	200	200	C8
$\beta_6$	1.7999	16.2162	16	10
$\beta_7$	22.2	200	200	C8
$\beta_8$	1.7999	16.2162	16	10
$\beta_9$	22.2	200	200	C8
$\beta_{10}$	1.7999	16.2162	16	10
$\beta_{11}$	22.2	200	200	C8
$\beta_{12}$	1.8	16.2162	16	10
$\beta_{13}$	20.0781	180.8838	181	B5
$\beta_{14}$	7.0413	63.4352	63	3F
$\beta_{15}$	13.9805	125.9511	126	7E
$\beta_{16}$	13.9805	125.9511	126	7E
$\beta_{17}$	7.0413	63.4352	63	3F
$\beta_{18}$	20.0781	180.8838	181	B5
$\beta_{19}$	1.8000	16.2162	16	10
$\beta_{20}$	22.2	200	200	C8
$\beta_{21}$	1.8	16.2162	16	10
$\beta_{22}$	22.2	200	200	C8
$\beta_{23}$	1.7999	16.2162	16	10
$\beta_{24}$	22.2	200	200	C8
$\beta_{25}$	1.7999	16.2162	16	10
$\beta_{26}$	22.2	200	200	C8
$\beta_{27}$	1.7999	16.2162	16	10
$\beta_{28}$	20.0781	180.8838	181	B5
$\beta_{29}$	7.0413	63.4352	63	3F
$\beta_{30}$	13.9805	125.9511	126	7E

$\epsilon_C = 1,33\%$   
 $\Delta t_{ONmin} = 12,8 \mu s$   
 $\Delta t_{ONmax} = 160 \mu s$

TABELUL 4.3

F = 0,9 ;  $\Psi = 12^\circ$  ; K = 0

$\beta_i$	GRADE	NT <sub>c<sub>i</sub></sub>	NT <sub>c<sub>i</sub></sub> *	COD <sub>H</sub>
$\beta_1$	14.1176	123.8390	124	7C
$\beta_2$	6.7519	59.2273	59	3B
$\beta_3$	20.5304	180.0915	180	B4
$\beta_4$	1.1999	10.5263	11	B
$\beta_5$	22.8	200	200	C8
$\beta_6$	1.2	10.5263	11	B
$\beta_7$	22.8	200	200	C8
$\beta_8$	1.2	10.5263	11	B
$\beta_9$	22.8	200	200	C8
$\beta_{10}$	1.2	10.5263	11	B
$\beta_{11}$	22.8	200	200	C8
$\beta_{12}$	1.2	10.5263	11	B
$\beta_{13}$	20.5304	180.0915	180	B4
$\beta_{14}$	6.7519	59.2273	59	3B
$\beta_{15}$	14.1176	123.8390	124	7C
$\beta_{16}$	14.1176	123.8390	124	7C
$\beta_{17}$	6.7519	59.2273	59	3B
$\beta_{18}$	20.5304	180.0915	180	B4
$\beta_{19}$	1.2	10.5263	11	B
$\beta_{20}$	22.8	200	200	C8
$\beta_{21}$	1.2	10.5263	11	B
$\beta_{22}$	22.8	200	200	C8
$\beta_{23}$	1.2	10.5263	11	B
$\beta_{24}$	22.8	200	200	C8
$\beta_{25}$	1.2	10.5263	11	B
$\beta_{26}$	22.8	200	200	C8
$\beta_{27}$	1.2	10.5263	11	B
$\beta_{28}$	20.5304	180.0915	180	B4
$\beta_{29}$	6.7519	59.2273	59	3B
$\beta_{30}$	14.1176	123.8390	124	7C

$\epsilon_C = 4,9\%$   
 $\Delta t_{ONmin} = 8,79 \mu s$   
 $\Delta t_{ONmax} = 160 \mu s$

TABELUL 4.4

F= 0,8 ;  $\Psi=12^\circ$  ; K=- 0,15

$\beta_i$	GRADE	NTC <sub>i</sub>	NTC <sub>i</sub> <sup>*</sup>	COD H
$\beta_1$	13.8461	123.9578	124	7C
$\beta_2$	7.3303	65.6247	66	42
$\beta_3$	19.6235	175.6798	176	B0
$\beta_4$	2.3999	21.4860	21	15
$\beta_5$	21.6	193.3741	193	C1
$\beta_6$	2.3650	21.1731	21	15
$\beta_7$	22.3401	200	200	C8
$\beta_8$	0.9896	8.8602	9	9
$\beta_9$	22.3401	200	200	C8
$\beta_{10}$	2.3650	21.1731	21	15
$\beta_{11}$	21.6	193.3741	193	C1
$\beta_{12}$	2.3999	21.4860	21	15
$\beta_{13}$	19.6235	175.6798	176	B0
$\beta_{14}$	7.3303	65.6247	66	42
$\beta_{15}$	13.8461	123.9578	124	7C
$\beta_{16}$	13.8461	123.9578	124	7C
$\beta_{17}$	7.3303	65.6247	66	42
$\beta_{18}$	19.6235	175.6798	176	B0
$\beta_{19}$	2.3999	21.4860	21	15
$\beta_{20}$	21.6	193.3741	193	C1
$\beta_{21}$	2.3650	21.1731	21	15
$\beta_{22}$	22.3450	200	200	C8
$\beta_{23}$	0.9896	8.8602	9	9
$\beta_{24}$	22.3401	200	200	C8
$\beta_{25}$	2.3650	21.1731	21	15
$\beta_{26}$	21.3999	193.3741	193	C1
$\beta_{27}$	2.4	21.4860	21	15
$\beta_{28}$	19.6235	175.6798	176	B0
$\beta_{29}$	7.3303	65.6247	66	42
$\beta_{30}$	13.8641	123.9578	124	7C

$$\epsilon_C = 2,26 \%$$

$$\Delta t_{ONmin} = 7,2 \mu s$$

$$\Delta t_{ONmax} = 160 \mu s$$

TABELUL 4.5

F= 0,75 ;  $\Psi=12^\circ$  ; K=- 0,15

$\beta_i$	GRADE	NTC <sub>i</sub>	NTC <sub>i</sub> <sup>*</sup>	COD H
$\beta_1$	13.7142	126.4446	126	7E
$\beta_2$	7.6190	70.2470	70	46
$\beta_3$	19.1666	176.7151	177	B1
$\beta_4$	3	27.6597	28	1C
$\beta_5$	21	193.6183	194	C2
$\beta_6$	2.9589	27.2814	27	1B
$\beta_7$	21.6921	200	200	C8
$\beta_8$	1.6977	15.6531	16	10
$\beta_9$	21.6921	200	200	C8
$\beta_{10}$	2.9589	27.2814	27	1B
$\beta_{11}$	21	193.6183	194	C2
$\beta_{12}$	3	27.6597	28	1C
$\beta_{13}$	19.1666	176.7151	177	B1
$\beta_{14}$	7.6190	70.2470	70	46
$\beta_{15}$	13.7142	126.4446	126	7E
$\beta_{16}$	13.7142	126.4446	126	7E
$\beta_{17}$	7.6190	70.2470	70	46
$\beta_{18}$	19.1666	176.7151	177	B1
$\beta_{19}$	3	27.6597	28	1C
$\beta_{20}$	21	193.6183	194	C2
$\beta_{21}$	2.9589	27.2814	27	1B
$\beta_{22}$	21.6921	200	200	C8
$\beta_{23}$	1.6977	15.6531	16	10
$\beta_{24}$	21.6921	200	200	C8
$\beta_{25}$	2.9589	27.2814	27	1B
$\beta_{26}$	21	193.6183	194	C2
$\beta_{27}$	3	27.6597	28	1C
$\beta_{28}$	19.1666	176.7151	177	B1
$\beta_{29}$	7.6190	70.2470	70	46
$\beta_{30}$	13.7142	126.4446	126	7E

$$\epsilon_C = 2,99 \%$$

$$\Delta t_{ONmin} = 12,8 \mu s$$

$$\Delta t_{ONmax} = 160 \mu s$$

TABELUL 4.5

jită a numărului binar  $NT_{C1}$ . Această rotunjire introduce o eroare de cuantizare  $\varepsilon_C$  care se poate exprima prin relația:

$$\varepsilon_C = \frac{\max NT_{C1}^{\#} - NT_{C1}}{NT_{C1}} \cdot 100 \quad (4.13)$$

iar duratele minime și maxime ale impulsurilor de comandă se deduc din relațiile:

$$\Delta t_{ONmin} = 2 T_B NT_{C1min} = T_{CLK/ERG} NT_{C1min} \quad (4.14)$$

$$\Delta t_{ONmax} = 2 T_B NT_{C1max} = T_{CLK/ERG} NT_{C1max} \quad (4.15)$$

În continuare se definește un nou concept cu ajutorul căruia se poate aprecia gradul de adaptabilitate al implementării metodei "hibride" de modulare a impulsurilor în durată cu ajutorul logicii programabile, aceasta fiind denumită aria de adaptabilitate a implementării (AAI), care reprezintă porțiunea planului limitată de curba corespunzătoare duratei minime admisibile a impulsurilor de comandă  $\Delta t_{ONmin}$  în funcție de factorul de modulație, de asimptota orizontală temporală corespunzătoare duratei minime admisibile a impulsurilor de comandă și de asimptota verticală factorială reprezentând valoarea factorului de modulație sub care s-au obținut factorii de distorsiune FD prea mari, deci nefavorabili. În conformitate cu cele definite, implementarea cu ajutorul logicii programabile este cu atât mai reușită cu cât AAI este mai mare adică cu cât factorul de modulație se poate apropia mai mult de valoarea maximă  $F = 1$ , fiind posibilă în acest caz obținerea unor impulsuri de comandă foarte scurte deci o frecvență de funcționare mai ridicată a invertorului. În fig. 4.15. hașurat se prezintă ariile de adaptabilitate a implementării AAI, obținute pentru panta  $K = 0$  respectiv  $K = -0,15$ , a semnalului modulator, care îndeplinesc condiția:

$$AAI_{(K=0)} > AAI_{(K=-0,15)} \quad (4.16)$$

caracterizate prin valorile asimptotei orizontale temporale

$$\Delta t_{ONmin} = 7,2 \mu s \text{ și a asimptotei verticale factorială } F = 0,75.$$

Cum se poate observa, în ciuda faptului că precizia implementării acestor două metode este apropiată, varianta "hibridă" de modulare în durată corespunzătoare unui semnal modulator pseudotrapezoidal nu permite modificarea favorabilă a factorului de modulație decât în limite mai restrânse ( $F = 0,75 \dots 0,8$ ) ceea ce ar reprezenta un dezavantaj al acestei metode. Deoarece

$AAI_{(K=0)}$  este mai mare decât  $AAI_{(K=-0,15)}$  rezultă că din punctul de vedere al ariei de adaptabilitate a implementării cu logica programabilă, metoda de modulare cu un semnal trapezoidal este mai favorabilă decât cea "hibridă" avînd un semnal modulator pseudotrapezoidal, deoarece permite modificarea factorului de modulație în limite mult mai largi ( $F = 0,75 \dots 0,92$ ). Precizia implementării a fost apreciată evaluînd eroarea de cuantizare  $\varepsilon_C$  introdusă de rotunjirea duratelor de comutație memorate sub formă de tabel în memoria microcalculatorului.

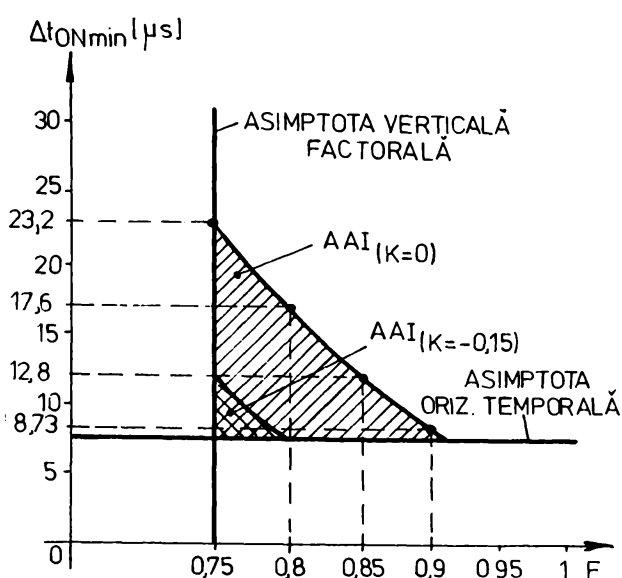


Figura 4.15.

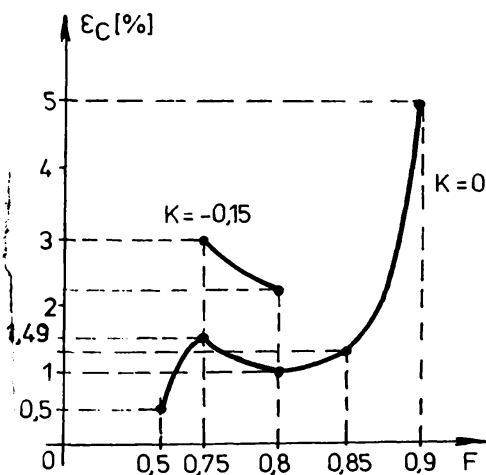


Figura 4.16.

În fig.4.16. se prezintă variația erorii de cuantizare  $\varepsilon_C$  în funcție de factorul de modulație.

Se poate observa că eroarea de cuantizare  $\varepsilon_C$  rămîne sub 3% în toată gama de variație favorabilă a factorului de modulație  $F$ , acest lucru fiind valabil atât pentru varianta "hibridă" corespunzătoare unui semnal modulator pseudotrapezoidal cît și pentru metoda de modulare cu un semnal trapezoidal. Precizia implementării poate fi îmbunătățită reducînd valoarea erorii de cuantizare prin mărirea numărului punctelor de sinteză  $K$ , adică a numărului unghiurilor de comutație memorate pe o perioadă a semnalului modulator. Pentru a evidenția performanțele practice ale metodei "hibride" de modulare în durată, din punct de vedere al

reducerii armonicilor superioare de tensiune și curent, invertorul monofazat realizat de autor a fost comandat de microsistemul construit în jurul microprocesorului Z80 în cazul unui raport între frecvența  $f_{Fd}$  a tensiunii la ieșirea invertorului și frecvența de comutație  $f_c$  a tranzistoarelor de putere din componența invertorului de  $P = 15$ . Pentru acest caz au rezultat  $f_c = 3,7\text{kHz}$  și  $f_{Fd} = 247\text{ Hz}$ .

Alimentînd puntea cu tranzistoare de putere de la o sursă de tensiune continuă de  $40\text{ V}$  și  $4\text{ A}$  filtrată cu o capacitate de valoare  $C_p = 220\text{ }\mu\text{F}/400\text{ V}$  pentru a reduce pulsațiile acestora ce pot produce armonici suplimentare la ieșire, și folosind o sarcină inductivă avînd parametri  $R_s = 68\text{ }\Omega$  și  $L_s = 22,8\text{ H}$ , s-au oscilografiat formele tensiunii și curentului de sarcină.

În fig.4.17.a.este prezentată oscilograma tensiunii de sarcină  $U_s$  iar în fig.4.17.b. oscilograma tensiunii de comandă care îi corespunde, factorii de scară fiind de  $20\text{ V/div}$  respectiv  $2\text{ V/div}$  și  $0,2\text{ ms/div}$ . ( $F=0,75$ ,  $K=-0,15$ ).

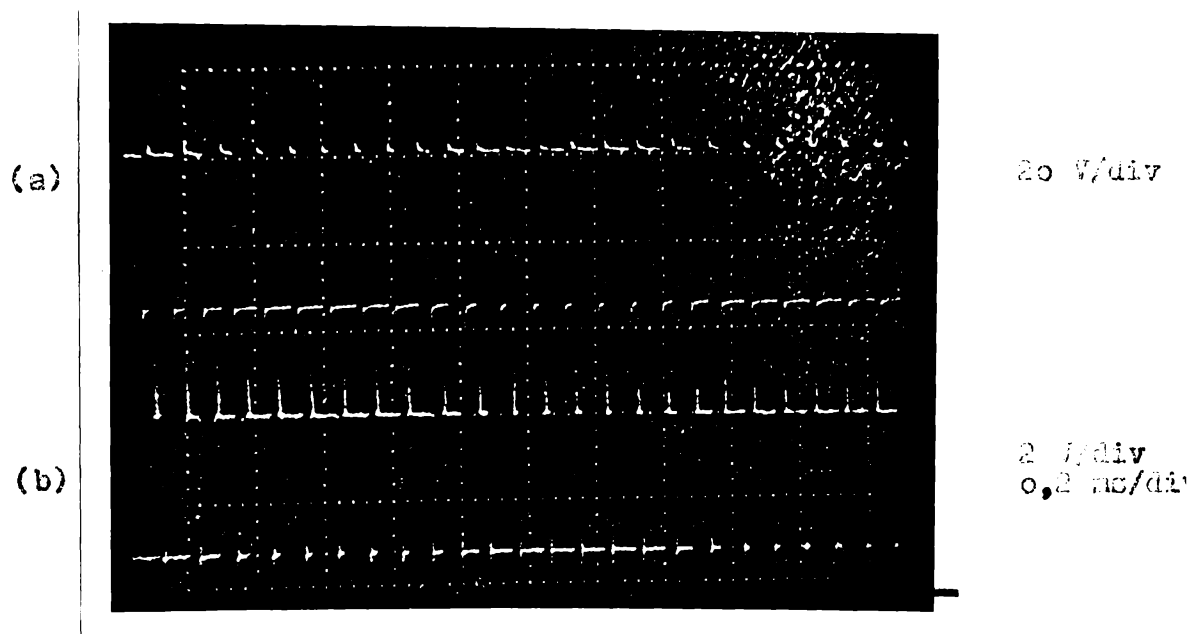


Figura 4.17

În fig.4.18.a.se prezintă oscilograma tensiunii de sarcină  $U_s$  iar în fig.4.18.b. oscilograma curentului de sarcină  $I_s$  corespunzătoare factorilor de scară  $20\text{ V/div}$  respectiv  $0,5\text{ A/div}$  și  $1\text{ ms/div}$ . ( $F=0,75$ ,  $K=-0,15$ ).

În fig.4.19. se prezintă oscilogramele semnalelor din fig.4.19.corespunzătoare unui factor de scară de  $0,1\text{ ms/div}$ .

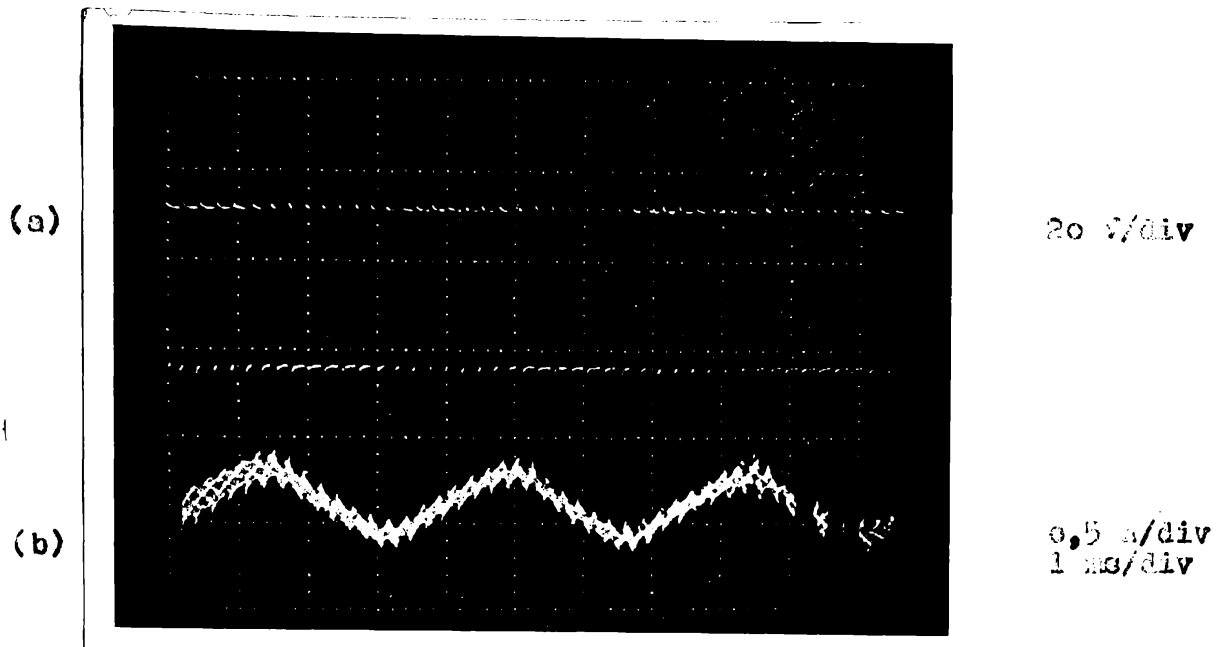


Figura 4.18.

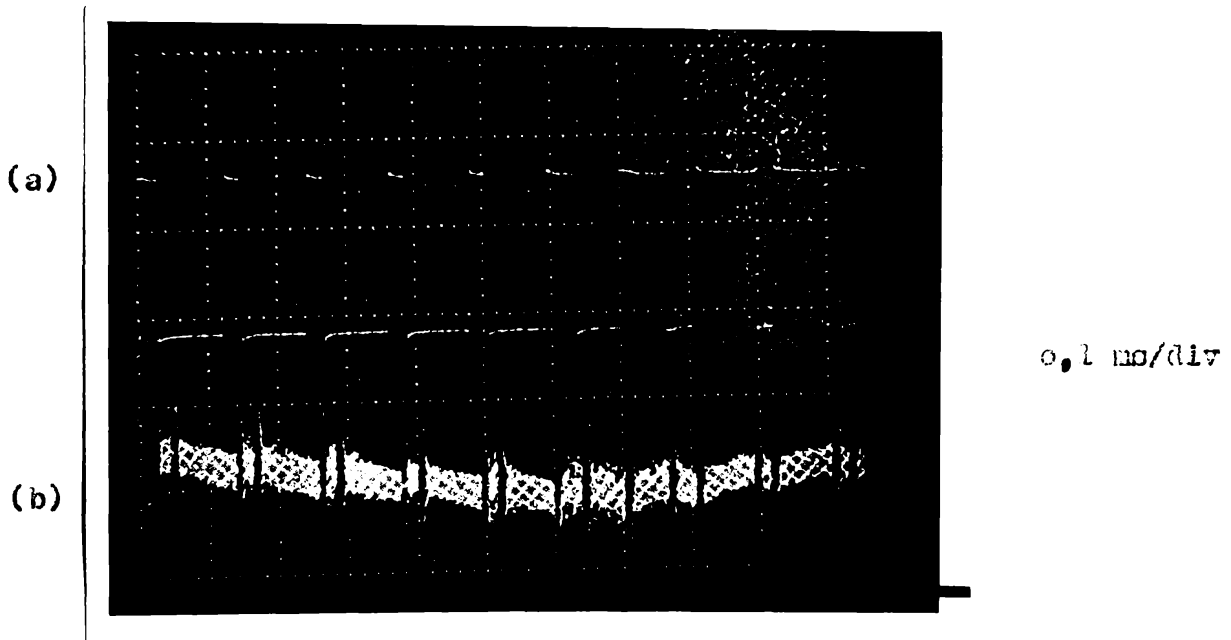


Figura 4.19.

În fig.4.20. este prezentată caracteristica spectrală a tensiunii obținută la ieșirea invertorului pentru un factor de modulație  $M = 0,75$  și o pantă  $K = 0$  corespunzătoare unui semnal modulator trapezoidal iar în fig.4.21. se prezintă aceeași structură spectrală pentru un factor de modulație identic dar o pantă  $K = -0,15$ , corespunzătoare variantei "hibride" de modulare în durată. Comparând aceste două structuri spectrale se observă că



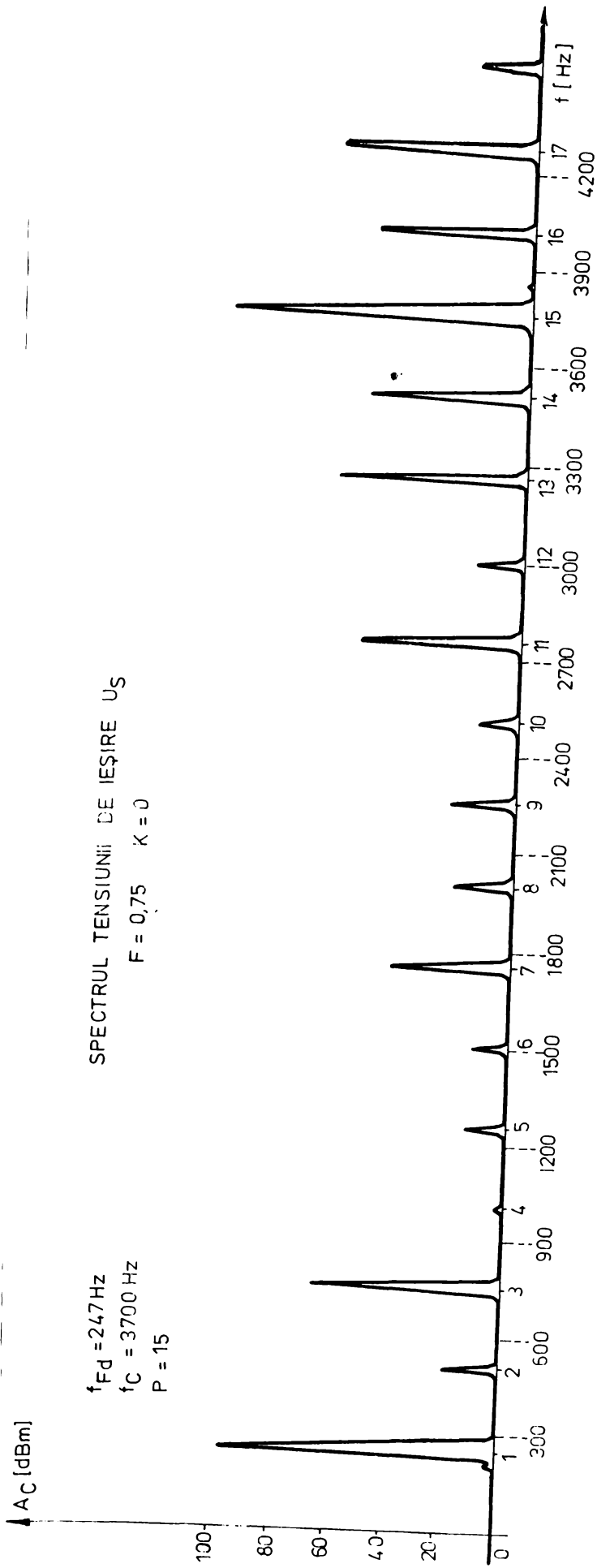


Figura 4.20.

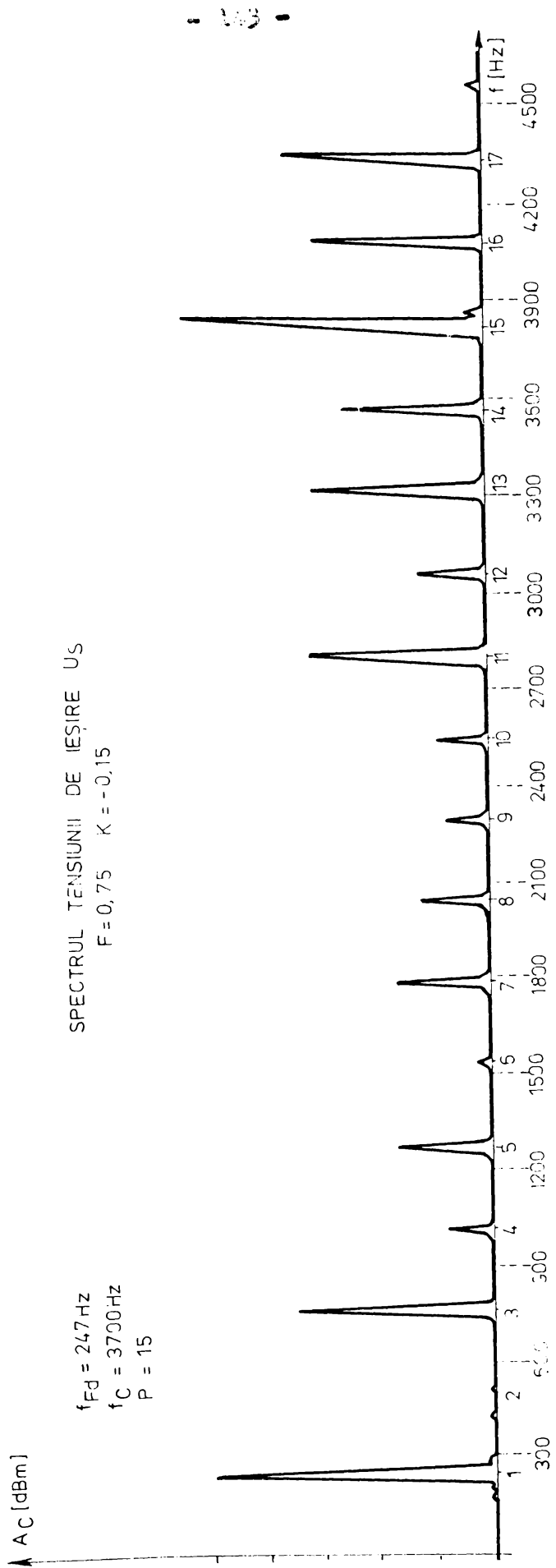
prin modificarea valorii pantei  $K$  de la zero la  $-0,15$  armonicile de ordinul 2 și 6 se reduc în timp ce cele de ordinul 4 și 5 cresc, iar conținutul global în armonici superioare de tensiune se reduce confirmând astfel rezultatele obținute în capitolul precedent.

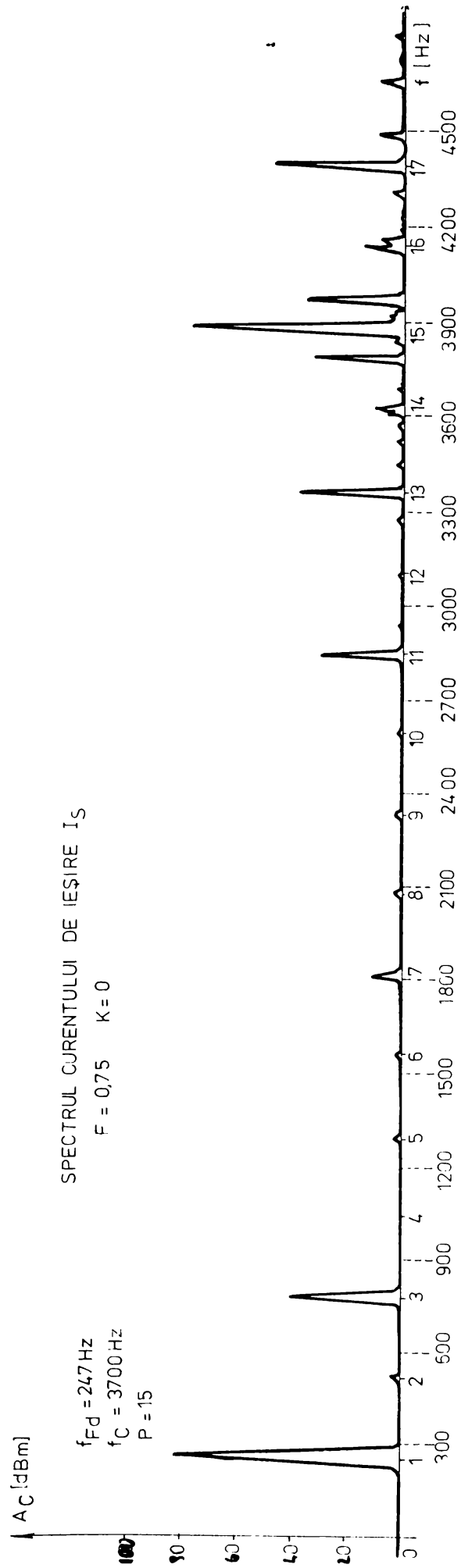
Fig.4.22. prezintă structura spectrală a curentului la ieșirea invertorului practic lipsit de armonici de frecvență joasă cu excepția armonicii a treia care poate fi eliminată prin filtrare sau mai degrabă în cadrul unui invertor trifazat; cum se poate observa în structura acestui spectru, armonica de ordinul 15 apărută la frecvența de 3,7 KHz se datorează frecvenței purtătoare.

Rezultatele obținute în urma implementării făcute sînt în concordanță cu analiza și calculul teoretic, fapt care pune în evidență superioritatea variantei "hibride" de modulare în durată în ceea ce privește conținutul în armonici superioare obținute la ieșirea invertorului, în ciuda unui grad de adaptabilitate, a implementării cu ajutorul logicii programabile, mai redus decît metoda avînd un semnal modulator trapezoidal.

La realizarea circuitelor de comandă pentru invertoare, s-a ținut seama de problemele legate de poluarea mediului tehnic înconjurător care se datorează câmpurilor electromagnetice și zgomotului produs de unele componente. Pentru a se depăși acest inconvenient, frecvența de comutație a tranzistoarelor se alege de regulă peste limita spectrului audibil de 16 - 20 KHz. Această frecvență este însă greu de atins în cazul utilizării tranzistoarelor de putere bipolare uzuale. Singurele dispozitive care pot atinge ușor aceste performanțe sînt tranzistoarele de putere MOSFET și IGBT, care prezintă timp de comutație mai mici și necesită circuite de comandă mai simple, de unde și generalizarea lor în aplicațiile moderne. În anumite țări au fost stabilite obligații stricte pentru utilizatori în ceea ce privește poluarea mediului tehnic înconjurător datorită diferitelor convertizoare de putere. Aceste obligații reglamă investiții suplimentare în ecrane electromagnetice și fonice ceea ce mărește prețul de cost al echipamentelor pentru invertoare cu tranzistoare bipolare de putere /54/.

În fine, nu se poate neglija influența pe care o are temperatura mediului înconjurător asupra funcționării circuitelor de comandă cu microprocesor întrucît în țările calde se impune





prevăderea unor sisteme de răcire cu ventilație forțată pe lângă necesitatea utilizării unor componente având o fiabilitate corespunzătoare mediului amintit.

#### 4.6. Concluzii

În acest capitol s-a făcut o trecere în revistă a diferitelor circuite și strategii pentru comanda invertoarelor cu tranzistoare.

În cazul folosirii logicii cablate pentru comanda invertoarelor, structura hardware cu memorie EPROM și comparator numeric se bucură de o popularitate mare. Aceste scheme prezintă o flexibilitate limitată și un preț de cost relativ ridicat, atunci când sînt necesare precizii ridicate și frecvențe joase de funcționare, datorită spațiului mare de memorie ocupat fapt care limitează practic domeniile de aplicație a acestor circuite.

În schimb circuitele de comandă pentru invertoare bazate pe logica programabilă prezintă flexibilitatea necesară acționărilor electrice cu motoare asincrone datorită folosirii microprocesoarelor. Folosirea microprocesoarelor pentru comanda invertoarelor introduce însă o serie de probleme legate de implementarea strategiilor potrivite de comandă datorită multiplicității funcțiilor de controlat și corelarea comenzii cu viteza fenomenelor, reducerea sensibilității circuitelor la semnale electrice parazite și satisfacerea cerințelor economice. În ceea ce privește cerințele economice se desprind două strategii diferite de implementare a logicii programabile bazate pe folosirea microprocesoarelor, pentru comanda invertoarelor și anume:

- comanda invertoarelor prin procesare totală în timp real, strategie care prezintă o flexibilitate ridicată dar necesită un microprocesor destul de rapid, deci mai scump, pentru calculul și generarea în timp real a impulsurilor de comandă;
- comanda invertoarelor prin procesare parțială în timp real, care prezintă o flexibilitate satisfăcătoare și reduce concomitent cerințele cu privire la viteza de funcționare a microprocesorului prin calculul preliminar a unghiurilor de comutație pentru anumite nivele de tensiune ale fundamentalei și memorarea lor sub formă de tabel.

În ultima parte a capitolului s-a prezentat verificarea experimentală a variantei "hibride" de modulare a impulsurilor

În durată propusă în cadrul capitolului precedent, pentru comanda unui invertor monofazat în punte H cu tranzistoare bipolare, folosind strategia calculului preliminar și procesării parțiale în timp real utilizând un circuit de comandă cu microprocesorul Z80. În acest sens s-a adoptat funcționarea prin întreruperi, care permite degrevarea microprocesorului de sarcina conținerizărilor de lungă durată acesta putând fi folosit mai eficient. Această metodă a permis simplificarea softului, concomitent cu scutirea programului de generare a impulsurilor de comandă în pofida folosirii unui microprocesor uzual. În cadrul acestei aplicații s-a definit un nou concept, cel al ariei de adaptabilitate al implementării (AAI) care a permis aprecierea gradului de adaptabilitate al variantei "hibride" de modulare în durată cu ajutorul logicii programabile. Precizia implementării, socotită bună, poate fi îmbunătățită reducând eroarea de cuantizare  $\epsilon$  introdusă de rotunjirea duratelor de comutație memorate prin mărirea numărului de puncte de sinteză adică a numărului  $K_0$ .

Din punct de vedere al ariei de adaptabilitate a implementării (AAI) metoda de modulare folosind un semnal trapezoidal este mai favorabilă decât varianta "hibridă" caracterizată printr-un semnal modulator pseudotrapezoidal. În schimb caracteristica spectrală a tensiunii și curentului de la ieșirea invertorului monofazat comandat arată că din punctul de vedere al reducerii armonicilor superioare la ieșire varianta "hibridă" de modulare este superioară.

La încheierea capitolului se fac aprecieri cu privire la limitarea poluării electromagnetice și fonice, evidențiind tendința actuală de utilizare tot mai frecventă a tranzistoarelor de putere MOSFET și IGBT, cu posibilități de funcționare la frecvențe de comutare din afara spectrului audibil. Se mai arată că în țările calde investiții suplimentare se îndreaptă către sisteme de răcire cu ventilație forțată pe lângă faptul că există necesitatea utilizării în circuitele de comandă a unor componente cu fiabilitate deosebită.

## CAPITOLUL 5

### 5. CONCLUZII GENERALE

Actualitatea problematicii abordate în teza de doctorat rezidă în creșterea importanței concepției, structurării și proiectării circuitelor de comandă destinate invertoarelor în contextul extinderii utilizării acestor echipamente în cele mai diverse instalații care impun cerințe funcționale tot mai complexe.

Folosirea logicii neprogramabile nu mai satisface, iar utilizarea microprocesoarelor în realizarea circuitelor de comandă conferă soluției o mare flexibilitate și adaptabilitatea necesară la cele mai diverse aplicații.

În cadrul tezei s-a abordat aspecte referitoare la dezvoltarea unor tehnici și strategii noi de modulare în durată a impulsurilor care, pe lângă o implementare simplă prin soft să asigure și o reducere substanțială a amplitudinii armonicilor la ieșirea invertorului. Lucrarea este concepută ca o rezolvare succesivă a problemelor privind mărirea siguranței în funcționarea a invertoarelor și obținerea unor randamente ridicate prin luarea unor măsuri de reducere a pierderilor prin comutație, realizarea unor circuite cu componente discrete care să asigure atât comanda în bază cât și protecția activă descentralizată a tranzistoarelor de putere din inverter. Din punct de vedere practic s-a urmărit și experimentarea unor circuite integrate driver pentru comanda în bază și protecția activă descentralizată a tranzistoarelor de putere din componența invertorului monofazat în punte II realizat în acest scop de autor obținând rezultate bune.

Deasemenea au fost abordate aspecte teoretice și practice referitoare la elaborarea și implementarea experimentală a unei metode denumită de noi "hibridă" de modulare în durată cu ajutorul unui circuit de comandă cu microprocesor destinat invertorului realizat.

În concordanță cu obiectivele de mai sus, se pot reliefa următoarele contribuții originale aduse în teză:



- 1.1. **Prezentarea sistematică a principalelor măsuri de reducere a pierderilor prin comutație atât în circuitul de comandă în bază a invertorului comandat cât și în circuitul de forță. În această privință s-a ajuns la concluzia că utilizarea eficientă a unui CFC are loc numai în cazurile în care parametrii limită ai tranzistoarelor folosite impun acest lucru, având în vedere micșorarea de către aceste circuite a frecvenței maxime de funcționare a invertorului.**
- 2.1. **Prezentarea critică a principalelor metode de protecție a tranzistoarelor în cazul unor regimuri de avarie ca: scurt-circuit, supracurent, supratensiune și curent invers specific invertoarelor în punte.**
- 2.2. **Evidențierea avantajelor protecției active descentralizată a tranzistoarelor de putere din componența invertoarelor și analiza modului de realizare a acestuia.**
- 2.3. **Concepția, realizare și experimentarea unui nou circuit driver pentru comanda în bază și protecția activă descentralizată în varianta cu componente discrete, cu posibilitatea de a fi realizat sub formă integrată.**
- 2.4. **Concepția și realizarea unui invertor monofazat în punte cu tranzistoare bipolare folosind circuitul integrat driver UAA 4002 pentru comanda în bază și protecție activă descentralizată a tranzistoarelor din componența invertorului; deducerea avantajelor folosirii acestui circuit integrat față de varianta lui cu componente discrete.**
- 2.5. **Formularea noțiunii de dezechilibru DMZ a unui invertor monofazat în punte H.**
- 3.1. **Prezentarea sistematică a principalelor tehnici de modulare a impulsurilor în durată (MID) grupându-le în două mari categorii și anume:  
- modularea impulsurilor în durată cu eliminarea globală a armonicilor (MID-BGA) și modularea impulsurilor în durată cu eliminarea selectivă a armonicilor (MID-EBA).**
- 3.2. **Elaborarea unei noi metode de modulare a impulsurilor în durată denumite "hibridă" și deducerea expresiilor generalizate de obținere a unghiurilor de comutație corespunzătoare acestuia.**

- 3.3. Optimizarea parametrilor semnalului modulator "hibrid" în vederea obținerii unui conținut redus în armonici superioare respectiv a unor factori de distorsiune FD scăzuți.
- 4.1. Analiza comparativă pe baza bibliografiei diferitelor circuite de comandă pentru invertoare cu tranzistoare bazate pe logica cablată și deducerea avantajelor folosirii circuitelor de comandă cu microprocesor.
- 4.2. Prezentarea sistematică a problemelor practice care se pun în folosirea microprocesoarelor în circuitele de comandă pentru invertoare.
- 4.3. Analiza comparativă pe baza bibliografiei a două strategii de comandă a invertoarelor și anume: comanda invertoarelor prin procesare totală în timp real și comanda invertoarelor prin procesare parțială în timp real.
- 4.4. Implementarea experimentală a variantei "hibride" de modulare a impulsurilor în durată și determinarea performanțelor practice a acesteia.
- 4.5. Elaborarea programului de generare a duratelor impulsurilor de comandă și a pauzelor dintre acestea memorate sub formă de tabel, pentru comanda unui inverter monofazat în punte H cu ajutorul unui microprocesor Z80.
- 4.6. Analiza critică a performanțelor variantei "hibride" de modulare în durată pe baza unui nou concept, cel al ariei de adaptabilitate a implementării (AAI), care stabilește gradul de adaptabilitate al unei metode de comandă cu ajutorul unui microprocesor. Din acest punct de vedere se constată că metoda de modulare cu semnal trapezoidal este mai favorabilă decât metoda de modulare cu semnal pseudotrapezoidal. În schimb, în ceea ce privește reducerea amplitudinii armonicilor metoda "hibridă" este superioară în comparație cu metoda de modulare cu un semnal trapezoidal, cum o confirmă și spectrul tensiunii și curentului de ieșire al inverterului comandat. Se constată o bună concordanță a rezultatelor experimentale obținute în această privință cu considerațiile teoretice elaborate.

Problemele prezentate precum și rezultatele obținute conferă lucrării un real caracter de aplicabilitate practică.

Măsurile de reducere a pierderilor prin comutație, utilizarea eficientă a unui circuit de facilitare a comutației (CFC), modalitățile de protecție a tranzistoarelor în cazul regimurilor de avarie (supratensiune, supracurent, scurtcircuit, curent invers) precum și folosirea circuitului integrat driver UAA 4002 pentru comanda în bază și protecția activă descentralizată a tranzistoarelor de putere, sînt valabile pentru o gamă largă de tipuri de convertoare care utilizează tranzistoarele de putere ca și comutatoare statice (redresoare, chopere, invertoare).

Elaborarea unei noi metode de modulare cu performanțe satisfăcătoare (metoda "hibridă") contribuie la transpunerea ugoară în varianta numerică a procedurilor egantionării naturale, facilitînd totodată utilizarea microprocesoarelor pentru comanda invertoarelor. Rezultatele experimentale obținute în urma implementării variantei "hibride" permit reducerea globală a amplitudinii armonicilor care nu pot fi minimizezate în mod eficient chiar în cazul folosirii unor filtre voluminoase. Avantajul folosirii microprocesoarelor în circuitele de comandă pentru invertoare este evidențiat printr-o strategie simplă și ieftină de comandă aplicabilă în cadrul oricărui tip de inverter monofazat.

ANEXA

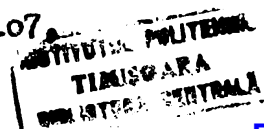
```
;
;
; Programul de generare a impulsurilor de comanda PWM ;
; pentru inverter monofazat cu tranzistoare bipolare ;
; aprilie 1991 - laboratorul de Electronica Industriala ;
; Lungime 108 octeti ;
;
;
PIOOBD EQU OCAH ;registrul de date al portului B PIO
PIOOBC EQU OCBH ;registrul de comanda al portului B PIO
CTCO EQU OCOH ;registrul canalului 0 CTC
CTC1 EQU OC1H ;registrul canalului 1 CTC
;
;
ASEG
ORG 100H
;programarea intreruperilor
DI
IM 2
LD A,02
LD I,A ;I = TABINT (high)
;programarea PIO
LD A,03H ;invalidare intreruperi
OUT (PIOOBC),A ;cuvintul de comanda a intreruperilor
LD A,OCFH ;modul 3 (I/O pe bit)
OUT (PIOOBC),A ;cuvintul pentru modul de lucru
LD A,OFEH ;bit 0 = iesire
OUT (PIOOBC),A ;cuvintul pentru definirea I/O
;programarea CTC
LD A,0
OUT (CTCO),A ;V = TABINT (low)
LD A,0D7H
OUT (CTC1),A
;
;initializari
LD HL,ADTAB ;HL = ADTAB
LD A,(K)
DEC A
LD B,A ;B = (K)-1
LD C,0 ;C = 0
LD A,1
OUT (PIOOBD),A ;Vccm = 1
LD A,(HL)
OUT (CTC1),A ;CTC1 = (ADTAB)
INC HL ;HL = HL+1
EI
;bucla de asteptare
LOOP: JP LOOP
;
;subrutina de tratare a intreruperilor de la CTC
CTC: LD A,0D7H
OUT (CTC1),A ;cuvint de comanda
LD A,(HL)
OUT (CTC1),A ;constanta de timp
LD A,C
```

```
      OUT      (PIOOBD),A      ;Vcan = C
      CPL
      LD       C,A            ;C = nonC
      DJNZ    ET1            ;salt daca nu s-a terminat perioada
      LD      HL,ADTAB        ;HL = ADTAB
      LD      A,(K)
      LD      B,A            ;B = (K)
      EI
      RETI
ET1:   INC    HL              ;HL = HL+1
      EI
      RETI
;
;tabelul modului 2 de intreruperi
      ORG     200H
TABINT: DW    0
      DW     CTC
;
;tabelul numerelor NTci
      ORG     300H
K:     DS    1
ADTAB: DS    OFFH
;
      END
```

BIBLIOGRAFIE

1. Aeintze K. and Al., "Pulse width modulating static inverters for the speed control of induction motors", Siemens-Z, vol.45(3), 1971.
2. Alexa D., Micu D., "Invertoare și redresoare cu parametri energetici ridicați", Ed. Tehnică București, 1986.
3. Alexa D., Hrubaru O., "Aplicații ale convertoarelor statice de putere", Ed. Tehnică București, 1980.
4. Asumadu Johnson A., Richard G. Hoft, "Microprocessor - Based sinusoidal waveform synthesis using walsh and related orthogonal functions"- IEEE Trans. on Power electronics, vol. 4, nr.2, April.1989.
5. Agbinya Johnson I., "Microprocessor determination of PWM signals using second-order difference equations", IEEE trans. on Ind. electronics, vol. IE-34, nr.4, Nov.1987.
6. Acharya G., N., Shokhawat S.S., Shepherd P., Rao U.M., "Microprocessor based P.M. inverter using modified regular sampling techniques," Conf. Rec. IEEE-IAS, 1984, annual meeting P.1377-1385.
7. ACEC Revue Nr.1/1987.
8. Bowes S.R., "New sinusoidal pulse width - modulated inverter" In: Proc. IEEE Nr.11, 1975.
9. Boost Michael A., Phoivos D. Ziogas, "State of the art carrier PWM techniques: a critical evaluation", IEEE trans. on Ind. Applications, vol.24, Nr.2, March/April.1988.
10. Bonnert R., and Wu R.S., "Improved three phase pulse width modulation of overmodulation", In Conf. Rec. 1984, IEEE-IAS, Annual meeting, Chicago IL.
11. Buja G.S., Fiorini P., "Microcomputer control of PWM inverter, IEEE Trans. on Ind. Electronics, vol. IE-29, Nr.3, p.212-216, August 1982.

12. Buja G.S., Ind.G.B., "Optimal pulse width modulation for feeding a.c. motors", IEEE Trans.on Ind.Appl., vol.IA-13, pp.38-44, Jan/Feb.1977.
13. Buja G.S., Fiorini P., De Wardi P., Villa E., "Improving the performance of microcomputer based controllers for PWM inverters", In Conf.Rec.1981, Powercon 8, Sl.3, pp.1-8, 1981.
14. Bose B.K., Sutherland R.A., "A microprocesor - based pulse width modulator for AC drive systems", GATIS Rep.81, CRD 163, July 1981.
15. Besson R., "Un modulateur a largeur d'impulsions (MLI) destiné au convertissement de fréquence", In: Electronique de puissance 18, p.72-76, Dec.1986.
16. Brungede Anne-Marie, "ALICE, Decouvrez le BASIC", Matra et Hachette, 1984.
17. Bogdanov Ivan, "Microprocesorul în comanda acționărilor electrice", Ed.Pacla Timisoara, 1989.
18. Cruceru Constantin, "Supraconductibilitatea și aplicațiile ei", Ed.Stiințifică și Enciclopedică București 1985.
19. Dalmaso J.L., "Electronique de puissance - commutation", Edition Bolin 1986.
20. Drăgulănescu N., Miroiu C., Moraru Doina, "A.B.C.... Electronica în imagini - componente pasive", Ed.Technică București 1990.
21. S.S.T. Research Ltd. Motoconic SST 600 EK Module databooket, technology center Loughborough, UK, 1986.
22. Electronique Applications Revue Nr.66, Juin/Juillet, 1989.
23. Elektor, Revue Nr.120, Juin, 1988.
24. Elektor, Revue Nr.114, Decembre, 1987.
25. Ferrare A., "An overview of low loss snubber technology for tranzistors converters", PESC.82, Record, pp.466-77, 1982.
26. Faldella Eugenio, "An integrated approach to digital control of AC Motor drive", IEEE trans.on Ind.Electronics, vol. IA-32, Nr.4, Nov.1985.
- 27: Fuhrmann B., "Analog-digitales Ansteuerungsverfahren für schnellfrequenz", Dreh Stromrichter, In: etz, vol.107.





Nr.5, p.212-216, 1986.

28. Girard Michel, "Electronique Industrielle", Mc Graw-Hill, Paris, 1987.
29. Gallet J.F., Pierrot A., "Les astuces d'Alice 32 et 90", Matra et Hachette, 1985, France.
30. Gottfried Mltgen, "Converter Engineering. An introduction to operation and theory", Siemens Aktiengesellschaft, Berlin, München, 1984.
31. Gray P.S., Searle C.L., "Bazele electronicii moderne", Ed. Tehnic Bucureti, 1973.
32. Holtz J., Salama S.F., "High power transistor PWM inverter with complete switching energy recovery", Proc.of ICEM, München, 8-10 sept., p.995-998, 1986.
33. HSU P.S., "A new high speed unique switch", Proceedings of PESC 82.
34. Hortopan Gh. s.a., "Aparate electrice de comutaie? Tehnica fenomenelor rapide", Ed.Tehnic Bucureti, 1985.
35. Hortopan Gh., Vlase I.O., Niu S., "Ecranarea electromag-netic in tehnica curenilor intensi", Ed.Tehnic Bucureti, 1990.
36. Hebestreit B., "Overcoming the  $dV/dt$  problem in power MOSFET switching stage during commutation", Proceeding of PCI 82.
37. Heumann K., Papp G., Jung M., "Comparative study on new power transistors with respect to high frequency inverter", Applications E.P.E.Aachen Germany, 1989.
38. Hirschmann G., "Leistungstreiber fr Drehstromvollbrcke mit dem IGBT", Sixpack, Modul BSM 15 GD 100 D, Siemens.
39. Intel Corp.MCS-48 user's manual, 1976.
40. Intel Corp.MCS-Basic 52, user's manual, 1986.
41. Jia You Lee, York Yih Sun, "Novel sinusoidal pulse width modulation schemes for voltage. Source inverters with fluctuating input voltage", IEEE Trans.on Ind.Electronics, vol.35, Nr.2, May 1988.

42. Knoll H., "High current transistors choppers", 2<sup>nd</sup> IFAC Symposium control power electronics, Dusseldorf, 1977.
43. Kulikovski, "Manualul radioamatorului", Moscova, 1961.
44. Khaled B.Addomesh, William Shepherd L.W.Gul, "Induction motor speed control using a microprocessor based PWM inverter", IEEE Trans.on Ind.Electronics, vol.36, Nr.4, Nov.1989.
45. Katsumori T., Hisaichi I., "Trapezoidal modulating signal for three phase PWM inverter", IEEE Trans.on Ind.Electronics vol.IE-33, Nr.2, May 1986.
46. Kelemen A., "Acționări electrice", Ed.Didactică și Pedagogică București 1976.
47. Kelemen A., Imecs Maria, "Electronica de putere", Ed.Didactică și Pedagogică București 1983.
48. Keuter W., Tschaum M., "Advantageous control bipolar power transistors", Technical information 15 AEG Germany 1988.
49. Kitai M., Siemens K.H., "A non recursive equation for the Fourier transform of walsh function", IEEE Trans.Electromagn.Comp., vol.EMC-15, Nr.2, pp.81-83, May 1973.
50. Lupu C., Stăncescu St., "Microprocesoare circuite - proiectare", Ed.Militară București, 1986.
51. Lupu C., Pepelea V., Purice S., "Microprocesoare - aplicații", Ed.Militară București, 1982.
52. Lorenz L., Schulze G., "Switching performance of a new fast IGBT", Siemens AG. Power semiconductor division, PCI - Proceedings 189 Germany, June 1988.
53. Magazin, Revista nr.42 (1618), 15 oct.1988.
54. Măgureanu R., "Mașini și acționări electrice - tendințe actuale", Ed.Technică București 1988.
55. Manolescu Anca, Manolescu A., Mihuț I., Muregan E., Puric L., "Circuite integrate liniare", Ed.Didactică și Pedagogică, București 1983.
56. Monias Stefano, Wiechmann P.S., Ziogaz P.P., "Effects of switching angle phase shift on PWM techniques", IEEE Trans. on Ind.El., vol.IE-34, Nr.4, Nov.1987.

57. Mureşan Tiberiu, "Conducerea roboţilor industriali", Note de curs IPTVT, Timişoara 1990.
58. Mureşan Tiberiu, Strugaru C., Stoinescu R., "Microprocesorul 8080 în aplicaţii", Ed.Facfa Timişoara, 1981.
59. Microelectronica - Sistem de dezvoltare cu aplicaţii multiple (MADS) - M80 UC, manual de utilizare hard.
60. Nakagawa A., Imamura K., Furukawa K., "1800 V bipolar mode MOSFETS (IGBT)", Toshiba Rev.nr.161, 1987.
61. Nichols E.A., Nichols J.C., Rony P.B., "Microprocesseur Z-80", Programmation Edition Publitrone 1982.
62. Penalver C.M., Juan Peire, Pedro M.Martinez, "Microprocessor control of DC/AC static converters", IEEE Trans.on Ind. Electronics, vol.IE-32, Nr.3, Aug.1985.
63. Patrubby Miklós, "Totul despre microprocesorul Z80", vol.I şi II, Ed.Tehnică Bucureşti, 1989.
64. Pop E., Stoica V., "Principii şi metode de măsurare numerică", Ed.Facfa Timişoara, 1977.
65. Rajashekara K.S., Vithyathil J., Rajagopalan V., "Protection and switching. Aid networks for transistor bridge inverters" IEEE Trans.Ind.Electronics, vol.IE-33, Nr.2, May 1986.
66. Rajashekara K.S., Vithyathil J., "Microprocessor based sinusoidal PWM inverter by DMA Transfer", IEEE Trans.on Ind. Electronics Control Instrum., vol.I ECI-29, Feb.1982.
67. Remy Fernand, Letocha Jean, "Circuit numerique", Edition Mc Graw-Hill, Montreal 1988.
68. Redoutey J., "Le courant inverse dans les transistors de puissance" dans "Le transistor de puissance dans son environnement", Thomson CSF DSD 1978.
69. S.G.S. Thomson Microelectronics. Protection devices data-book 1<sup>st</sup> edition, May 1989.
70. Simmers Chuck, Dave Arnett, "Specialized I/O and high. Speed CPU Yields efficient microcontroller for automotive applications", IEEE Trans.on Ind.Electronics, vol.IE-32, Nr.4, Nov.1985.

71. Siemens. Application note. Frequency converter for driving asynchronous three phase inverters designed with new micro and power electronic component, 1986.
72. Siemens. Application note. Pulse width modulator IC-SLE 4520, 1986.
73. Schenk G., "MVA amplifier used for plasma position control in the JET tokamak", Euratom CEA FC 1140, February 1982.
74. Sztojanov I., Borcoci E., Tomescu N., Bulik D., Petrec D., "De la poarta TTL la microprocesor", Ed. Tehnică București, 1987.
75. Starr B.G. și Van Loon, J.P.C., "LSI circuit for AC motor speed control", Mullard Publication, Nr.82 - col5.
76. Știință și tehnică, Rev., Aprilie 1989.
77. Thomson C.S.F., "DSD - Le transistor de puissance dans la conversion d'energie", Aix-en-Provence, France 1983.
78. Thomson, "Semiconductors, transistors and diodes in power processing", 1985.
79. Thomson, "Semiconductors, the power transistor in its environment", Aix-en-Provence, France 1978.
80. Arie Jean Michel, "Microprocesseurs 8086-8088. Architecture et programmation. Coproceseur de calcul 8037", Edition Eyrolles, Paris 1987.
81. Teodorescu D., "Introducerea în microelectronică", Ed. Pacla Timisoara 1985.
82. Teodorescu D., "Automatizări microelectronice", Ed. Tehnică București 1988.
83. Varnovitsky M., "A microcomputer - based control signal generator for a three phase switching power inverter", IEEE Trans. Ind. Application, vol. IA-19, pp.228-234, March/April 1983.
84. Voiculescu E., Mican S., "Stand pentru testarea tranzistoarelor de putere", In: Tehnium Nr.225, Aug.1989.
85. Yoshida Y., Ueda R., Sonoda T., "Drive performance optimization of inverter driven induction motor", ICE MAIN, Torino, 8 - 11 July, p.1-8, 1986.

86. Zuckerberger A., Abraham Alexandrovitz, "Determination of comutation sequence with a view to eliminating harmonics in microprocessor controlled PWM voltage inverter", IEEE Trans.on Ind.Electronics, Aug.1986.